



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ &
ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Πολυδιάστατος Χαρακτηρισμός Ραδιοδιαύλου για
Ευρυζωνικά Ασύρματα Συστήματα Επικοινωνιών

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

του

ΝΙΚΟΛΑΟΥ Δ. ΣΚΕΝΤΟΥ

Διπλωματούχου Ηλεκτρολόγου Μηχανικού &
Μηχανικού Υπολογιστών Ε.Μ.Π. (2000)

Αθήνα, Νοέμβριος 2007



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ & ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ &

ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Πολυδιάστατος Χαρακτηρισμός Ραδιοδιαύλου για Ευρυζωνικά Ασύρματα Συστήματα Επικοινωνιών

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

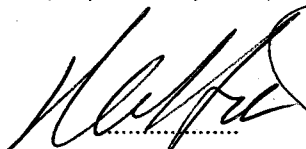
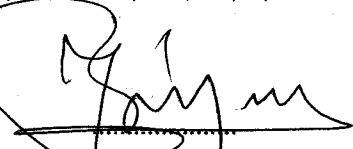
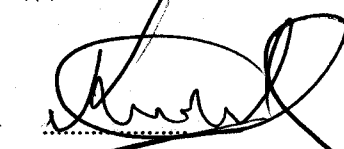
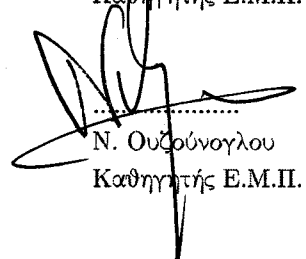
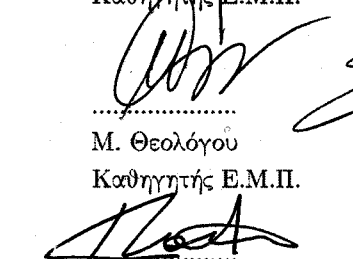
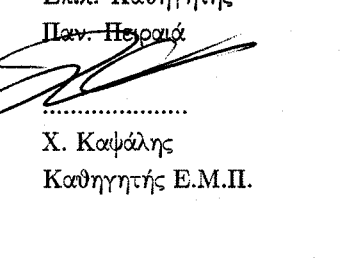
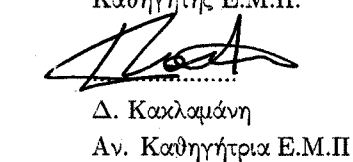
ΤΟΥ

ΝΙΚΟΛΑΟΥ Δ. ΣΚΕΝΤΟΥ

Διπλωματούχου Ηλεκτρολόγου Μηχανικού &
Μηχανικού Υπολογιστών Ε.Μ.Π. (2000)

Συμβουλευτική Επιτροπή: Φίλιππος Κωνσταντίνου
Ιάκωβος Βενιέρης
Αθανάσιος Γ. Κανάτας

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 27^η Νοεμβρίου 2007.

 Φ. Κωνσταντίνου Καθηγητής Ε.Μ.Π.	 Ι. Βενιέρης Καθηγητής Ε.Μ.Π.	 Α. Γ. Κανάτας Επικ. Καθηγητής Παν. Πελοποννήσου
 Ν. Ουζούνoglou Καθηγητής Ε.Μ.Π.	 Μ. Θεολόγου Καθηγητής Ε.Μ.Π.	 Χ. Καψάλης Καθηγητής Ε.Μ.Π.
	 Δ. Καυλαμάνη Αν. Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.	

Αθήνα, Νοέμβριος 2007

...

ΝΙΚΟΛΑΟΣ Δ. ΣΚΕΝΤΟΣ

Διδάκτωρ Ηλεκτρολόγος Μηχανικός & Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

copyright© 2007 - Νικόλαος Δ. Σκέντος

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

στους γονείς μου και την αδερφή μου

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η εκπόνηση της διδακτορικής μου διατριβής αποδείχθηκε μια ιδιαίτερα απαιτητική διαδικασία όχι μόνο σε κόπο ή σε χρόνο αλλά και σε ψυχικά αποθέματα. Σίγουρα η επιλογή μου για μεταπτυχιακές σπουδές στο Πολυτεχνείο με επηρέασε σε σημαντικό βαθμό, όχι μόνο γιατί εξελίχθηκα επιστημονικά αλλά κι επειδή έκανα τα πρώτα βήματα της επαγγελματικής μου πορείας με τη συμμετοχή μου σε ερευνητικά προγράμματα. Τώρα που ολοκληρώνεται αυτό το κεφάλαιο της ζωής μου αισθάνομαι τη ανάγκη να ευχαριστήσω αυτούς τους ανθρώπους που μου στάθηκαν όλα αυτά τα χρόνια.

Ξεκινώ από τον καθ. Φίλιππο Κωνσταντίνου, διευθυντή του εργαστηρίου Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών ΕΜΠ, ο οποίος υπήρξε για μένα πολλά περισσότερα από επιβλέπων καθηγητής. Δουλεύοντας και συνυπάρχοντας μαζί του στο εργαστήριο όλα αυτά τα χρόνια ήταν για μένα μια ευχάριστη και συνάμα μια πολύ διδακτική εμπειρία ζωής. Ομολογώ ότι μου στάθηκε ιδιαίτερα, σα συγγενής, και τον ευχαριστώ θερμά για αυτό.

Έπειτα, ευχαριστώ το Θανάση Κανάτα με τον οποίο η συνεργασία μας ξεκίνησε το Γενάρη του 2001, όταν βρισκόταν στο εργαστήριο πριν ακόμη γίνει επικ. καθηγητής στο Πανεπιστήμιο Πειραιά. Ο Θανάσης συμμετείχε ενεργά σε όλες μου τις ερευνητικές προσπάθειες βοηθώντας και ενθαρρύνοντάς με μέχρι σήμερα. Η συνεργασία μας όλα αυτά τα χρόνια ήταν αδιάκοπη, ιδιαίτερα παραγωγική και με τον καιρό μετουσιώθηκε σε μια ουσιαστική φιλία.

Ακόμη ευχαριστώ τον Τάκη Καράμαλη με τον οποίο συνεργαστήκαμε μαζί με το Θανάση, τόσο μεθοδικά, παραγωγικά και καλοπροαίρετα. Ήταν μια πολυ επιτυχημένη συνεργασία με ενδιαφέροντα αποτελέσματα. Επιπλέον, καθαρά από θέμα τύχης, βρεθήκαμε μαζί με τον Τάκη στην προπαίδευση ναυτών του Πολεμικού Ναυτικού στον Πόρο, το Μάη του 2006, όπου περάσαμε παρέα εμπειρίες αξιομνημόνευτων αγγαρειών.

Στο Πολυτεχνείο όλα αυτά τα χρόνια συνυπήρξα αρμονικά με πολλούς συναδέλφους και φίλους περνώντας αμέτρητες ώρες. Ο καθένας από μας έκανε τη δική του προσπάθεια, αλλά στα δύσκολα είναι σημαντικό να προσπαθείς με παρέα. Ευχαριστώ όλα τα μέλη του εργαστηρίου και ιδιαίτερα τους Θανάση Μαρούση, Βαγγέλη Αγγέλου, Δήμο Βουγιούκα, Κώστα Κακόγιαννη, Βασίλη Μήλα και Κώστα Μαλιάτσο.

Σε λίγους μήνες πλησιάζω τα 30. Αν και μέχρι τώρα έχω αφιερωθεί σε όνειρα, ανθρώπους και στόχους, τελικά ο ουσιαστικός λόγος που αισθάνομαι γεμάτος είναι η οικογένεια μου και οι φίλοι μου. Χωρίς πολλά λόγια, ευχαριστώ για τη φιλία τους το Χρήστο Κουλουμέντα,

τη Μελίτζα Μέγα, το Γιώργο Λεολέη, την Έλια Μουρτζανού, το Γιάννη Καρασειτανίδη, τον Κώστα Ιατρόπουλο, το Βασίλη Χειλά, το Νικήτα Παχωπό και την Αιμιλία Βεργίνη.

Τέλος, ευχαριστώ τον πατέρα μου Δημήτρη, τη μητέρα μου Κατερίνα και την αδερφή μου Μαρίνα για την παντοινή τους αγάπη και την αδιάκοπη στήριξη. Από πολλές απόψεις, η διατριβή αυτή είναι το πιο ξεχωριστό μου επίτευγμα και τους την αφιερώνω ως μια μικρή ένδειξη ευγνωμοσύνης.

*Νικόλαος Σκέντος
Αθήνα, Νοέμβριος 2007*

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η παρούσα διδακτορική διατριβή πραγματεύεται τον πολυδιάστατο, πειραματικό χαρακτηρισμό ραδιοδιαύλου για ευρυζωνικά ασύρματα συστήματα προσωπικών επικοινωνιών. Η αναγκαιότητα του θέματος συνδέεται άμεσα με την ραγδαία ανάπτυξη που γνωρίζουν τα ασύρματα συστήματα με πολλαπλές κεραιές σε πομπό και δέκτη, γνωστά και ως συστήματα MIMO. Το θεωρητικά αναμενόμενο κέρδος στη χωρητικότητα διαύλου από την εισαγωγή πολλαπλών κεραιών αλλά και η βελτίωση της ποιότητας της ασύρματης ζεύξης εμφανίζουν υψηλή εξάρτηση από τα χαρακτηριστικά του ραδιοδιαύλου. Επίσης, η αποδοτική σχεδίαση των χωρο-χρονο-συχνοτικών αλγορίθμων επεξεργασίας σήματος που χρησιμοποιούνται σε πομπό και δέκτη οφείλει να βασίζεται στην ακριβή γνώση, μοντελοποίηση και εκμετάλλευση των χαρακτηριστικών του ασύρματου μέσου διάδοσης.

Σκοπεύοντας στον ολοκληρωμένο χαρακτηρισμό του καναλιού, στα πλαίσια της διατριβής πραγματοποιήθηκαν ευρυζωνικές μετρήσεις διαύλου με πολλαπλές κεραιές σε πομπό και δέκτη. Τα πειραματικά δεδομένα χρησιμοποιήθηκαν αρχικά για το στοχαστικό χαρακτηρισμό του ραδιοδιαύλου ως ένα γραμμικό χωρο-χρονικά μεταβαλλόμενο σύστημα. Ιδιαίτερη βαρύτητα δόθηκε στην εξέταση της στατικότητας, στον προσδιορισμό των πολυδιάστατων συναρτήσεων αυτοσυσχέτισης διαύλου, στα μεγέθη συνοχής και στα μεγέθη διασποράς. Επιπλέον, ακολουθώντας την προσέγγιση του παραμετρικού χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου, υλοποιήθηκαν εξελιγμένοι αλγόριθμοι πολυδιάστατης εκτίμησης παραμέτρων οι οποίοι και εφαρμόστηκαν στα πειραματικά δεδομένα για τον προσδιορισμό χαρακτηριστικών των κυρίαρχων πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Τέτοια χαρακτηριστικά είναι το συνολικό πλήθος των διακριτών συνιστωσών καθώς και η γωνία άφιξης, η γωνία ανάχωρησης, η καθυστέρηση διάδοσης και το μιγαδικό πλάτος της καθεμίας. Τέλος, εξετάστηκε η ρεαλιστική επίδοση χωρητικότητας διαύλου, και η μεταβολή της με τις επιμέρους παραμέτρους ενός MIMO συστήματος όπως είναι το πλήθος των κεραιοστοιχείων, η απόσταση διαχωρισμού του, ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος λειτουργίας συστήματος και το σχήμα χωρο-χρονικής κωδικοποίησης που χρησιμοποιείται.

ABSTRACT

This doctoral thesis deals with experimental multidimensional channel characterization for broadband wireless personal communication systems. The necessity of the topic is associated with the current growth of multielement antenna wireless systems known as MIMO systems. The theoretically anticipated channel capacity gain by the employment of multielement antennas as well as the increased wireless link robustness is highly dependent on the characteristics of the wireless medium. Furthermore, the efficient design of space-time-frequency transmitter and receiver processing algorithms is strongly linked to the accurate knowledge, modeling and beneficial use of channel's characteristics.

Aiming to the complete characterization of the wireless channel, a measurement campaign was designed and carried out. The experimental data were initially used for the stochastic characterization of the wireless channel as a linear space-time varying system. In particular, the channel stationarity was tested, the joint channel correlation functions were determined and coherence as well as dispersion measures were computed. Additionally, following the parametric channel modeling approach, advanced high-resolution parameter estimation algorithms were implemented and applied to the measured data for the estimation of the dominant multipath components' features. These results refer to the total number of specular multipaths, and the parameters of each, i.e angle of arrival, angle of departure, propagation delay and complex amplitude. Finally, a realistic capacity performance evaluation was carried out examining the channel capacity dependence on the MIMO system characteristics such as the number of antenna elements, the inter-element spacing distance, the average system intended SNR and the space-time coding scheme used.

Περιεχόμενα

1	Εισαγωγή	1
1.1	Ερευνητικό Αντικείμενο Διατριβής	1
1.2	Δομή του κειμένου της διατριβής	2
2	Περιγραφή Ραδιοδιαύλου Πολλαπλών Εισόδων Πολλαπλών Εξόδων	7
2.1	Επιδράσεις του ραδιοδιαύλου στην ασύρματη μετάδοση σήματος	7
2.1.1	Απώλειες διάδοσης	8
2.1.2	Διαλείψεις μεγάλης κλίμακας	9
2.1.3	Διαλείψεις μικρής κλίμακας	9
2.2	Χωρο-χρονικά συστήματα ασύρματων επικοινωνιών	10
2.2.1	Οφέλη χρήσης πολλαπλών κεραιών σε ασύρματες ζεύξεις	11
2.2.1.1	Κέρδος στοιχειοκεραίας	12
2.2.1.2	Κέρδος χωρικής διαφορισιμότητας	12
2.2.1.3	Κέρδος χωρικής πολυπλεξίας	13
2.3	Ο ραδιοδιάυλος ως διασκορπιστικό και μεταβλητό μέσο διάδοσης	13
2.3.1	Πεδία περιγραφής ραδιοδιαύλου	14
2.3.1.1	Χρονομεταβλητός ραδιοδιάυλος	14
2.3.1.2	Δυαδικότητα κατεύθυνσης - χώρου	15
2.3.1.3	Σχέσεις δυαδικότητας μεταξύ πεδίων περιγραφής	16
2.3.1.4	Ραδιοδιάυλος χωρομεταβλητός στο δέκτη	17
2.3.1.5	Συνάφεια χωρομεταβλητής και χρονομεταβλητής περιγραφής	19
2.3.1.6	Ραδιοδιάυλος χωρομεταβλητός σε πομπό και δέκτη	19
2.3.2	Συνοπτική περιγραφή σχέσεων εισόδου-εξόδου	22
2.3.2.1	SISO συστήματα	22
2.3.2.2	SIMO συστήματα	23
2.3.2.3	MISO συστήματα	25
2.3.2.4	MIMO συστήματα	27
2.3.3	Περιγραφή του τυχαίου ραδιοδιαύλου	29
2.3.3.1	Ο τυχαίος ραδιοδιάυλος SISO	29
2.3.3.2	Ο τυχαίος ραδιοδιάυλος MIMO	32
2.4	Προσεγγίσεις μοντελοποίησης MIMO διαύλου	33
2.4.1	Κατηγοριοποίηση μοντέλων	33

2.4.2	Αναλυτικά μοντέλα	34
2.4.2.1	Μοντέλο i.i.d.....	35
2.4.2.2	Μοντέλο χωρικής συσχέτισης	36
2.4.2.3	Μοντέλο Kronecker	36
2.4.2.4	Μοντέλο Weichselberger.....	40
2.4.3	Φυσικά μοντέλα.....	41
2.4.3.1	Ντετερμινιστικά μοντέλα	41
2.4.3.2	Παραμετρικά μοντέλα	42
2.4.3.3	Γεωμετρικά στοχαστικά μοντέλα	43
2.4.3.4	Μοντέλο κατανεμημένων σκεδαστών.....	45
2.5	Η μοντελοποίηση MIMO του καναλιού σε οργανισμούς προτυποποίησης	46
2.5.1	Μοντέλο 3GPP SCM.....	46
2.5.2	Μοντέλο IEEE802.11n.....	47
3	Ευρυζωνικές Μετρήσεις Πολυδιάστατου Χαρακτηρισμού Ραδιοδιαύλου	49
3.1	Αρχή Λειτουργίας Μετρητικής Διάταξης	49
3.2	Στοιχειοκεραίες Μετρητικής Διάταξης.....	53
3.2.1	Βαθμονόμηση στοιχειοκεραιών	54
3.3	Μεθοδολογία Μετρήσεων	55
3.4	Μετρηθέντα Περιβάλλοντα Διάδοσης.....	58
3.4.1	Μετρήσεις δρόμου - οροφής	58
3.4.2	Μετρήσεις οροφής - οροφής	60
3.4.3	Μετρήσεις δρόμου - δρόμου	61
4	Πειραματικά αποτελέσματα στοχαστικού χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου	63
4.1	Εισαγωγή	63
4.1.1	Δομή του κεφαλαίου	64
4.2	Οι συναρτήσεις στοχαστικής περιγραφής ραδιοδιαύλου	64
4.3	Μελέτη στατικότητας στοχαστικών διαδικασιών	72
4.3.1	Στατικότητα στο πεδίο του χρόνου	73
4.3.2	Στατικότητα στο πεδίο της συχνότητας	74
4.3.3	Στατικότητα στο πεδίο του χώρου	78
4.4	Μη κατευθυντική συνάρτηση σκέδασης	82
4.4.1	Φασματική πυκνότητα ισχύος Doppler	84
4.4.1.1	Προσεγγιστική εμπειρική περιγραφή της φασματικής πυκνότητας ισχύος Doppler	88
4.5	Μεγέθη διασποράς καθυστέρησης	90
4.6	Διαλείψεις περιβάλλουσας στενής ζώνης.....	91
4.7	Συναρτήσεις αυτοσυσχέτισης διαύλου	95

4.7.1	Αυτοσυσχέτιση χρόνου συχνότητας	95
4.7.1.1	Μεγέθη συνοχής στα πεδία του χρόνου και της συχνότητας ..	97
4.7.2	Αυτοσυσχέτιση συχνότητας απόστασης	98
4.7.3	Αυτοσυσχέτιση απόστασης κεραιοστοιχείων σε πομπό και δέκτη	103
4.8	Οι πίνακες χωρικής συσχέτισης και η παραδοχή γινομένου Kronecker	106
4.9	Γωνιακή φασματική πυκνότητα ισχύος	110
4.10	Συμπεράσματα	113
5	Εκτίμηση παραμέτρων σήματος με τον πολυδιάστατο αλγόριθμο Unitary ESPRIT	115
5.1	Εισαγωγή	115
5.1.1	Δομή του κεφαλαίου	116
5.2	Μοντέλο εισόδου-εξόδου συστήματος	116
5.2.1	Παραμετρική περιγραφή	116
5.2.2	Σχέση εισόδου - εξόδου	117
5.3	Ο διανυσματικός υποχώρος σήματος	120
5.3.1	Εκτίμηση διανυσματικού υποχώρου σήματος με αριθμητική μιγαδικών αριθμών	121
5.3.1.1	Απουσία θορύβου	121
5.3.1.2	Παρουσία θορύβου	122
5.3.1.3	Εναλλακτικός τρόπος προσδιορισμού μιγαδικού διανυσματικού υποχώρου σήματος	123
5.3.2	Εκτίμηση του διανυσματικού υποχώρου σήματος με αριθμητική πραγματικών αριθμών	125
5.3.2.1	Μαθηματικό Υπόβαθρο	125
5.3.2.2	Η επεξεργασία forward-backward averaging	126
5.3.2.3	Ο υποχώρος σήματος στο σύνολο των πραγματικών αριθμών ..	127
5.3.2.4	Εναλλακτικός τρόπος προσδιορισμού του διανυσματικού υποχώρου σήματος πραγματικών τιμών	129
5.4	Δομή μη μεταβλητή ως προς την ολίσθηση	130
5.4.1	Πίνακες επιλογής δειγμάτων στις R διαστάσεις	132
5.4.2	Οι εξισώσεις μη μεταβλητότητας με πραγματικές τιμές	133
5.5	Η ταυτόχρονη ανάλυση Schur	134
5.5.1	Συνάρτηση κόστους	135
5.5.2	Αλγόριθμος τύπου Jacobi	135
5.6	Η ομαλοποίηση των μετρούμενων δεδομένων	136
5.7	Ο αλγόριθμος Unitary Esprit R -διαστάσεων	137
5.7.1	Εκτίμηση των μιγαδικών πλατών	138
5.7.2	Προσδιορισμός του πλήθους των προσπιπτόντων κυμάτων	140
5.7.2.1	Κριτήρια θεωρίας πληροφορίας	140
5.7.2.2	Μέθοδος σύγκρισης με πειραματικά δεδομένα	141

5.8	Η εφαρμογή του αλγορίθμου στα μετρημένα δεδομένα	142
5.9	Θέματα Υλοποίησης Αλγορίθμου	143
5.9.1	Επιλογή αριστερών Π-πραγματικών πινάκων	145
5.9.2	Επιλογή παραμέτρων τεχνικής R-D ομαλοποίησης	145
5.9.3	Αποδοτική υλοποίηση βημάτων προεπεξεργασίας δεδομένων	146
5.9.4	Εκτίμηση περιγραφής του θορύβου	147
5.9.4.1	Παραδοχή Kronecker για τον πίνακα αυτοσυσχέτισης θορύβου	148
5.9.5	Εκτίμηση υποχώρου σήματος με μειωμένη πολυπλοκότητα	149
5.9.6	Εκτίμηση μιγαδικών πλατών συνιστωσών με μειωμένη πολυπλοκότητα .	149
5.9.7	Επιλογή παραμέτρων της μεθόδου SSD	150
6	Πειραματικά αποτελέσματα παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστω-	
	σών	151
6.1	Είδη παραμέτρων και παραμετρική μοντελοποίηση	151
6.1.1	Είδη αποτελεσμάτων	152
6.2	Πλήθος εκτιμημένων πολυδιαδρομικών συνιστωσών	153
6.3	Εμπειρικά αποτελέσματα ισχύος πολυδιαδρομικών συνιστωσών	155
6.3.1	Ιστογράμματα Ισχύος	158
6.3.2	Συσσώρευση ισχύος στις πολυδιαδρομικές συνιστώσες	159
6.4	Εκτιμήσεις των διδιάστατων από κοινού συναρτήσεων πυκνότητας	
	πιθανότητας παραμέτρων	161
6.4.1	Μη παραμετρική εκτίμηση πυκνότητας πιθανότητας με χρήση	
	συνάρτησης πυρήνα	162
6.4.2	Εμπειρικά αποτελέσματα	163
6.5	Σύγκριση αναδομημένων διαύλων με πειραματικά δεδομένα	167
6.5.1	Απώλεια ισχύος λόγω περιγραφής με διακριτό πλήθος	
	πολυδιαδρομικών συνιστωσών	169
6.5.2	Υπολειπόμενη φασματική πυκνότητα ισχύος καθυστέρησης	169
6.5.3	Ιδιοτιμές πίνακα MIMO καναλιού	172
6.6	Φασματική πυκνότητα ισχύος του ραδιοδιαύλου στα πεδία περιγραφής	
	διασκορπισμού	174
6.6.1	Ομαδοποίηση πολυδιαδρομικών συνιστωσών	175
6.7	Οπτική αποτύπωση των εκτιμημένων γωνιακών χαρακτηριστικών στα	
	περιβάλλοντα μέτρησης	180
6.8	Συμπεράσματα	183
7	Πειραματικά αποτελέσματα επίδοσης χωρητικότητας MIMO διαύ-	
	λου	185
7.1	Εισαγωγή	185
7.2	Χωρητικότητα MIMO διαύλου	186
7.2.1	Σύνδεση χωρητικότητας με ιδιοτιμές πίνακα MIMO διαύλου	187

7.2.1.1	Κατάσταση διαύλου άγνωστη στον πομπό.....	187
7.2.1.2	Κατάσταση διαύλου γνωστή στον πομπό.....	188
7.2.1.3	Αλγόριθμος waterfilling	190
7.3	Πειραματικά αποτελέσματα επίδοσης χωρητικότητας	191
7.3.1	Μεταβολή C_e με σηματοθυροβικό λόγο ρ	192
7.3.2	Μεταβολή C με πλήθος κεραιών	193
7.3.3	Μεταβολή C με απόσταση διαχωρισμού κεραιών	195
7.3.4	Χωρητικότητα για διάφορα σχήματα χωρο-χρονικής κωδικοποίησης	197
7.3.5	Σύγκριση χωρητικότητας μετρημένων με παραμετρικούς διαύλους	203
7.4	Πειραματικά αποτελέσματα ιδιοτιμών	203
7.4.1	Συντελεστές κατάστασης MIMO πίνακα	204
7.5	Συμπεράσματα	208
8	Συμπεράσματα	211
8.1	Σύνοψη.....	211
8.2	Συμπεράσματα στοχαστικής προσέγγισης χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου.....	212
8.3	Συμπεράσματα παραμετρικής προσέγγισης χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου	213
8.4	Συμπεράσματα επίδοσης χωρητικότητας	214
8.5	Προτάσεις για μελλοντική έρευνα	215
A'	Μετρήσεις βαθμονόμησης ομοιόμορφης γραμμικής στοιχειοκεραίας	217
A'.1	Θεωρητική περιγραφή	217
A'.2	Πειραματικά αποτελέσματα.....	220
	Βιβλιογραφία	223
	Κατάλογος Δημοσιεύσεων του συγγραφέα	231
	Βιογραφικό Σημείωμα	233

Κατάλογος Σχημάτων

2.1	Μπλοκ διάγραμμα χωρο-χρονικού συστήματος ασυρμάτων επικοινωνιών	11
2.2	MIMO σύστημα με M_T, M_R κεραιοστοιχεία σε πομπό και δέκτη αντίστοιχα	11
2.3	Οι συνθήκες διάδοσης στο ραδιοδιάλυτο προσφέρουν τη δυνατότητα σε MIMO ζεύξεις για αξιοποίηση του κέρδους χωρικής πολυπλεξίας με το διαχωρισμό των χωρικών υπογραφών σήματος	13
2.4	Σχέσεις δυαδικότητας μεταξύ συναρτήσεων συστήματος SISO διαύλου	15
2.5	Ορισμός διανύσματος κατεύθυνσης άφιξης	15
2.6	Εξεταζόμενο σενάριο για περιγραφή ραδιοδιαύλου χωρομεταβλητού σε πομπό και δέκτη	20
2.7	SISO σύστημα	22
2.8	SIMO σύστημα	23
2.9	Ορισμός διανυσμάτων θέσης κεραιών λήψης	24
2.10	MISO σύστημα	25
2.11	Ορισμός διανυσμάτων θέσης κεραιών εκπομπής	26
2.12	$M_R \times M_T$ MIMO σύστημα με M_T, M_R κεραιοστοιχεία σε πομπό και δέκτη αντίστοιχα	27
2.13	Σχέσεις δυαδικότητας Fourier μεταξύ των συναρτήσεων χαρακτηρισμού της τυχαίας φύσης του SISO ραδιοδιαύλου υπό την παραδοχή WSSUS.	32
2.14	Επίδραση του τελεστή στήβας $\text{vec}\{\cdot\}$ σε διδιάστατο πίνακα	35
2.15	Το μοντέλο Kronecker επιβάλλει όλες οι κατευθύνσεις αναχώρησης να συνδέονται με όλες τις κατευθύνσεις άφιξης	40
2.16	Βασική αρχή λειτουργίας γεωμετρικών στοχαστικών μοντέλων	45
2.17	Απεικόνιση του μοντέλου κατανεμημένων σχεδαστών	46
2.18	Διαδικασία μορφοποίησης μοντέλου MIMO διαύλου στο πρότυπο 3GPP	47
2.19	Σενάριο πολυδιαδρομικής διάδοσης στο μοντέλο 3GPP SCM	48
3.1	Μπλοκ διάγραμμα αρχιτεκτονικής διάταξης μέτρησης ραδιοδιαύλου	50
3.2	Σήμα διέγερσης στα πεδία του χρόνου και της συχνότητας (πάνω), εκτιμώμενη χρουστική απόκριση και φάσμα λαμβανόμενου σήματος (κάτω)	51
3.3	Διάγραμμα χρονισμού μεταγωγής κεραιοστοιχείων του RUSK ATM	52
3.4	Απόκριση συστήματος μέτρησης RUSK ATM (αποτέλεσμα νωτεπίνωτης μέτρησης βαθμονόμησης)	53

3.5	Ομοιόμορφες γραμμικές στοιχειοκεραίες πομπού (αριστερά) και δέκτη (δεξιά) .	54
3.6	Μέτρηση βαθμονόμησης στοιχειοκεραίας πομπού	55
3.7	Ο πομπός (αριστερά) και ο δέκτης (δεξιά) της μετρητικής διάταξης RUSK ATM	57
3.8	Αποστασιόμετρο laser της εταιρείας Leica	58
3.9	Το περιβάλλον μέτρησης στη λεωφόρο Συγγρού όπως φαίνεται από τον πομπό που βρίσκεται στο επίπεδο του δρόμου (αριστερά) και τον δέκτη (δεξιά) τοποθετημένο στην ταράτσα της Ελφινκο Α.Ε	59
3.10	Θέσεις μέτρησης δρόμου-οροφής στην λεωφ. Συγγρού. στην Αθήνα	60
3.11	Ενδεικτικές φωτογραφίες απο μετρήσεις οροφής-οροφής στην Πολυτεχνειούπολη Ζωγράφου (αριστερά) και στις εγκαταστάσεις της INTPAKOM Α.Ε (δεξιά)	60
3.12	Θέσεις μέτρησης οροφής-οροφής στην Πολυτεχνειούπολη Ζωγράφου	61
3.13	Το μετρημένο περιβάλλον διάδοσης της οδού Τσιμισκή στο κέντρο της Αθήνας	61
4.1	Χρονο- και χωρο-μεταβλητή φασματική πυκνότητα ισχύος καθυστέρησης και συχνότητας (λεωφ. Συγγρού θέση πομπού 6)	67
4.2	Μέτρο πειραματικής μιγαδικής συνάρτησης μεταφοράς ενός SISO καναλιού για όλα τα περιβάλλοντα μέτρησης. Σε κάθε γράφημα απεικονίζονται ένα στιγμιότυπο μέτρησης $ T(t=1, f, s=1) $ (καμπύλη μπλε χρώματος) καθώς και το χρονικά μέσο μέτρο $E_t\{ T(t, f, s=1) \}$ (καμπύλη κόκκινου χρώματος). 69	69
4.3	Πειραματικά προφίλ καθυστέρησης ισχύος SISO διαύλου για όλα τα περιβάλλοντα μέτρησης. Σε κάθε γράφημα απεικονίζονται ένα στιγμιότυπο μέτρησης $P(t=1, \tau, s=1)$ (καμπύλη μπλε χρώματος) καθώς και το αντίστοιχο χρονικά μέσο προφίλ $P_{avg}(\tau, s=1)$ (καμπύλη κόκκινου χρώματος). 70	70
4.4	Χρονικές μεταβολές μετρούμενης λαμβανόμενης ισχύος ευρείας ζώνης	71
4.5	Παράδειγμα συντελεστή συσχέτισης $\rho_{LRS}(t'_1, t'_2, s=1)$ για τον προσδιορισμό της περιοχής στατικότητας των μετρούμενων δεδομένων στο πεδίο του χρόνου. (λεωφ. Συγγρού θέση πομπού 4)	74
4.6	Εμπειρική συμπληρωματική σχπ συντελεστή συσχέτισης $\rho_{LRS}(t'_1, t'_2)$	75
4.7	Ενδεικτικό αποτέλεσμα της συσχέτισης διαύλου στο πεδίο της καθυστέρησης διάδοσης τ . Για τον υπολογισμό λαμβάνεται υπόψη ένας SISO δίαυλος ($s=1$). 76	76
4.8	Ενδεικτικό αποτέλεσμα της κανονικοποιημένης συνάρτησης αυτοσυσχέτισης στο πεδίο της συχνότητας f για όλους τους πιθανούς συνδυασμούς f_1, f_2 . Για τον υπολογισμό λαμβάνεται υπόψη ένας SISO δίαυλος ($s=1$).	77
4.9	Ενδεικτικό αποτέλεσμα της συσχέτισης διαύλου στο πεδίο της καθυστέρησης διάδοσης τ . Για τον υπολογισμό λαμβάνεται υπόψη το σύνολο των 64 SISO διαύλων ($s=1:64$).	78
4.10	Ενδεικτικό αποτέλεσμα της κανονικοποιημένης συνάρτησης αυτοσυσχέτισης στο πεδίο της συχνότητας f για όλους τους πιθανούς συνδυασμούς f_1, f_2 . Για τον υπολογισμό λαμβάνεται υπόψη το σύνολο των 64 SISO διαύλων ($s=1:64$).	79

4.11	Ενδεικτικό αποτέλεσμα της απόστασης αποσυσχέτισης d_{corr} . Στο αριστερό γράφημα φαίνεται η συμπεριφορά συναρτήσεως χρονικής διαφοράς Δt με το πρώτο στιγμιότυπο μέτρησης για κάθε συχνότητα f . Στο δεξί γράφημα απεικονίζεται η μέση ως προς τη συχνότητα f συμπεριφορά της d_{corr} για οποιαδήποτε στιγμιότυπα μέτρησης t_1, t_2 .	80
4.12	Μέση ως προς f απόσταση αποσυσχέτισης $d_{corr}(\Delta t)$ πίνακα χωρικής συσχέτισης \mathbf{R}	81
4.13	Χωρικά μέση συνάρτηση σκέδασης $S_{avg}(v, \tau)$	83
4.14	Γραφική αναπαράσταση συνάρτησης σκέδασης $S(v, \tau, x, y)$ για ένα 4×4 MIMO σύστημα (EMΠ Κτ. Χημ. Μηχ. θέση πομπού 2)	84
4.15	Ενδεικτικό αποτέλεσμα για τους πίνακες ομοιότητας $\mathbf{\Gamma}, \mathbf{\Gamma}_{kld}$ των 64 SISO συναρτήσεων σκέδασης $S(v, \tau)$ που απαρτίζουν ένα 8×8 MIMO σύστημα	85
4.16	Εμπειρική συμπληρωματική σκπ τιμών στοιχείων των πινάκων ομοιότητας $\mathbf{\Gamma}, \mathbf{\Gamma}_{kld}$ για το σύνολο των μετρηθέντων 8×8 MIMO διαύλων	85
4.17	Φασματική πυκνότητα ισχύος Doppler $S(v)$	86
4.18	Φασματική πυκνότητα ισχύος Doppler $S_D(v)$ για το σύνολο των μετρήσεων	87
4.19	Προσέγγιση αποκομμένης συνάρτησης πυκνότητας ισχύος Doppler από την κανονική συνάρτηση	89
4.20	Εμπειρική σκπ στιγμιαίων μεγεθών διασποράς καθυστέρησης $\mu_\tau(t), \sigma_\tau(t)$	92
4.21	Εμπειρική σκπ παράγοντα Rice K για το σύνολο των μετρήσεων	93
4.22	Μεταβολή του παράγοντα Rice K με τη συχνότητα	94
4.23	Παράδειγμα εκτίμησης της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης $R(\Delta t, \Delta f)$, EMΠ Χημ. Μηχ. θέση πομπού 2	96
4.24	Εκτίμηση της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης χρόνου $R(\Delta t) = R(\Delta t, \Delta f = 0)$ και συχνότητας $R(\Delta t) = R(\Delta t, \Delta f = 0)$	98
4.25	Γραφική απεικόνιση διδιάστατης συνάρτησης αυτοσυσχέτισης συχνότητας Δf και απόστασης Δx στην στοιχειοκεραία δέκτη	101
4.26	Γραφική απεικόνιση διδιάστατης συνάρτησης αυτοσυσχέτισης συχνότητας Δf και απόστασης Δy στην στοιχειοκεραία πομπού	102
4.27	Γραφική απεικόνιση διδιάστατης συνάρτησης χωρικής αυτοσυσχέτισης σε δέκτη και πομπό	105
4.28	Συσχέτιση διαλείψεων στενής ζώνης σε δέκτη και πομπό συναρτήσεως των αποστάσεων διαχωρισμού κεραιστοιχείων $\Delta x, \Delta y$ αντίστοιχα	106
4.29	Ενδεικτική απεικόνιση πινάκων χωρικής συσχέτισης δέκτη \mathbf{R}_{Rx} , πομπού \mathbf{R}_{Tx} , MIMO διαύλου $\mathbf{R}_{vec\{\mathbf{H}\}}$ και γινομένου Kronecker \mathbf{R}_{kron}	108
4.30	Λάθος της παραδοχής γινομένου Kronecker για τους πίνακες χωρικής συσχέτισης διαλείψεων	109
4.31	Επίδειξη της επίδρασης της παραδοχής γινομένου Kronecker στην διπλοκατευθυντική γωνιακή φασματική πυκνότητα ισχύος	110
4.32	Γραφική αναπαράσταση της διπλοκατευθυντικής φασματικής πυκνότητας ισχύος για όλες τις μετρήσεις	112

5.1	Παράδειγμα δομής μη μεταβλητής ως προς την ολίσθηση σε μία διάσταση δειγματοληψίας για $m = M - 2$	131
5.2	Παράδειγμα διδιάστατης ομαλοποίησης ενός στιγμιότυπου μέτρησης	137
5.3	Εκτίμηση διανύσματος θορύβου και μείωση των δειγμάτων περιγραφής του λαμβανόμενου σήματος	148
6.1	Εμπειρική σκπ του πλήθους L των πολυδιαδρομικών συνιστωσών	154
6.2	Εκτιμήσεις παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών, λεωφ. Συγγρού θέση 6	156
6.3	Εκτιμήσεις παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών, μετρήσεις οροφής, EMΠ κτ. Χημ. Μηχ. θέση 2	157
6.4	Εκτιμήσεις παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών, μετρήσεις οδού Τσιμισκή θέση 2	157
6.5	Ιστογράμματα ισχύος πολυδιαδρομικών συνιστωσών	158
6.6	Συσσώρευση ισχύος στις πολυδιαδρομικές συνιστώσες	160
6.7	Εμπειρική σκπ του πλήθους των συνιστωσών που μεταφέρουν το 99% της συνολική εκτιμημένης ισχύος	161
6.8	Σενάρια διάδοσης με μονή (αριστερά) και διπλή (δεξιά) σκέδαση πολυδιαδρομικής συνιστώσας	162
6.9	Από κοινού διδιάστατες σππ παραμέτρων $\varphi_R, \varphi_T, \tau$, μετρήσεις λεωφ. Συγγρού	164
6.10	Από κοινού διδιάστατες σππ παραμέτρων $\varphi_R, \varphi_T, \tau$, μετρήσεις οροφής	165
6.11	Από κοινού διδιάστατες σππ παραμέτρων $\varphi_R, \varphi_T, \tau$, μετρήσεις οδού Τσιμισκή	166
6.12	Στιγμιότυπο του μέτρου μετρημένης (μπλε γραμμή) και της αναδομημένης μιγαδικής συνάρτησης μεταφοράς (κόκκινη γραμμή) ενός SISO διαύλου, $T(m_R = 1, m_T = 1, f, t = 1)$	168
6.13	Ισχύς που δε λαμβάνεται υπόψη από τις εκτιμημένες πολυδιαδρομικές συνιστώσες	170
6.14	Παράδειγμα υπολειπόμενου προφίλ καθυστέρησης ισχύος (λεωφ. Συγγρού, θέση 6, στιγμιότυπο $t = 1, L = 13$ συνιστώσες).	171
6.15	Παράδειγμα υπολειπόμενου προφίλ καθυστέρησης ισχύος (EMΠ Κτ. Χημ. Μηχ., θέση 2, στιγμιότυπο $t = 1, L = 10$ συνιστώσες).	171
6.16	Παράδειγμα υπολειπόμενου προφίλ καθυστέρησης ισχύος (οδός Τσιμισκή, θέση 2, στιγμιότυπο $t = 1, L = 10$ συνιστώσες).	171
6.17	Κανονικοποιημένες ιδιοτιμές $\lambda_k, k = 1, \dots, 8$ ενός στιγμιότυπου του μετρημένου (μπλέ γραμμή) 8×8 πίνακα MIMO καναλιού σε μία συχνότητα $f_0, \mathbf{H}(t = 1, f = f_0)$ και της αντίστοιχης αναδομημένης έκφρασης (μαύρη γραμμή)	173
6.18	Διδιάστατες μέσες χρονικά φασματικές πυκνότητες ισχύος $P(\varphi_R, \tau)$ (1η στήλη), $P(\varphi_T, \tau)$ (2η στήλη) και $P(\varphi_R, \varphi_T)$ (3η στήλη) στις θέσεις μέτρησης της λεωφ. Συγγρού	177

6.19	Διδιάστατες μέσες χρονικά φασματικές πυκνότητες ισχύος $P(\varphi_R, \tau)$ (1η στήλη), $P(\varphi_T, \tau)$ (2η στήλη) και $P(\varphi_R, \varphi_T)$ (3η στήλη) στις θέσεις μέτρησης της Πολυτεχνειούπολης και της INTPAKOM	178
6.20	Διδιάστατες μέσες χρονικά φασματικές πυκνότητες ισχύος $P(\varphi_R, \tau)$ (1η στήλη), $P(\varphi_T, \tau)$ (2η στήλη) και $P(\varphi_R, \varphi_T)$ (3η στήλη) στις θέσεις μέτρησης της οδού Τσιμισκή	179
6.21	Οπτική αποτύπωση χαρακτηριστικών γωνίας διάδοσης - ισχύος στο περιβάλλον της λεωφ. Συγγρού, θέση 6	181
6.22	Οπτική αποτύπωση χαρακτηριστικών γωνίας διάδοσης - ισχύος στο περιβάλλον της Πολυτεχνειούπολης Ζωγράφου, κτ. Χημ. Μηχ. θέση 2	181
6.23	Οπτική αποτύπωση χαρακτηριστικών γωνίας διάδοσης - ισχύος στο περιβάλλον της INTPAKOM	182
6.24	Οπτική αποτύπωση χαρακτηριστικών γωνίας διάδοσης - ισχύος στο περιβάλλον της οδού Τσιμισκή, θέση 2	182
7.1	MIMO σύστημα $M_R \times M_T$	186
7.2	Ισοδυναμία MIMO διαύλου με εικονικούς ορθογώνιους SISO διαύλους των οποίων τα κέρδη ορίζονται από τις ιδιοτιμές $\lambda_k, k = 1, \dots, k_H$	189
7.3	Αλγόριθμος waterfilling για ορθογωνικούς ρυθμούς μετάδοσης στο χώρο	191
7.4	Μεταβολή της εργοδικής χωρητικότητας C_e συστημάτων MIMO 8×8 με το σηματοθορυβικό λόγο ρ	193
7.5	Μεταβολή της εργοδικής χωρητικότητας C_e συμμετρικών συστημάτων MIMO με το πλήθος των κεραιοστοιχείων και το σηματοθορυβικό λόγο. Οι συνεχείς γραμμές αντιστοιχούν σε αποτελέσματα πειραματικών διαύλων ενώ οι εστιγμένες σε i.i.d διαύλους	194
7.6	Μεταβολή της εργοδικής χωρητικότητας C_e με το πλήθος των κεραιοστοιχείων συμμετρικών συστημάτων MIMO για $\rho = 10\text{dB}$	195
7.7	Εργοδική χωρητικότητα ανα κεραιοστοιχείο για συμμετρικά $M_{ant} \times M_{ant}$ MIMO συστήματα με $\rho = 10\text{dB}$	196
7.8	Χωρητικότητα ανα κεραιοστοιχείο για συμμετρικά $M_{ant} \times M_{ant}$ MIMO συστήματα με $\rho = 10\text{dB}$	196
7.9	Μεταβολή της χωρητικότητας 2×2 MIMO συστημάτων για $\rho = 10\text{dB}$ με αύξηση των αποστάσεων διαχωρισμού κεραιοστοιχείων (Δ_R, Δ_T)	197
7.10	Εργοδική χωρητικότητα MIMO 2×2 συστημάτων για διάφορα σχήματα χωροχρονικής κωδικοποίησης και $(\Delta_R, \Delta_T) = (2.8\lambda, 3.0\lambda)$	200
7.11	Χωρητικότητα για συστήματα MIMO 2×2 με $\rho = 10\text{dB}$ για διάφορα σχήματα χωροχρονικής κωδικοποίησης και $(\Delta_R, \Delta_T) = (2.8\lambda, 3.0\lambda)$	201
7.12	Μέση ποσοστιαία διαφορά χωρητικότητας C_{UPA} και C_{STBC} για MIMO 2×2 συστήματα με $(\Delta_R, \Delta_T) = (2.8\lambda, 3.0\lambda)$	201

7.13	Σχετικά κέρδη χωρητικότητας σχημάτων χωρο-χρονικής επεξεργασίας εκπομπής σε σχέση με UPA για συμμετρικά MIMO συστήματα με $\rho = 10$ dB και $(\Delta_R, \Delta_T) = (0.4\lambda, 0.5\lambda)$	202
7.14	Εμπειρική σκπ χωρητικότητας συστημάτων MIMO 8×8 για $\rho = 10$ dB. Σύγκριση μετρημένων και ανασυντεθειμένων διαύλων	204
7.15	Εμπειρικές σκπ των δύο ιδιοτιμών λ_1 (συνεχής γραμμή) και λ_2 (διακεκομμένη γραμμή) MIMO 2×2 συστημάτων με $\Delta_R = 2.8\lambda$, $\Delta_T = 3.0\lambda$	205
7.16	Εμπειρικές σκπ των δύο ιδιοτιμών λ_1 (συνεχής γραμμή) και λ_2 (διακεκομμένη γραμμή) MIMO 2×2 συστημάτων με διάφορες τιμές απόστασης διαχωρισμού κεραιοστοιχείων Δ_R, Δ_T	205
7.17	Εμπειρικές σκπ συντελεστή κατάστασης κ για MIMO 2×2 συστήματα με $\Delta_R = 2.8\lambda$, $\Delta_T = 3.0\lambda$	206
7.18	Εμπειρικές σκπ Demmel συντελεστή κατάστασης για MIMO 2×2 συστήματα με $\Delta_R = 2.8\lambda$, $\Delta_T = 3.0\lambda$	207
A'.1	Σενάριο πρόσπτωσης επίπεδου κύματος σε ULA	218
A'.2	Σενάριο μετρήσεων βαθμονόμησης ULA σε ανηχοϊκό θάλαμο	221
A'.3	Ο πίνακας βαθμονόμησης \mathbf{C} για την ULA με 8 δικωνικά στοιχεία και $\Delta = 0.5\lambda$	221
A'.4	Μετρούμενα δεδομένα πριν (αριστερά) και μετά (δεξιά) την εφαρμογή του διορθωτικού πίνακα \mathbf{C}	222
A'.5	Παραμένον σφάλμα, μετά την εφαρμογή του πίνακα βαθμονόμησης \mathbf{C} , στην εκτίμηση της γωνίας διάδοσης κύματος (με χρήση του αλγορίθμου ESPRIT).	222

Κατάλογος Πινάκων

2.1	Πεδία περιγραφής ραδιοδιαύλου	17
2.2	Σχέσεις δυαδικότητας μεταξύ πεδίων για την τυχαία περιγραφής ραδιοδιαύλου υπό την παραδοχή WSSUP	34
3.1	Παράμετροι σήματος διέγερσης	56
3.2	Πληροφορίες μετρήσεων ραδιοδιαύλου	57
3.3	Πληροφορίες θέσεων μέτρησης	59
4.1	Παράμετροι συνάρτησης προσέγγισης της πειραματικής αποκομμένης φασματικής πυκνότητας ισχύος Doppler $S_D(v)$	90
4.2	Μεγέθη διασποράς καθυστέρησης διάδοσης $\bar{m}_T, \bar{\sigma}_T$ (nsec)	91
4.3	Αποτελέσματα παράγοντα Rice K (dB)	94
4.4	Χρόνος συνοχής T_{coh}	99
4.5	Εύρος ζώνης συνοχής BW_{coh}	99
5.1	Ο αλγόριθμος R -D Unitary ESPRIT	139
5.2	Μέθοδος επιλογής πλήθους πολυδιαδρομικών συνιστωσών συγκρίνοντας με τα πειραματικά δεδομένα	142
5.3	Μέθοδος υπολογισμού πίνακα \mathbf{V}_s	150
6.1	Πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών που ανιχνεύτηκαν	155
6.2	Πλήθος ομάδων πολυδιαδρομικών συνιστωσών που αναγνωρίστηκε οπτικά	175
7.1	Αλγόριθμος waterfilling σε χωρικά ορθογωνικά κανάλια	191

Κατάλογος Συντμήσεων

3GPP	:	3rd Generation Partnership Project
ΕΜΠ	:	Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
σππ	:	συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας
σκπ	:	συνάρτηση κατανομής πιθανότητας
A/D	:	Analog to Digital
AGC	:	Automatic Gain Control
ESPRIT	:	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques
EVD	:	Eigenvalue Decomposition
fbα	:	forward backward averaging
FFT	:	Fast Fourier Transform
IFFT	:	Inverse Fast Fourier Transform
LNA	:	Low Noise Amplifier
LoS	:	Line of Sight
MIMO	:	Multiple Input Multiple Output
MISO	:	Multiple Input Single Output
PDP	:	Power Delay Profile
PLL	:	Phase Locked Loop
Rx	:	Receiver
SIMO	:	Single Input Multiple Output
SISO	:	Single Input Single Output
SNR	:	Signal to Noise Ratio
SSD	:	Simultaneous Schur Decomposition
STBC	:	Space Time Block Coding
STINGRAY	:	Space Time codiNG for Reconfigurable wireless Access sYstems
SVD	:	Singular Value Decomposition
TSD	:	Transmit Selection Diversity
Tx	:	Transmitter
ULA	:	Uniform Linear Array
UPA	:	Uniform Power Allocation

UMTS	:	Universal Mobile Telecommunication System
VCO	:	Voltage Controlled Oscillator
WLAN	:	Wireless Local Area Network
WF	:	Water Filling

Κατάλογος Συμβόλων

$(\cdot)^T$:	ανάστροφος
$(\cdot)^*$:	συζυγές
$(\cdot)^H$:	ανάστροφοσυζυγές
$\ \cdot\ _F$:	Frobenius νόρμα
\otimes	:	γινόμενο Kronecker
\diamond	:	γινόμενο Khatri Rao
\odot	:	γινόμενο Hadamard
$Re\{\cdot\}$:	πραγματικό μέρος
$Im\{\cdot\}$:	φανταστικό μέρος
$det\{\cdot\}$:	ορίζουσα
$E\{\cdot\}$:	τελεστής μέσης τιμής
$\mathcal{F}\{\cdot\}$:	τελεστής ευθύ μετασχηματισμού Fourier
$\mathcal{F}^{-1}\{\cdot\}$:	τελεστής αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier
$\mathcal{F}^{sm}\{\cdot\}$:	τελεστής ομαλοποίησης δεδομένων
$\mathcal{F}_{fb}\{\cdot\}$:	τελεστής επεξεργασίας fba
$\mathcal{F}_{fb}^{sm}\{\cdot\}$:	τελεστής επεξεργασίας fba & ομαλοποίησης δεδομένων
$vec\{\cdot\}$:	τελεστής στοίβας
$unvec\{\cdot\}$:	αντίστροφος τελεστής στοίβας
$\mathbf{I}_M \in \mathbb{R}^{M \times M}$:	μοναδιαίος πίνακας
$\mathbf{\Pi}_M \in \mathbb{R}^{M \times M}$:	πίνακας ανάκλασης
λ	:	μήκος κύματος
M_R	:	πλήθος κεραιστοιχείων δέκτη
M_T	:	πλήθος κεραιστοιχείων πομπού
M_f	:	πλήθος συχνοτικών δειγμάτων
r	:	δείκτης τρέχουσας διάστασης
R	:	πλήθος παραμέτρων πολυδιαδρομικής συνιστώσας
M_r	:	πλήθος δειγμάτων στην r -οστή διάσταση
m_r	:	πλήθος δειγμάτων υποσυστοιχίας αισθητήρων στην r -οστή διάσταση
$M_{sub,r}$:	πλήθος ομαλοποιημένων δειγμάτων στην r -οστή διάσταση
M	:	συνολικό πλήθος δειγμάτων
M_{sub}	:	συνολικό πλήθος ομαλοποιημένων δειγμάτων

m_R	:	δείκτης κεραιστοιχείου δέκτη
m_T	:	δείκτης κεραιστοιχείου πομπού
Δ_R	:	απόσταση διαχωρισμού κεραιστοιχείων δέκτη
Δ_T	:	απόσταση διαχωρισμού κεραιστοιχείων πομπού
Δ_f	:	απόσταση διαχωρισμού συχνοτικών δειγμάτων
N	:	πλήθος στιγμιοτύπων μέτρησης
L_{sm}	:	πλήθος στιγμιοτύπων λόγω ομαλοποίησης δεδομένων
l	:	δείκτης τρέχουσας πολυδιαδρομικής συνιστώσας
L	:	πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών
Ω_R	:	κατεύθυνση άφιξης
Ω_T	:	κατεύθυνση αναχώρησης
\mathbf{x}_R	:	διάνυσμα θέσης κεραιάς δέκτη
\mathbf{x}_T	:	διάνυσμα θέσης κεραιάς πομπού
τ	:	καθυστέρηση άφιξης
φ_R	:	αζιμούθια γωνία άφιξης
φ_T	:	αζιμούθια γωνία αναχώρησης
C	:	χωρητικότητα MIMO διαύλου
$\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$:	διάνυσμα λαμβανόμενου σήματος
$\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$:	διάνυσμα μιγαδικών πλατών πολυδιαδρομικών συνιστωσών
$\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$:	διάνυσμα θορύβου
$\mathbf{a} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$:	διάνυσμα οδήγησης
$\mathbf{a}_R \in \mathbb{C}^{M_R \times 1}$:	διάνυσμα οδήγησης στοιχειοκεραίας δέκτη
$\mathbf{a}_T \in \mathbb{C}^{M_T \times 1}$:	διάνυσμα οδήγησης στοιχειοκεραίας πομπού
$\mathbf{a}_f \in \mathbb{C}^{M_f \times 1}$:	διάνυσμα οδήγησης στο χώρο ανοίγματος συχνότητας
$\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{M \times N}$:	πίνακας λαμβανόμενου σήματος
$\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{M \times N}$:	πίνακας μιγαδικών πλατών πολυδιαδρομικών συνιστωσών
$\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M \times N}$:	πίνακας θορύβου
$\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times L}$:	πίνακας οδήγησης
$\mathbf{A}_R \in \mathbb{C}^{M_R \times L}$:	πίνακας οδήγησης στοιχειοκεραίας δέκτη
$\mathbf{A}_T \in \mathbb{C}^{M_T \times L}$:	πίνακας οδήγησης στοιχειοκεραίας πομπού
$\mathbf{A}_f \in \mathbb{C}^{M_f \times L}$:	πίνακας οδήγησης στο χώρο ανοίγματος συχνότητας
$\mathbf{R}_{xx} \in \mathbb{C}^{M \times M}$:	πίνακας αυτοσυσχέτισης λαμβανόμενου σήματος
$\mathbf{R}_{ss} \in \mathbb{C}^{L \times L}$:	πίνακας αυτοσυσχέτισης διαδιδόμενων κυμάτων
$\mathbf{R}_{ww} \in \mathbb{C}^{M \times M}$:	πίνακας αυτοσυσχέτισης θορύβου
$\mathbf{G}_{ww} \in \mathbb{R}^{M \times M}$:	πραγματικός πίνακας αυτοσυσχέτισης θορύβου
$\mathbf{R}_{ww,R} \in \mathbb{C}^{M \times M}$:	πίνακας αυτοσυσχέτισης θορύβου στη στοιχειοκεραία δέκτη
$\mathbf{R}_{ww,T} \in \mathbb{C}^{M \times M}$:	πίνακας αυτοσυσχέτισης θορύβου στη στοιχειοκεραία πομπού
$\mathbf{R}_{ww,f} \in \mathbb{C}^{M \times M}$:	πίνακας αυτοσυσχέτισης θορύβου στη συχνότητα
$\mathbf{X}_{fb} \in \mathbb{C}^{M \times 2N}$:	πίνακας λαμβανόμενου σήματος με επεξεργασία fba
$\mathbf{X}^{sm} \in \mathbb{C}^{M \times N L_{sm}}$:	πίνακας ομαλοποιημένου λαμβανόμενου σήματος
$\mathbf{W}^{sm} \in \mathbb{C}^{M \times N L_{sm}}$:	πίνακας ομαλοποιημένου θορύβου

$\mathbf{X}_{fb}^{sm} \in \mathbb{C}^{M \times 2NL_{sm}}$:	πίνακας ομαλοποιημένου λαμβανόμενου σήματος με επεξεργασία fba
$\mathbf{R}_{xx}^{fb} \in \mathbb{C}^{M \times M}$:	πίνακας αυτοσυσχέτισης λαμβανόμενου σήματος με επεξεργασία fba
$\mathbf{R}_{ww}^{fb} \in \mathbb{C}^{M \times M}$:	πίνακας αυτοσυσχέτισης θορύβου με επεξεργασία fba
$\mathbf{Q}_M \in \mathbb{C}^{M \times M}$:	αριστερός Π-πραγματικός πίνακας
$\mathbf{Q}_M^{(s)} \in \mathbb{C}^{M \times M}$:	αραίος αριστερός Π-πραγματικός πίνακας
$\mathbf{L}_w \in \mathbb{C}^{M \times M}$:	τετραγωνική ρίζα πίνακα \mathbf{R}_{ww}
$\mathbf{L} \in \mathbb{C}^{M \times M}$:	τετραγωνική ρίζα πίνακα \mathbf{G}_{ww}
$\mathbf{X}' \in \mathbb{C}^{M \times M}$:	πίνακας δεδομένων με προλεύκανση
λ_l	:	ιδιοτιμή l -οστής πολυδιαδρομικής συνιστώσας
σ_l	:	ιδιόμορφη τιμή l -οστής πολυδιαδρομικής συνιστώσας
$\mathbf{J}_{(r)1} \in \mathbb{C}^{m_r \times M}$:	πρώτος πίνακας επιλογής στην r -οστή διάσταση
$\mathbf{J}_{(r)2} \in \mathbb{C}^{m_r \times M}$:	δεύτερος πίνακας επιλογής στην r -οστή διάσταση
$\mathbf{K}_{(r)1} \in \mathbb{R}^{m_r \times M}$:	πρώτος πραγματικός πίνακας επιλογής στην r -οστή διάσταση
$\mathbf{K}_{(r)2} \in \mathbb{R}^{m_r \times M}$:	δεύτερος πραγματικός πίνακας επιλογής στην r -οστή διάσταση
$\mathbf{Y}_r \in \mathbb{R}^{L \times L}$:	πίνακας λύσης r -οστής εξίσωσης μη μεταβλητότητας
$\mathbf{U}_r \in \mathbb{R}^{L \times L}$:	λύση μεθόδου SSD

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Ερευνητικό Αντικείμενο Διατριβής

Το ερευνητικό αντικείμενο της διατριβής είναι ο πολυδιάστατος χαρακτηρισμός και η μοντελοποίηση του ραδιοδιαύλου για μελλοντικά ευρυζωνικά ασύρματα συστήματα προσωπικών επικοινωνιών. Γενικά, η μοντελοποίηση του ασύρματου μέσου είναι απαραίτητη στην ανάπτυξη ασυρμάτων δικτύων επικοινωνιών, τόσο για την σχεδίαση των στοιχείων τους που σχετίζονται με την ασύρματη πρόσβαση (δηλ. πομποδέκτες) όσο και για την σχεδίαση του δικτύου (network planning). Ειδικότερα, η αναγκαιότητα για πολυδιάστατο χαρακτηρισμό του ραδιοδιαύλου συνδέεται με τη ραγδαία ανάπτυξη που έχουν γνωρίσει τα τελευταία χρόνια τα ασύρματα συστήματα με πολλαπλές κεραιές σε πομπό και δέκτη (Multiple Input Multiple Output systems -MIMO systems). Η εισαγωγή των πολλαπλών κεραιών αποτελεί έναν από τους πιο αποδοτικούς τρόπους για αύξηση του ρυθμού μετάδοσης πληροφορίας χωρίς αύξηση στην εκπεμπόμενη ισχύ ή στο απαιτούμενο εύρος ζώνης [1], ενώ επιπλέον επιτυγχάνει βελτίωση της κάλυψης και της αξιοπιστίας της ζεύξης. Οι λόγοι αυτοί καθιστούν την αρχιτεκτονική MIMO ως τη βασική τεχνολογία φυσικού στρώματος για την παροχή ευρυζωνικών υπηρεσιών σε μελλοντικά ασύρματα δίκτυα [2]. Ήδη η χρήση της έχει υιοθετηθεί σε συστήματα κινητών επικοινωνιών 3ης γενιάς (3G), σε δίκτυα ασυρμάτων τοπικών δικτύων (Wireless local Area Networks - WLANs) και σε δίκτυα ευρυζωνικής σταθερής ασύρματης πρόσβασης (Broadband Fixed Wireless Access) από τους οργανισμούς προτυποποίησης 3GPP, IEEE802.11n και IEEE802.16 αντίστοιχα.

Η εφαρμογή της αρχιτεκτονικής MIMO συνοδεύεται από το σχεδιασμό και ανάπτυξη τεχνικών χωρο-χρονο-συχνοτικής μετάδοσης και επεξεργασίας σήματος η επίδοση των οποίων εξαρτάται άμεσα από τις ιδιότητες του ραδιοδιαύλου. Για το λόγο αυτό, το πρόβλημα της ακριβούς και πλήρους αναπαράστασης του ασύρματου μέσου διάδοσης έχει αποκτήσει ιδιαίτερη σημασία. Η χρήση πολλαπλών κεραιών και στα δύο άκρα της ζεύξης, εισάγει την ανάγκη της ταυτόχρονης περιγραφής των χωρικών και κατευθυντικών χαρακτηριστικών του διαύλου. Η ανάγκη αυτή δεν καλύπτεται από τα υπάρχοντα μοντέλα καναλιών που χρησιμοποιήθηκαν για την ανάπτυξη συστημάτων με λιγότερες κεραιές. Συνεπώς, με την έννοια πολυδιάστατος χαρακτηρισμός εν-

νοείται η ταυτόχρονη περιγραφή της διασποράς που προκαλεί στο εκπεμπόμενο σήμα το τυχαίο ασύρματο μέσο στα πεδία της κατεύθυνσης, της καθυστέρησης διάδοσης και της ολίσθησης συχνότητας Doppler ή ισοδύναμα της περιγραφής της μεταβαλλόμενης (ή επιλεκτικής) συμπεριφοράς του καναλιού στα πεδία του χώρου, της συχνότητας και του χρόνου.

Στα πλαίσια της διατριβής επιδιώκεται η ολοκληρωμένη μελέτη του προβλήματος χαρακτηρισμού του ασύρματου μέσου διάδοσης για ευρυζωνικές σταθερές ασύρματες ζεύξεις. Σκοπεύοντας στη μελέτη ρεαλιστικών διαύλων, σχεδιάστηκε και πραγματοποιήθηκε εκτεταμένη σειρά μετρήσεων καναλιού με πομπό και δέκτη σταθερούς σε διάφορα περιβάλλοντα διάδοσης. Για τα πειράματα χρησιμοποιήθηκε εξειδικευμένος εξοπλισμός μέτρησης ραδιοδιαύλου που βρίσκεται στην αιχμή της τεχνολογίας και επιτρέπει την ταυτόχρονη μέτρηση του σήματος σε πολλά διαφορετικά πεδία. Για την ολοκληρωμένη αντιμετώπιση του ερευνητικού αντικειμένου ακολουθούνται δύο διαφορετικές προσεγγίσεις στην επεξεργασία των πειραματικών δεδομένων. Αρχικά, ακολουθείται η προσέγγιση στοχαστικού χαρακτηρισμού όπου ο MIMO διάυλος αντιμετωπίζεται ως γραμμικό χωρο-χρονικά μεταβαλλόμενο τυχαίο σύστημα και προσδιορίζονται στατιστικά μεγέθη πρώτης και δεύτερης τάξης καθώς επίσης και οι συναρτήσεις αυτοσυσχέτισης και φασματικής πυκνότητας ισχύος. Η δεύτερη προσέγγιση είναι αυτή της παραμετρικής μοντελοποίησης όπου μελετώνται τα επιμέρους χαρακτηριστικά των πολυδιαδρομικών συνιστωσών μέσω των οποίων διαδίδεται το εκπεμπόμενο σήμα από τον πομπό στο δέκτη. Για τον υπολογισμό των παραμέτρων των κυμάτων υλοποιούνται εξελεγκμένοι αλγόριθμοι ταυτόχρονης πολυδιάστατης εκτίμησης παραμέτρων σήματος και εφαρμόζονται στα πειραματικά δεδομένα. Τέλος, μελετάται και η ρεαλιστική επίδοση χωρητικότητας MIMO διαύλου για τα περιβάλλοντα διάδοσης που εξετάστηκαν.

Μέρος των ερευνητικών αποτελεσμάτων που περιέχονται στη διατριβή έχουν δημοσιευτεί σε διεθνή επιστημονικά περιοδικά και έχουν παρουσιαστεί σε διεθνή επιστημονικά συνέδρια και ευρωπαϊκές ερευνητικές δράσεις. Λίστα των σχετικών δημοσιεύσεων βρίσκεται στο τέλος της διατριβής.

1.2 Δομή του κειμένου της διατριβής

Το παρόν κείμενο έχει ως αντικείμενο την παρουσίαση των αποτελεσμάτων του ερευνητικού αντικειμένου που μελετήθηκε στα πλαίσια της διδακτορικής διατριβής. Η δομή του κειμένου είναι η ακόλουθη:

Κεφάλαιο 2 - Περιγραφή ραδιοδιαύλου πολλαπλών εισόδων πολλαπλών εξόδων

Το δεύτερο κεφάλαιο περιέχει το θεωρητικό υπόβαθρο περιγραφής ραδιοδιαύλου. Αρχικά, γίνεται μια σύντομη αναφορά των επιδράσεων του διαύλου στο μεταδιδόμενο σήμα και περιγράφονται ποιοτικά τα οφέλη που προκύπτουν από την εισαγωγή πολλαπλών κεραιών στην

Κεφάλαιο 1. Εισαγωγή

ασύρματη μετάδοση. Στη συνέχεια δίνεται μια ολοκληρωμένη παρουσίαση της θεωρίας περιγραφής ραδιοδιαύλου ως διασκορπιστικό και μεταβαλλόμενο μέσο διάδοσης. Η περιγραφή γίνεται για τη βαθμιαία αύξηση του πλήθους των κεραιών ώστε να προκύψουν οι βασικές σχέσεις εισόδου-εξόδου για χωρο-χρονικά ασύρματα συστήματα ευρείας ζώνης. Έπειτα, αναλύεται η θεωρία περιγραφής της τυχαίας φύσης του διαύλου με τον ορισμό των συναρτήσεων αυτοσυσχέτισης και φασματικής πυκνότητας ισχύος. Ακολουθεί σύντομη περιγραφή των διάφορων προσεγγίσεων μοντελοποίησης του MIMO καναλιού που έχουν προταθεί στη διεθνή βιβλιογραφία καθώς επίσης και περιγραφή των μοντέλων καναλιού που χρησιμοποιούνται στα πλαίσια των διάφορων οργανισμών προτυποποίησης ευρυζωνικών ασύρματων συστημάτων προσωπικών επικοινωνιών.

Κεφάλαιο 3 - Ευρυζωνικές μετρήσεις πολυδιάστατου χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου

Το τρίτο κεφάλαιο περιέχει την σύντομη περιγραφή του πειραματικού μέρους της διατριβής. Αρχικά, αναλύεται η αρχή λειτουργίας της μετρητικής διάταξης (vector channel sounder) που χρησιμοποιήθηκε για τη μέτρηση του ραδιοδιαύλου στα πεδία του χρόνου, της συχνότητας και του χώρου σε πομπό και δέκτη. Έπειτα, περιγράφονται οι στοιχειοκεραίες που χρησιμοποιήθηκαν καθώς και η μεθοδολογία μετρήσεων που ακολουθήθηκε. Ιδιαίτερο βάρος δίνεται στην περιγραφή της βαθμονόμησης της στοιχειοκεραίας που χρησιμοποιήθηκε στον πομπό. Η μεθοδολογία, η πειραματική διαδικασία, και τα αποτελέσματα της βαθμονόμησης αυτής δίνονται σε ξεχωριστό παράρτημα. Ακόμη, τα σενάρια διάδοσης που εξετάστηκαν στις μετρήσεις καναλιού, ήταν στατικά, με πομπό και δέκτη σε σταθερές θέσεις. Όλα τα περιβάλλοντα διάδοσης που μετρήθηκαν περιγράφονται συνοπτικά και δίνονται πληροφορίες για τα επιμέρους χαρακτηριστικά της κάθε μέτρησης.

Κεφάλαιο 4 - Πειραματικά αποτελέσματα στοχαστικού χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται η επεξεργασία των πειραματικών δεδομένων από τις μετρήσεις καναλιού καθώς και τα αποτελέσματα στοχαστικού χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου. Αρχικά, παρουσιάζονται σύντομα οι συναρτήσεις στοχαστικής περιγραφής διαύλου. Έπειτα, ιδιαίτερο βάρος δίνεται στο έλεγχο της παραδοχής στατικότητας σε κάθε πεδίο περιγραφής της μεταβλητής φύσης του καναλιού. Ακολουθούν αποτελέσματα της μη κατευθυντικής συνάρτησης σκέδασης και δίνεται μια προσεγγιστική περιγραφή της φασματικής πυκνότητας ισχύος ολίσθησης Doppler. Επίσης δίνονται αποτελέσματα για τα μεγέθη διασποράς καθυστέρησης διάδοσης και τις διαλείψεις στενής ζώνης. Στη συνέχεια, μελετώνται οι από κοινού συναρτήσεις αυτοσυσχέτισης διαύλου και παρουσιάζονται αποτελέσματα για τα μεγέθη συνοχής. Ιδιαίτερο βάρος δίνεται στην μελέτη της χωρικής συσχέτισης διαλείψεων, τη χρήση της απλοποιητικής παραδοχής γινομένου Kronecker και των επιπτώσεων που αυτή έχει στην κατευθυντική περιγραφή του διαύλου. Τέλος, το κεφάλαιο ολοκληρώνεται με αποτελέσματα μη παραμετρικού

προσδιορισμού της διπλοκατευθυντικής φασματικής πυκνότητας ισχύος.

Κεφάλαιο 5 - Εκτίμηση παραμέτρων σήματος με τον πολυδιάστατο αλγόριθμο Unitary ESPRIT

Το πέμπτο κεφάλαιο της διατριβής αναλύει τη διαδικασία εκτίμησης παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών από τα πειραματικά δεδομένα. Ο πολυδιάστατος αλγόριθμος εκτίμησης παραμέτρων 3-D Unitary ESPRIT αποτελεί το βασικό εργαλείο για τον υπολογισμό πειραματικών αποτελεσμάτων που είναι χρήσιμα στον παραμετρικό χαρακτηρισμό ραδιοδιαύλου. Η αυξημένη διακριτική ικανότητα του αλγορίθμου, σε σχέση με αυτή του πολυδιάστατου μετασχηματισμού Fourier, σε συνδυασμό με την αυξημένη δειγματοληψία των μετρητικού εξοπλισμού στα πεδία του χρόνου, του χώρου και της συχνότητας δίνει τη δυνατότητα της ταυτόχρονης εξαγωγής αποτελεσμάτων σχετικών με τις παραμέτρους των πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Αρχικά, δίνεται το μοντέλο εισόδου - εξόδου στο οποίο βασίζεται ο αλγόριθμος και εξηγείται η σύνδεση της παραμετρικής περιγραφής σήματος με τον διανυσματικό υποχώρο σήματος. Έπειτα, ακολουθεί η περιγραφή του αλγορίθμου με υλοποίηση σε αριθμητική πραγματικών αριθμών. Ιδιαίτερο βάρος δίνεται στην περιγραφή δύο σημαντικών επιμέρους ζητημάτων: α) στα βήματα προ-επεξεργασίας πειραματικών δεδομένων και β) στην εκτίμηση της τάξης του παραμετρικού μοντέλου ή αλλιώς στο πλήθος των πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Τέλος, φωτίζονται σημαντικές λεπτομέρειες που εξασφαλίζουν μια αποδοτική υλοποίηση.

Κεφάλαιο 6 - Πειραματικά αποτελέσματα παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών

Στο έκτο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών που εκτιμήθηκαν με χρήση του αλγορίθμου που περιγράφηκε στο κεφάλαιο 5. Οι παράμετροι που εκτιμήθηκαν για κάθε εξεταζόμενο περιβάλλον είναι η καθυστέρηση διάδοσης, η γωνία αναχώρησης, η γωνία άφιξης, η ισχύς της κάθε συνιστώσας καθώς και το συνολικό τους πλήθος. Τα αποτελέσματα δίνονται με τη μορφή ιστογραμμάτων και εμπειρικών συναρτήσεων κατανομής πιθανότητας. Οι εκτιμημένες παράμετροι χρησιμοποιούνται για την αναδόμηση της συνάρτησης μεταφοράς του διαύλου και γίνεται σύγκριση με τα μετρημένα δεδομένα. Ακόμη, προσδιορίζεται το παραμένον λάθος μοντελοποίησης μέσω της απώλειας ισχύος και της υπολειπόμενης φασματικής πυκνότητας ισχύος καθυστέρησης. Επιπλέον, μέσω του προσδιορισμού των πολυδιάστατων φασματικών πυκνοτήτων ισχύος στα πεδία περιγραφής διασποράς του διαύλου, αναδεικνύεται η ύπαρξη κυρίαρχων ομάδων σχεδιαστών στους οποίους οφείλεται το μεγαλύτερο ποσοστό της λαμβανόμενης ισχύος. Τέλος, επιχειρείται η αντιπαραβολή των εκτιμημένων συνιστωσών με τα μετρημένα περιβάλλοντα και γίνεται μια ποιοτική ερμηνεία της διάδοσης.

Κεφάλαιο 7 - Πειραματικά αποτελέσματα επίδοσης χωρητικότητας MIMO διαύλου

Το έβδομο κεφάλαιο της διατριβής παρουσιάζει τη ρεαλιστική επίδοση της χωρητικότητας MIMO διαύλου για τα σενάρια διάδοσης που εξετάστηκαν. Μελετάται η επίδραση που έχουν στη χωρητικότητα χαρακτηριστικές παράμετροι ενός MIMO συστήματος όπως είναι το πλήθος των κεραιών, η απόσταση διαχωρισμού των κεραιοστοιχείων τους και ο σηματοθορυβικός λόγος λειτουργίας συστήματος. Ακόμη, εξετάζεται η επίδοση χωρητικότητας για διάφορα σχήματα χωρο-χρονο-συχνοτικής κωδικοποίησης και γίνεται σύγκριση μεταξύ των αμιγώς πειραματικών και των αναδομημένων περιγραφών καναλιού. Επιπλέον, δίνονται αποτελέσματα ιδιοτιμών και συντελεστών κατάστασης MIMO πίνακα ώστε να χαρακτηριστεί η αφθονία σκέδασης στα μετρημένα κανάλια και να αξιολογηθεί η καταλληλότητα των σεναρίων που εξετάστηκαν για χωρική πολυπλεξία ή για χρήση μεθόδων χωρο-χρονικής κωδικοποίησης.

Κεφάλαιο 8 - Συμπεράσματα

Το όγδοο κεφάλαιο ολοκληρώνει τη διδακτορική διατριβή τονίζοντας τα βασικά συμπεράσματα χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου που προέκυψαν. Επίσης, αναγνωρίζονται και προτείνονται θέματα για μελλοντική ερευνητική δραστηριότητα.

□

Κεφάλαιο 2

Περιγραφή Ραδιοδιαύλου Πολλαπλών Εισόδων Πολλαπλών Εξόδων

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται το θεωρητικό υπόβαθρο που είναι απαραίτητο για μελέτες πολυδιάστατου χαρακτηρισμού και μοντελοποίησης του ασύρματου μέσου. Αρχικά, γίνεται μια σύντομη αναφορά στις επιδράσεις του καναλιού στο σήμα που μεταδίδεται σε μια ασύρματη ζεύξη. Στη συνέχεια, περιγράφονται ποιοτικά τα οφέλη που προκύπτουν από την εκμετάλλευση της χωρικής διάστασης σε ασύρματες ζεύξεις μέσω της χρήσης πολλαπλών κεραιών. Ακολουθεί η θεωρητική ανάλυση των αρχών περιγραφής του ραδιοδιαύλου ως διασκορπιστικό και μεταβαλλόμενο μέσο διάδοσης. Η περιγραφή γίνεται για βαθμιαία αύξηση του πλήθους των κεραιών που χρησιμοποιούνται στη ζεύξη και καταλήγει στον προσδιορισμό των σχέσεων εισόδου - εξόδου για όλα τα είδη των χωρο-χρονικών συστημάτων ασυρμάτων επικοινωνιών. Στη συνέχεια περιγράφονται οι διάφορες προσεγγίσεις που χρησιμοποιούνται για την μοντελοποίηση του MIMO διαύλου ακολουθώντας την κατηγοριοποίηση των μοντέλων σε αναλυτικά και φυσικά. Τέλος, γίνεται μια σύντομη περιγραφή των λύσεων περιγραφής του MIMO καναλιού που έχουν ακολουθηθεί στη βιομηχανία, στα πλαίσια των οργανισμών προτυποποίησης μελλοντικών ευρυζωνικών ασύρματων συστημάτων προσωπικών επικοινωνιών.

2.1 Επιδράσεις του ραδιοδιαύλου στην ασύρματη μετάδοση σήματος

Η διάδοση ενός εκπεμπόμενου σήματος στο ασύρματο μέσο (που καλείται *ραδιοδιάυλος* ή αλλιώς *κανάλι*) γίνεται από ένα πλήθος διαφορετικά μονοπάτια όπου τα διαδιδόμενα ηλεκτρομαγνητικά κύματα αλληλεπιδρούν με τα αντικείμενα του περιβάλλοντος διάδοσης και τελικά προσπίπτουν με διαφορετικά χαρακτηριστικά πλάτους πεδίου, ολίσθησης στη συχνότητα, κατεύθυνσης και καθυστέρησης άφιξης στην κεραία του δέκτη. Η αλληλεπίδραση ενός κύματος με το περιβάλλον διακρίνεται στην ανάκλαση, την σκέδαση και την περίθλαση οι οποίες κα-

λούνται και με τον γενικό όρο ως *μηχανισμοί διάδοσης*. Αν και οι επιδράσεις των μηχανισμών διάδοσης στο λαμβανόμενο σήμα διαφέρουν, συνηθίζεται στις μελέτες χαρακτηρισμού και μοντελοποίησης ραδιοδιαύλου να καλούνται όλοι με τον όρο *σκέδαση* ενώ τα αντικείμενα του περιβάλλοντος που αλληλεπιδρούν με τα κύματα ως *σκεδαστές*. Στην πλευρά του δέκτη, το σύνολο των διαδιδόμενων κυμάτων που προσπίπτουν στην κεραία του καλούνται πολυδιαδρομικές συνιστώσες (multipath components) οι οποίες υπερτίθενται και προκαλούν το σήμα εξόδου της κεραίας το οποίο με τη επίδραση προσθετικού θορύβου οδηγείται στην είσοδο των βαθμίδων του δέκτη.

Η περιγραφή των μεταβολών της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος γίνεται με τον προσδιορισμό των διαφορετικών επιδράσεων του διαύλου. Αυτές διακρίνονται στις απώλειες διάδοσης (path loss), στις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (large scale fading) και στις διαλείψεις μικρής κλίμακας (small scale fading).

2.1.1 Απώλειες διάδοσης

Η μέση λαμβανόμενη ισχύς P_R ενός σήματος που διαδίδεται στον ελεύθερο χώρο είναι αντιστρόφως ανάλογη του τετραγώνου της απόστασης διαχωρισμού πομπού-δέκτη d και δίνεται από την έκφραση (2.1), γνωστή και ως εξίσωση του Friis [3],

$$P_R = P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_T G_R \quad (2.1)$$

όπου P_T είναι η ισχύς εκπομπής, λ το μήκος κύματος ενώ G_T , G_R είναι τα κέρδη ισχύος των κεραιών πομπού και δέκτη αντίστοιχα.

Στην πραγματικότητα, σε ασύρματα δίκτυα κινητών επικοινωνιών η παραδοχή ελεύθερου χώρου δεν ισχύει οπότε οι απώλειες διάδοσης $PL = P_T/P_R$ μεταβάλλονται με την απόσταση με διαφορετικό τρόπο από αυτόν που ορίζει η εξ.(2.1). Πειραματικές μελέτες έχουν οδηγήσει στην εξαγωγή εμπειρικών μοντέλων απωλειών διάδοσης για διάφορα είδη ασυρμάτων συστημάτων (κυψελωτά, κινητά, σταθερά, κλπ.) και περιβαλλόντων διάδοσης (εσωτερικών ή εξωτερικών χώρων). Ολοκληρωμένη περιγραφή για τα πιο διαδεδομένα από αυτά τα μοντέλα μπορεί να βρεθεί στην αναφορά [3].

Η πτώση της τιμής της λαμβανόμενης ισχύος με την απόσταση συνηθίζεται να περιγράφεται με τη χρήση του *συντελεστή απωλειών ισχύος* (path loss exponent) n . Όταν οι απώλειες εκφράζονται σε decibel (dB) ο συντελεστής n δηλώνει την κλίση της συνάρτησης $PL(d)$ η οποία περιγράφεται από την εξ.(2.2)

$$PL(d)|_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_T}{P_R(d)} \right) = PL(d_0)|_{dB} + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + S \quad (2.2)$$

όπου η παράμετρος d_0 δηλώνει μια απόσταση αναφοράς και με S συμβολίζεται μια τυχαία μεταβλητή μηδενικής μέσης τιμής που σχετίζεται με την περιγραφή των μεταβολών ισχύος μεγάλης κλίμακας. Στην περίπτωση απωλειών ελεύθερου χώρου ισχύει ότι $n = 2$ ενώ συνήθως για

τα διάφορα περιβάλλοντα διάδοσης ο συντελεστής λαμβάνει εμπειρικές τιμές $n > 2$. Εξαιρέση αποτελεί η διάδοση σε περιβάλλοντα όπου ευνοείται η ύπαρξη συνθηκών κυματοδήγησης (όπως π.χ. στενούς δρόμους ή διαδρόμους) όπου έχουν μετρηθεί τιμές $n < 2$.

2.1.2 Διαλείψεις μεγάλης κλίμακας

Είναι φανερό πως στην πράξη οι απώλειες διάδοσης σχετίζονται άμεσα με το περιβάλλον διάδοσης και δεν μπορούν να περιγραφούν ντετερμινιστικά και μονοσήμαντα συναρτήσει της απόστασης διαχωρισμού d . Πράγματι, αν θεωρηθεί ότι μετράται πειραματικά η λαμβανόμενη ισχύς στην περιφέρεια ενός κύκλου με ακτίνα έστω R στο κέντρο το οποίου βρίσκεται πομπός με ομοιοκατευθυντική κεραία. Τότε, οι τιμές ισχύος που θα καταγραφούν στο δέκτη δε θα είναι ταυτόσημες κατα μήκος της περιφέρειας και οι απώλειες διάδοσης σε κάθε σημείο θα κυμαίνονται γύρω από μια μέση τιμή $PL(R)$. Οι επιδράσεις του ραδιοδιαύλου που οδηγούν σε αυτή την πειραματική παρατήρηση ονομάζονται διαλείψεις μεγάλης κλίμακας και αυτή ακριβώς η τυχαία μεταβολή περιγράφεται από την τυχαία μεταβλητή S στην εξ.(2.2). Ο προσδιορισμός των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας έγκειται στην στατιστική περιγραφή της S . Έχει παρατηρηθεί ότι σε κλίμακα dB το σφάλμα των πειραματικών τιμών απωλειών διάδοσης από τις θεωρητικά αναμενόμενες ακολουθεί κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή. Συνεπώς, η τυχαία μεταβλητή S ορίζεται πλήρως από την τυπική απόκλιση σ_S της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας (σππ) της εξ.(2.3).

$$p_S(S) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_S} e^{-\frac{(S)^2}{2\sigma_S^2}} \quad (2.3)$$

Η παράμετρος σ_S καλείται αλλιώς και παράμετρος σκίασης (shadowing parameter), δίνεται σε dB και η τιμή της δηλώνει την ακρίβεια της μοντελοποίησης των απωλειών διάδοσης μέσω της εξ.(2.2). Μια τυπική τιμή της σ_S είναι $\sigma_S = 8$ dB.

2.1.3 Διαλείψεις μικρής κλίμακας

Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας αναφέρονται στις απότομες διακυμάνσεις της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος με μικρές μετατοπίσεις του δέκτη της τάξεως λίγων λ. Το λαμβανόμενο σήμα στην έξοδο της κεραίας του δέκτη προκύπτει από την υπέρθεση μεγάλου αριθμού πολυδιαδρομικών συνιστωσών που προσπίπτουν σε αυτή με τυχαία μιγαδικά πλάτη ηλεκτρικού πεδίου. Η διανυσματική άθροιση των συνιστωσών αυτών προκαλεί τις απότομες μεταβολές του λαμβανόμενης κυματομορφής. Εξαιτίας του κεντρικού οριακού θεωρήματος, ανεξάρτητα από την κατανομή που ακολουθούν τα μιγαδικά πλάτη των προσπίπτοντων κυμάτων, το πραγματικό και το φανταστικό μέρος του λαμβανόμενου σήματος ακολουθούν την κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και όμοιες παραμέτρους τυπικής απόκλισης σ_I, σ_Q αντίστοιχα. Σημειώνεται ότι, η ισότητα $\sigma_I = \sigma_Q$ αποτελεί βásiμη παραδοχή γιατί δεν υπάρχει φυσικός λόγος να μην ισχύει. Συνεπώς, η μιγαδική περιβάλλουσα y ακολουθεί την μιγαδική κυκλικά συμμετρική κανονική κατανομή, δηλ. $y \in CN(0, \sigma)$ με $\sigma = \sqrt{\sigma_I^2 + \sigma_Q^2}$. Το πλάτος της μιγαδικής

περιβάλλουσας $r = |y|$ ακολουθεί την κατανομή Rayleigh, που δίνεται από την εξ.(2.4),

$$p_R(r) = \frac{2r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{\sigma^2}}, \quad r \geq 0 \quad (2.4)$$

Στην περίπτωση που υπάρχει οπτική επαφή πομπού-δέκτη (line of sight - LoS) τότε προσπίπτει σταθερή και αμετάβλητη συνιστώσα η οποία προκαλεί μη μηδενική μέση τιμή της y , δηλ. $E[y] \neq 0$. Η ύπαρξη της LoS συνιστώσας οδηγεί σε στατιστική περιγραφή της τυχαίας μεταβλητής r από την κατανομή Rice [4] που δίνεται από την ακόλουθη έκφραση (2.5) [3]

$$p_R(r) = \frac{2r(K+1)}{\sigma^2} e^{\left(-K - \frac{(K+1)r^2}{\sigma^2}\right)} I_0\left(2r\sqrt{\frac{K(K+1)}{\sigma^2}}\right), \quad r \geq 0 \quad (2.5)$$

όπου I_0 είναι η μηδενικής τάξης τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-x \cos \theta} d\theta \quad (2.6)$$

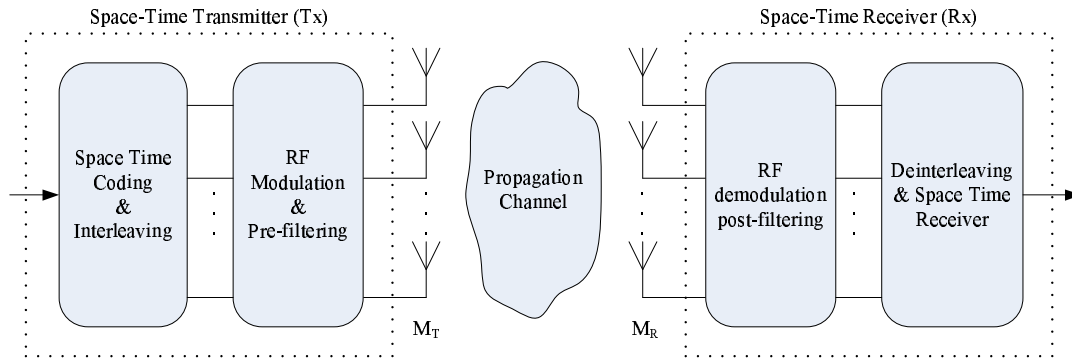
και K είναι ο παράγοντας Rice που ορίζεται ως ο λόγος ισχύος της σταθερής συνιστώσας προς την ισχύ της μεταβαλλόμενης συνιστώσας του σήματος

$$K = \frac{|E[y]|^2}{E[|y - E[y]|^2]} = \frac{|E[y]|^2}{\sigma^2} \quad (2.7)$$

2.2 Χωρο-χρονικά συστήματα ασύρματων επικοινωνιών

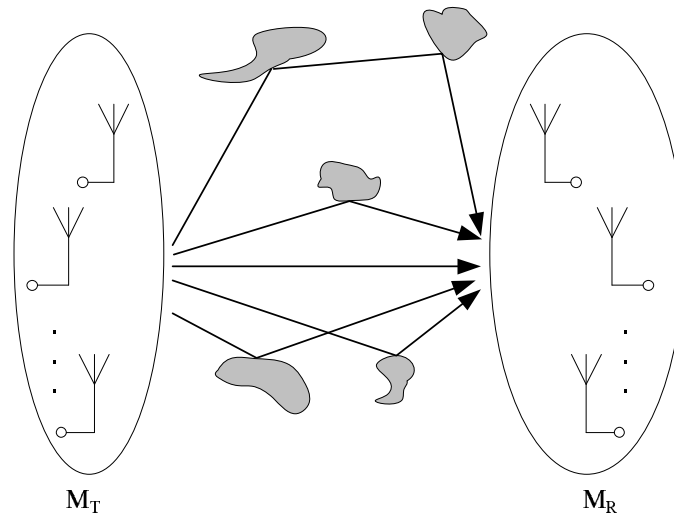
Η εκμετάλλευση της χωρικής διάστασης στα συστήματα ασυρμάτων επικοινωνιών με την εισαγωγή πολλαπλών κεραιών άλλαξε την αρχιτεκτονική των παραδοσιακών πομποδεκτών. Στον πομπό, μονάδες όπως ο κωδικοποιητής (encoder), ο διαμορφωτής (modulator) στον πομπό άλλαξαν σχεδίαση ώστε να εκμεταλλευτούν τη δυνατότητα εκπομπής από πολλαπλές κεραιές. Ομοίως, στο δέκτη λειτουργίες όπως αποδιαμόρφωση, αποκωδικοποίηση, εκτίμηση διαύλου, συγχρονισμός κλπ. τροποποιήθηκαν ώστε να αξιοποιηθούν τα οφέλη που έχουν τα συστήματα με πολλαπλές κεραιές και να βελτιωθεί η επίδοση όσον αφορά την κάλυψη, την αξιοπιστία και τους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων της ζεύξης. Ένα τυπικό σύστημα με πολλαπλές κεραιές, επεξεργάζεται το σήμα πληροφορίας στο πεδίο του χρόνου, του χώρου αλλά και της συχνότητας πριν την εκπομπή του και εφαρμόζει αλγορίθμους επεξεργασίας σήματος για την ανάκτηση του στο δέκτη. Ένα απλοποιημένο μπλοκ διάγραμμα ενός χωρο-χρονικού πομποδέκτη απεικονίζεται στο σχήμα 2.1, όπου φαίνεται ποιοτικά πως η αρχιτεκτονική MIMO επιδρά σε όλες τις βαθμίδες επεξεργασίας σήματος σε ψηφιακή και αναλογική μορφή και στα δύο άκρα.

Σε όλα τα συστήματα μετάδοσης πληροφορίας, το μέσο διάδοσης αποτελεί βασικό παράγοντα σχεδίασης και ανάπτυξης τεχνικών μετάδοσης. Η χρήση πολλαπλών κεραιών καθιστά την παραδοσιακή περιγραφή του ραδιοδιαύλου στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας ανεπαρκή, μια και η δειγματοληψία σήματος στο χώρο και στα δύο άκρα της ζεύξης εισάγει την ανάγκη



Σχήμα 2.1: Μπλοκ διάγραμμα χωρο-χρονικού συστήματος ασυρμάτων επικοινωνιών

τόσο για χωρική όσο και για κατευθυντική περιγραφή της διάδοσης. Ο πολυδιάστατος χαρακτηρισμός του ραδιοδιαύλου αποτελεί το αντικείμενο της ερευνητικής δραστηριότητας που αναπτύσσεται στα πλαίσια της εκπόνησης της παρούσας διδακτορικής διατριβής. Τα αποτελέσματά της μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε μελέτες ανάπτυξης τεχνικών χωρο-χρονικής μετάδοσης για την αναπαράσταση των χαρακτηριστικών του διαύλου. Στη συνέχεια, για τις ανάγκες της ερευνητικής δραστηριότητας, ο όρος *MIMO* σύστημα θα περιγράφει μια ασύρματη ζεύξη με στοιχειοκεραίες αυθαίρετης γεωμετρίας σε πομπό και δέκτη αγνοώντας τη δομή οποιασδήποτε μονάδας επεξεργασίας είτε του σήματος πληροφορίας είτε του λαμβανόμενου σήματος, ώστε να εξασφαλίζεται η γενικότητα της ανάλυσης και των αποτελεσμάτων. Το διάγραμμα του *MIMO* συστήματος δίνεται στο σχήμα 7.1.



Σχήμα 2.2: *MIMO* σύστημα με M_T , M_R κεραιοστοιχεία σε πομπό και δέκτη αντίστοιχα

2.2.1 Οφέλη χρήσης πολλαπλών κεραιών σε ασύρματες ζεύξεις

Η χρήση πολλαπλών κεραιών σε μια ασύρματη ζεύξη προσφέρει τη δυνατότητα για βελτίωση του σηματοθορυβικού της λόγου, της αξιοπιστίας της καθώς και του επιτυγχάνόμενου ρυθμού μετάδοσης πληροφορίας αρκεί να χρησιμοποιηθούν οι κατάλληλες τεχνικές επεξεργασίας σήματος στα άκρα της. Τα οφέλη από την αύξηση του πλήθους των κεραιών στην επίδοση της

ζεύξης, ποιοτικά διακρίνονται σε τρεις κατηγορίες, το κέρδος στοιχειοκεραίας (array gain), το κέρδος διαφορισμότητας (diversity gain) και το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας (spatial multiplexing gain) [5].

2.2.1.1 Κέρδος στοιχειοκεραίας

Με τον όρο κέρδος στοιχειοκεραίας περιγράφεται η μέση αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη που προκύπτει από τη συμφασική άθροιση των σημάτων του κεραιών λήψης ή/και εκπομπής. Η συμφασική άθροιση των μιγαδικών αποκρίσεων μπορεί να υλοποιηθεί μόνο όταν είναι διαθέσιμη η ακριβής γνώση του διαύλου. Στην περίπτωση συστημάτων SIMO η αύξηση της μέσης λαμβανόμενης ισχύος είναι ανάλογη με το πλήθος των κεραιών. Στην περίπτωση των MISO συστημάτων το κέρδος στοιχειοκεραίας υλοποιείται με την εφαρμογή του κατάλληλου διανύσματος εκπομπής που μεγιστοποιεί τη λαμβανόμενη ισχύ λόγω της διαμόρφωσης του διαγράμματος ακτινοβολίας της κεραίας εκπομπής.

2.2.1.2 Κέρδος χωρικής διαφορισμότητας

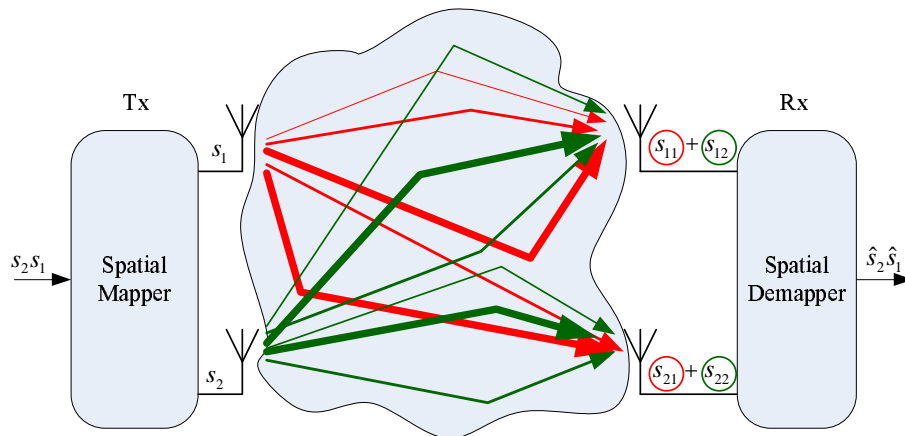
Το κέρδος χωρικής διαφορισμότητας περιγράφει την μείωση των διαλείψεων του λαμβανόμενου σήματος με κατάλληλη επεξεργασία των σημάτων των διαθέσιμων κεραιών. Το κέρδος αυτού του είδους διακρίνεται στη *χωρική διαφορισμότητα δέκτη* (receive antenna diversity) και στη *χωρική διαφορισμότητα πομπού* (transmit antenna diversity).

Στην περίπτωση της διαφορισμότητας δέκτη, οι διακυμάνσεις του πλάτους του λαμβανόμενου σήματος μειώνονται με το συνδυασμό των διαφορετικών διαθέσιμων χωρικών στιγμιοτύπων του λαμβανόμενου σήματος. Το κέρδος διαφορισμότητας εξαρτάται άμεσα από τις στατιστικές ιδιότητες των διαθέσιμων δειγμάτων. Πράγματι, στην περίπτωση που όλα τα λαμβανόμενα σήματα είναι ανεξάρτητες στοχαστικές διαδικασίες, το κέρδος διαφορισμότητας δέκτη γίνεται ίσο με το πλήθος των διαθέσιμων κεραιών λήψης M_R . Στην αντίθετη περίπτωση, όταν τα σήματα όλων των κεραιών είναι πλήρως συσχετισμένα, το κέρδος διαφορισμότητας είναι 1.

Η χωρική διαφορισμότητα πομπού έγκειται στο σχεδιασμό των χωρικών ιδιοτήτων του σήματος εκπομπής ώστε να γίνει δυνατή η εκμετάλλευση διαφορισμότητας στην πλευρά του δέκτη κατά τη διαδικασία αναγνώρισης συμβόλου. Οι τεχνικές χωρο-χρονικής κωδικοποίησης αναπτύχθηκαν τη τελευταία δεκαετία και κωδικοποιούν το σήμα πληροφορίας ταυτόχρονα στο χρόνο και στις διαφορετικές κεραίες εκπομπής ώστε να μειώσουν τις διαλείψεις του λαμβανόμενου σήματος. Η επίτευξη χωρικής διαφορισμότητας πομπού δεν απαιτεί πληροφοροφία για την κατάσταση του καναλιού στον πομπό και επιτυγχάνουν κέρδος διαφορισμότητας ίσο με το πλήθος των κεραιών εκπομπής M_T όταν οι δίαυλοι κεραιστοιχείων πομπού-δέκτη είναι ανεξάρτητοι μεταξύ τους. Μία από τις πιο γνωστές τεχνικές χωρο-χρονικής κωδικοποίησης για τη επίτευξη διαφορισμότητας πομπού προτάθηκε από τον Alamouti [6], ενώ οι βασικές αρχές για την σχεδίαση και αξιολόγηση τέτοιων τεχνικών περιγράφονται στην αναφορά [7].

2.2.1.3 Κέρδος χωρικής πολυπλεξίας

Το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας είναι δυνατό να επιτευχθεί μόνο σε MIMO συστήματα και αναφέρεται στην γραμμική αύξηση της χωρητικότητας χωρίς επιπλέον αύξηση της ισχύος ή του εύρους ζώνης. Η επίτευξη του κέρδους χωρικής πολυπλεξίας γίνεται με την εκμετάλλευση της έμφυτης ορθογωνιότητας που εισάγει ο ραδιοδιάυλος λόγω της έντονης σκέδασης των κυμάτων που μεταφέρουν το σήμα πληροφορίας από τις κεραιές πομπού στις κεραιές του δέκτη. Πράγματι, αν εκπέμπονται διαφορετικά σήματα πληροφορίας από τις κεραιές του πομπού τότε αυτά μπορούν να ανακτηθούν στο δέκτη με κατάλληλη επεξεργασία των λαμβανομένων σημάτων. Αυτό συμβαίνει γιατί η μετάδοση μέσω του διαύλου γίνεται με ένα πλήθος ορθογωνικών μεταξύ τους τρόπων. Υπό τη φυσική έννοια οι τρόποι αυτοί ερμηνεύονται ως διαφορετικοί δρόμοι μετάδοσης πληροφορίας στο ασύρματο μέσο που προκαλούν διαφορετικές χωρικές υπογραφές σήματος στις κεραιές του δέκτη, οι οποίες μπορούν να διαχωριστούν μεταξύ τους όταν ο MIMO διάυλος είναι γνωστός με ακρίβεια στο δέκτη. Μια σχηματική αναπαράσταση του παραπάνω συλλογισμού απεικονίζεται στο σχήμα 2.3 όπου φαίνονται οι διαφορετικές υπογραφές των διαφορετικών συμβόλων που εκπέμπει η κάθε κεραία. Το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας εξαρτάται από τις συνθήκες διάδοσης του ασύρματου μέσου, αυξάνει γραμμικά με την αύξηση των ζευγών κεραιοστοιχείων πομπού-δέκτη και η μέγιστη τιμή του δίνεται από το $\min(M_R, M_T)$.



Σχήμα 2.3: Οι συνθήκες διάδοσης στο ραδιοδιάυλο προσφέρουν τη δυνατότητα σε MIMO ζεύξεις για αξιοποίηση του κέρδους χωρικής πολυπλεξίας με το διαχωρισμό των χωρικών υπογραφών σήματος

2.3 Ο ραδιοδιάυλος ως διασκορπιστικό και μεταβλητό μέσο διάδοσης

Ο ραδιοδιάυλος χαρακτηρίζεται ως ένα γραμμικό χρονικά μεταβαλλόμενο σύστημα. Η γραμμικότητα περιγράφει το γεγονός ότι το λαμβανόμενο σήμα στην είσοδο του δέκτη είναι το αποτέλεσμα της υπέρθεσης όλων των κυμάτων που εκπέμπονται από την κεραία του πομπού, διαδίδονται στο ασύρματο μέσο και προσπίπτουν στην κεραία του δέκτη. Η χρονική μεταβλητότητα αφορά στην αλλαγή των συνθηκών διάδοσης λόγω της κίνησης του πομπού, του δέκτη

ή/και των σκεδαστών του περιβάλλοντος διάδοσης που αλληλεπιδρούν με τα λαμβανόμενα κύματα.

Η επίδραση του ασύρματου διαύλου στο διαδιδόμενο σήμα περιγράφεται με τους γενικούς όρους *διασπορά* (dispersion) και *μεταβλητότητα* (variance). Με τον όρο διασπορά περιγράφεται ο διασκορπισμός του διαδιδόμενου σήματος σε διάφορα πεδία χαρακτηρισμού όπως είναι η καθυστέρηση διάδοσης, η ολίσθηση Doppler και η κατεύθυνση διάδοσης στις κοντινές περιοχές των κεραιών πομπού και δέκτη. Από την άλλη, με τον όρο μεταβλητότητα περιγράφονται φαινόμενα όπως η επιλεκτική επίδραση του διαύλου στο φασματικό περιεχόμενο του σήματος εκπομπής και η χωρο-χρονική μεταβολή της κυματομορφής του λαμβανόμενου σήματος. Η διασπορά στην καθυστέρηση, τη συχνότητα και την κατεύθυνση συνδέονται με την μεταβλητότητα στη συχνότητα, το χρόνο και το χώρο μέσω του μετασχηματισμού Fourier, οπότε η περιγραφή των χαρακτηριστικών διασποράς του διαύλου ορίζει τα χαρακτηριστικά της εγγενούς επιλεκτικότητάς του και αντίστροφα.

Στην συνέχεια περιγράφονται η δυαδικότητα των πεδίων περιγραφής διασποράς και μεταβλητότητας, οι σχέσεις εισόδου-εξόδου ασύρματων συστημάτων καθώς και οι συναρτήσεις περιγραφής του τυχαίου ραδιοδιαύλου για βαθμιαία αύξηση του πλήθους των κεραιών. Η ανάλυση είναι κατά το δυνατό συνοπτική, πλήρης και βασίζεται στις διαλέξεις της αναφοράς [8].

2.3.1 Πεδία περιγραφής ραδιοδιαύλου

2.3.1.1 Χρονομεταβλητός ραδιοδιάυλος

Σύμφωνα με τη θεωρία περιγραφής του ραδιοδιαύλου ως γραμμικό χρονομεταβλητό σύστημα, ο χρόνος διαχωρίζεται στον απόλυτο χρόνο μεταβολής διαύλου t και στον χρόνο καθυστέρησης διάδοσης τ . Το δυαδικό πεδίο του χρόνου μεταβολής t , ως προς το μετασχηματισμό Fourier, είναι η ολίσθηση συχνότητας Doppler v , ενώ το δυαδικό πεδίο της καθυστέρησης τ είναι η συχνότητα f . Μία ασύρματη ζεύξη με μία και μοναδική κεραία σε πομπό και δέκτη αντίστοιχα (SISO link) μπορεί να περιγραφεί από τη χρονικά μεταβαλλόμενη κρουστική απόκριση $h(t, \tau)$, η οποία καλείται και συνάρτηση συστήματος. Αν το σήμα εισόδου στην κεραία του πομπού είναι $s(t)$ τότε το σήμα στην έξοδο της κεραίας του δέκτη $y(t)$ δίνεται από τη συνέλιξη

$$y(t) = \int s(t - \tau)h(t, \tau)d\tau = h(t, \tau) * s(t) \quad (2.8)$$

Με κατάλληλη εφαρμογή μετασχηματισμών Fourier προσδιορίζονται τρεις ακόμη ισοδύναμες συναρτήσεις συστήματος, δηλ. η χρονικά μεταβαλλόμενη συνάρτηση μεταφοράς $H(t, f)$,

$$H(t, f) = \int h(t, \tau)e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.9)$$

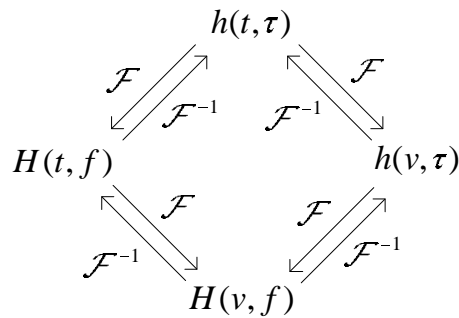
η Doppler-διακριτή κρουστική απόκριση $h(v, \tau)$

$$h(v, \tau) = \int h(t, \tau)e^{-j2\pi vt} dt \quad (2.10)$$

και η Doppler-διακριτή συνάρτηση μεταφοράς $H(v, f)$

$$H(v, f) = \iint e^{-j2\pi vt} e^{-j2\pi f\tau} h(t, \tau) dt d\tau \quad (2.11)$$

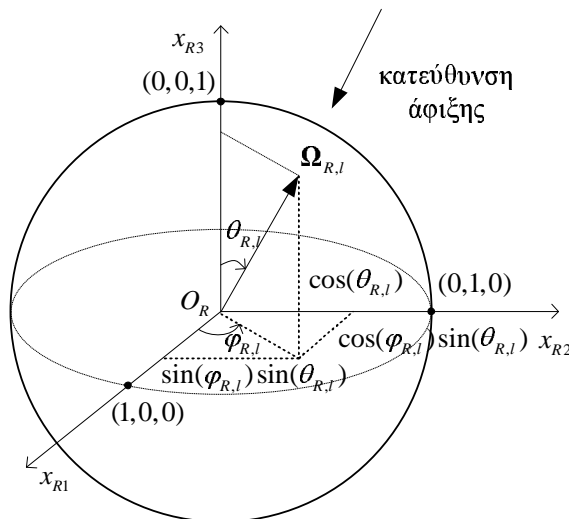
Οι μεταξύ τους σχέσεις, μέσω ευθέων και αντιστρόφων μετασχηματισμών Fourier, απεικονίζονται συνοπτικά στο σχήμα 2.4. Όπως θα φανεί και σε ακόλουθη ενότητα, οποιαδήποτε από τις παραπάνω συναρτήσεις είναι ικανή για τον προσδιορισμό της εξόδου μιας SISO ζεύξης συναρτήσει της εισόδου της.



Σχήμα 2.4: Σχέσεις δυαδικότητας μεταξύ συναρτήσεων συστήματος SISO διαύλου

2.3.1.2 Δυαδικότητα κατεύθυνσης - χώρου

Για την περιγραφή της δυαδικότητας κατεύθυνσης-χώρου θεωρείται η διάδοση ενός αδιαμόρφωτου επίπεδου κύματος που προσπίπτει σε μία κεραία. Έστω ότι το κύμα έχει κατεύθυνση άφιξης, που ορίζεται από το μοναδιαίο διάνυσμα $\Omega_{R,l}$ ως προς ένα τρισσορθογώνιο σύστημα συντεταγμένων με αυθαίρετο κέντρο \mathbf{O}_R , και ότι η κεραία δέκτη είναι τοποθετημένη σε σημείο που ορίζεται από το διάνυσμα θέσης \mathbf{x}_R (βλ. σχήμα 2.5). Οι συντεταγμένες των διανυσμάτων $\Omega_{R,l}$ και \mathbf{x}_R δίνονται στις εξ. (2.12) και (2.13)



Σχήμα 2.5: Ορισμός διανύσματος κατεύθυνσης άφιξης

$$\mathbf{\Omega}_{R,l} = [\cos(\varphi_{R,l}) \sin(\theta_{R,l}), \sin(\varphi_{R,l}) \sin(\theta_{R,l}), \cos(\theta_{R,l})]^T \quad (2.12)$$

$$\mathbf{x}_R = [x_{R1}, x_{R2}, x_{R3}]^T \quad (2.13)$$

Για λόγους απλότητας η ανάλυση περιορίζεται σε γραμμική πόλωση. Αν το ηλεκτρικό πεδίο λόγω του l -οστού κύματος στο κέντρο των αξόνων $\mathbf{O}_R = [0, 0, 0]^T$ είναι $E_l(\mathbf{O}_R)$ τότε στη θέση \mathbf{x}_R δίνεται από τη σχέση

$$E_l(\mathbf{x}_R) = E_l(\mathbf{O}_R) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \langle \mathbf{\Omega}_{R,l}, \mathbf{x}_R \rangle} \quad (2.14)$$

όπου ο τελεστής $\langle \cdot, \cdot \rangle$ συμβολίζει το εσωτερικό γινόμενο διανυσμάτων. Αν η κεραία έχει διάγραμμα ακτινοβολίας πεδίου $f_R(\mathbf{\Omega}_R)$, τότε η τάση στην έξοδό της $u_l(\mathbf{x}_R)$ που οφείλεται στην πρόσπτωση του l -οστού επίπεδου κύματος δίνεται από την έκφραση

$$u_l(\mathbf{x}_R) = b_R \cdot f(\mathbf{\Omega}_{R,l}) \cdot E_l(\mathbf{x}_R) = b_R \cdot f_R(\mathbf{\Omega}_{R,l}) \cdot E_l(\mathbf{O}_R) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \langle \mathbf{\Omega}_{R,l}, \mathbf{x}_R \rangle} \quad (2.15)$$

όπου b_R είναι μια πολλαπλασιαστική σταθερά που συνδέει το διάγραμμα ακτινοβολίας πεδίου της κεραίας με το ενεργό της μήκος. Θέτοντας ως $g(\mathbf{\Omega}_{R,l}) = b_R \cdot f_R(\mathbf{\Omega}_{R,l}) \cdot E_l(\mathbf{O}_R)$ την τάση στην έξοδο μιας υποθετικής κεραίας στο \mathbf{O}_R λόγω του l -οστού κύματος που προσπίπτει από την $\mathbf{\Omega}_{R,l}$, προκύπτει ότι

$$u_l(\mathbf{x}_R) = g(\mathbf{\Omega}_{R,l}) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \langle \mathbf{\Omega}_{R,l}, \mathbf{x}_R \rangle} \quad (2.16)$$

Υποθέτοντας ότι στην κεραία προσπίπτουν και υπερτίθενται αδιαμόρφωτα επίπεδα κύματα από διάφορες κατευθύνσεις $\mathbf{\Omega}_R$, τότε το σήμα εξόδου της δίνεται από την ακόλουθη σχέση

$$u(\mathbf{x}_R) = \int g(\mathbf{\Omega}_R) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \langle \mathbf{\Omega}_R, \mathbf{x}_R \rangle} d\mathbf{\Omega}_R \quad (2.17)$$

η οποία και δηλώνει σαφώς την δυαδική σχέση διανύσματος θέσης κεραίας λήψης και διανύσματος κατεύθυνσης άφιξης μέσω του μετασχηματισμού Fourier.

2.3.1.3 Σχέσεις δυαδικότητας μεταξύ πεδίων περιγραφής

Συνοπτικά, τα πεδία περιγραφής της διασποράς του ραδιοδιαύλου είναι:

- η ολίσθηση συχνότητας Doppler v
- η καθυστέρηση διάδοσης τ
- η κατεύθυνση άφιξης κύματος $\mathbf{\Omega}_R$
- η κατεύθυνση αναχώρησης κύματος $\mathbf{\Omega}_T$

τα πεδία περιγραφής της μεταβλητότητας του ραδιοδιαύλου είναι:

- ο απόλυτος χρόνος t

Κεφάλαιο 2. Περιγραφή Ραδιοδιαύλου Πολλαπλών Εισόδων Πολλαπλών Εξόδων

- η συχνότητα f
- το διάνυσμα θέσης της κεραίας λήψης \mathbf{x}_R
- το διάνυσμα θέσης της κεραίας εκπομπής \mathbf{x}_T

ενώ οι σχέσεις δυαδικότητας μέσω του μετασχηματισμού Fourier μεταξύ τους δίνονται στον πίνακα 2.1.

Πίνακας 2.1: Πεδία περιγραφής ραδιοδιαύλου

διασπορά	μετασχηματισμός	μεταβλητότητα
τ	$\xrightarrow{\mathcal{F}}$	f
v	$\xleftarrow{\mathcal{F}}$	t
Ω_R	$\xleftarrow{\mathcal{F}}$	\mathbf{x}_R
Ω_T	$\xleftarrow{\mathcal{F}}$	\mathbf{x}_T

2.3.1.4 Ραδιοδιάυλος χωρομεταβλητός στο δέκτη

Συνεχίζοντας την παραπάνω απλοποιημένη ανάλυση, έστω ότι το l -οστό προσπίπτον επίπεδο κύμα είναι διαμορφωμένο από ένα σήμα πληροφορίας $s(t)$ και διαδίδεται μέσω ενός χρονικά αμετάβλητου διαύλου. Αν η καθυστέρηση διάδοσης στο κέντρο \mathbf{O}_R είναι τ_l και στη θέση \mathbf{x}_R είναι $\tau_l(\mathbf{x}_R)$, τότε το ηλεκτρικό πεδίο στη θέση \mathbf{O}_R δίνεται από την έκφραση

$$E_l(\mathbf{O}_R, t) = E_l s(t - \tau_l) \quad (2.18)$$

ενώ στη θέση \mathbf{x}_R από την έκφραση

$$E_l(\mathbf{x}_R, t) = E_l e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \mathbf{\Omega}_{R,l}, \mathbf{x}_R \rangle} s(t - \tau_l(\mathbf{x}_R)) \quad (2.19)$$

Σημειώνεται ότι η τιμή του παράγοντα E_l στην κοντινή περιοχή του δέκτη ενσωματώνει τα χαρακτηριστικά του συστήματος εκπομπής καθώς και τις επιδράσεις του διαύλου στο πλάτος του διαδιδόμενου κύματος. Υποθέτοντας ότι η θέση της κεραίας είναι περιορισμένη στην κοντινή περιοχή του κέντρου \mathbf{O}_R μπορεί να γίνει η παραδοχή ότι $\tau_l(\mathbf{x}_R) \simeq \tau_l$. Το λαμβανόμενο σήμα στην έξοδο της κεραίας λόγω του l -οστού κύματος είναι

$$y_l(\mathbf{x}_R, t) = b_R \cdot f(\Omega_l) \cdot E_l(\mathbf{x}_R, t) = b_R \cdot f(\Omega_{R,l}) \cdot E_l \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \mathbf{\Omega}_{R,l}, \mathbf{x}_R \rangle} s(t - \tau_l) \quad (2.20)$$

Αν υποτεθεί η άφιξη L το πλήθος κυμάτων, τότε το σήμα εξόδου της κεραίας είναι το αποτέλεσμα της υπέρθεσης τους και δίνεται από

$$y(\mathbf{x}_R, t) = \sum_{l=1}^L b_R \cdot f(\boldsymbol{\Omega}_{R,l}) \cdot E_l \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_{R,l}, \mathbf{x}_R \rangle} s(t - \tau_l) \quad (2.21)$$

Χρησιμοποιώντας την ιδιότητα της διάκρισης, δηλ.

$$w(z_0) = \int w(z) \delta(z - z_0) dz \quad (2.22)$$

το σήμα εξόδου μπορεί να γραφεί ως

$$y(\mathbf{x}_R, t) = \int \left\{ \sum_{l=1}^L b_R \cdot f(\boldsymbol{\Omega}_{R,l}) \cdot E_l \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_{R,l}, \mathbf{x}_R \rangle} \delta(\tau - \tau_l) \right\} s(t - \tau) d\tau = \int h(\tau, \mathbf{x}_R) s(t - \tau) d\tau \quad (2.23)$$

όπου

$$h(\tau, \mathbf{x}_R) = \sum_{l=1}^L b_R \cdot f(\boldsymbol{\Omega}_{R,l}) \cdot E_l \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_{R,l}, \mathbf{x}_R \rangle} \delta(\tau - \tau_l) \quad (2.24)$$

Ουσιαστικά η έκφραση (2.23) αποτελεί τη σχέση εισόδου-εξόδου του συστήματος με την $h(\tau, \mathbf{x}_R)$ να είναι η χωρομεταβλητή κρουστική απόκριση του ραδιοδιαύλου, η οποία με κατάλληλη εφαρμογή της (2.22) μπορεί να γραφεί ως

$$\begin{aligned} h(\tau, \mathbf{x}_R) &= \sum_{l=1}^L \left\{ \int b_R \cdot f(\boldsymbol{\Omega}_R) \cdot E_l \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_R, \mathbf{x}_R \rangle} \delta(\boldsymbol{\Omega} - \boldsymbol{\Omega}_{R,l}) d\boldsymbol{\Omega}_R \right\} \delta(\tau - \tau_l) \\ &= \int b_R \cdot f(\boldsymbol{\Omega}_R) \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_R, \mathbf{x}_R \rangle} h(\tau, \boldsymbol{\Omega}_R) d\boldsymbol{\Omega}_R \end{aligned} \quad (2.25)$$

όπου $h(\tau, \boldsymbol{\Omega}_R)$ είναι η κρουστική απόκριση διακριτής κατεύθυνσης που δίνεται από το ακόλουθο άθροισμα,

$$h(\tau, \boldsymbol{\Omega}_R) = \sum_{l=1}^L E_l \cdot \delta(\tau - \tau_l) \cdot \delta(\boldsymbol{\Omega}_R - \boldsymbol{\Omega}_{R,l}) \quad (2.26)$$

Αντικαθιστώντας την (2.25) στην (2.23), το σήμα εξόδου προσδιορίζεται συναρτήσει της $h(\tau, \boldsymbol{\Omega}_R)$ από την

$$y(\mathbf{x}_R, t) = \int \int b_R \cdot f(\boldsymbol{\Omega}_R) \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_R, \mathbf{x}_R \rangle} h(\tau, \boldsymbol{\Omega}_R) s(t - \tau) d\boldsymbol{\Omega}_R d\tau \quad (2.27)$$

Σημειώνεται ότι, θεωρώντας ισοτροπική κεραία με $b_R \cdot f(\boldsymbol{\Omega}_R) = 1$ η χωρομεταβλητή κρουστική απόκριση $h(\tau, \mathbf{x}_R)$ δίνεται από τον αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier της διακριτής κατεύθυνσης κρουστικής απόκρισης $h(\tau, \boldsymbol{\Omega}_R)$ ως προς το πεδίο της κατεύθυνσης άφιξης $\boldsymbol{\Omega}_R$, δηλ.

$$h(\tau, \mathbf{x}_R) = \int h(\tau, \boldsymbol{\Omega}_R) \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_R, \mathbf{x}_R \rangle} d\boldsymbol{\Omega}_R \quad (2.28)$$

2.3.1.5 Συνάφεια χωρομεταβλητής και χρονομεταβλητής περιγραφής

Η συνάφεια στην περιγραφή του χωρομεταβλητού και του χρονικά μεταβαλλόμενου διαύλου γίνεται εμφανής αν θεωρηθεί κίνηση του δέκτη με σταθερή ταχύτητα \mathbf{v} . Πράγματι, αν η ακριβής θέση του δέκτη δίνεται από το διάνυσμα $\mathbf{x}_R(t) = \mathbf{v} \cdot t$ και για το l -οστό κύμα α_l είναι η γωνία μεταξύ των διανυσμάτων $\boldsymbol{\Omega}_{R,l}$ και \mathbf{v} , τότε ισχύει ότι

$$\frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_{R,l}, \mathbf{x}_R(t) \rangle = \frac{2\pi}{\lambda} |\boldsymbol{\Omega}_{R,l}| |\mathbf{x}_R(t)| \cos(\alpha_l) = \frac{2\pi}{\lambda} |\mathbf{v}| t \cos(\alpha_l) = 2\pi v_l t \quad (2.29)$$

όπου $v_l = \frac{|\mathbf{v}|}{\lambda} \cos(\alpha_l)$ είναι η ολίσθηση συχνότητας Doppler του l -οστού κύματος. Αντικαθιστώντας στην (2.21) προκύπτει η (2.8), ως εξής

$$\begin{aligned} y(t) &= y(\mathbf{x}_R(t), t) = \sum_{l=1}^L b_R \cdot f(\boldsymbol{\Omega}_{R,l}) \cdot E_l \cdot e^{j2\pi v_l t} s(t - \tau_l) = \\ &= \int \left\{ \sum_{l=1}^L b_R \cdot f(\boldsymbol{\Omega}_{R,l}) \cdot E_l \cdot e^{j2\pi v_l t} \delta(\tau - \tau_l) \right\} s(t - \tau) d\tau \\ &= \int h(t, \tau) s(t - \tau) d\tau \end{aligned} \quad (2.30)$$

όπου η χρονικά μεταβαλλόμενη κρουστική απόκριση εκφράζεται συναρτήσει των L διαδιδόμενων κυμάτων ως το άθροισμα

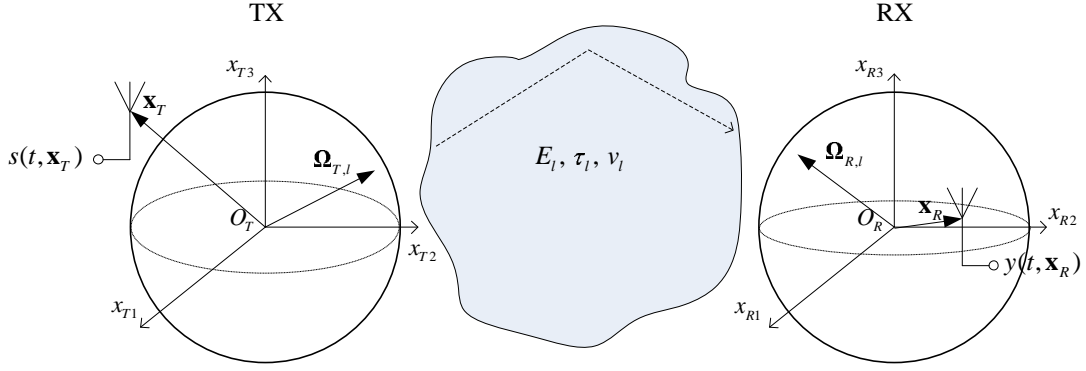
$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L b_R \cdot f(\boldsymbol{\Omega}_{R,l}) \cdot E_l \cdot e^{j2\pi v_l t} \delta(\tau - \tau_l) \quad (2.31)$$

2.3.1.6 Ραδιοδιάυλος χωρομεταβλητός σε πομπό και δέκτη

Μέχρι το σημείο αυτό η ανάλυση αφορά στον προσδιορισμό του λαμβανόμενου σήματος $y(t, \mathbf{x}_R)$ συναρτήσει της θέσης της κεραίας του δέκτη. Ο ραδιοδιάυλος έχει θεωρηθεί στατικός (δηλ. χρονικά αμετάβλητος) και στην ανάλυση που οδηγεί στην εξ. (2.27) το κανάλι περιγράφεται ως προς την καθυστέρηση διάδοσης τ και τα κατευθυντικά χαρακτηριστικά διάδοσης $\boldsymbol{\Omega}_R$ στην κοντινή περιοχή του δέκτη, αγνοώντας την περιγραφή της εκπομπής. Επεκτείνοντας την ανάλυση στο άκρο του πομπού, θεωρείται κεραία εκπομπής σε θέση που ορίζεται από το διάνυσμα \mathbf{x}_T ως προς τρισσορθογώνιο σύστημα συντεταγμένων με αυθαίρετο κέντρο \mathbf{O}_T (βλ. σχήμα 2.6). Τότε, στην περιοχή μακρινού πεδίου της κεραίας εκπομπής και σε απόσταση που ορίζεται από το διάνυσμα \mathbf{r} το πλάτος του ηλεκτρικού πεδίου του l -οστού κύματος με κατεύθυνση αναχώρησης $\boldsymbol{\Omega}_{T,l}$ δίνεται από την έκφραση

$$E_l(\mathbf{r}, \mathbf{O}_T) = b_T \cdot f_T(\boldsymbol{\Omega}_{T,l}) \frac{e^{-j(\mathbf{k}_T, \mathbf{r})}}{|\mathbf{r}|} = b_T \cdot f_T(\boldsymbol{\Omega}_{T,l}) \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} |\mathbf{r}|}}{|\mathbf{r}|} \quad (2.32)$$

όπου $f_T(\boldsymbol{\Omega}_T)$ το διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας εκπομπής και b_T ένας πολλαπλασιαστικός παράγοντας που εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά της. Θεωρώντας την εκπομπή αδιαμόρφωτου φέροντος, το l -οστό κύμα διανύει απόσταση $r_l = c \cdot \tau_l$ στο ασύρματο μέσο, ολισθαίνει



Σχήμα 2.6: Εξεταζόμενο σενάριο για περιγραφή ραδιοδιαύλου χωρομεταβλητού σε πομπό και δέκτη

κατά Doppler ν_l και προσπίπτει στο δέκτη με πλάτος E_l από κατεύθυνση $\mathbf{\Omega}_{R,l}$. Η διάδοση του l -οστού κύματος μεταξύ των κέντρων των δύο ανεξάρτητων συστημάτων συντεταγμένων $\mathbf{O}_T, \mathbf{O}_R$ περιγράφεται ως

$$E_l(t, \mathbf{O}_R, \mathbf{O}_T) = E_l \cdot e^{j2\pi\nu_l t} \cdot b_T \cdot f_T(\mathbf{\Omega}_{T,l}) \quad (2.33)$$

όπου επιδράσεις του διαύλου στο πλάτος του διαδιδόμενου κύματος (π.χ. απώλειες διάδοσης, απώλειες λόγω σκέδασης ή ανάκλασης, κλπ.) ενσωματώνονται στον παράγοντα E_l , δηλ. $E_l \propto \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r_l}}{r_l}$. Λαμβάνοντας υπόψη τις θέσεις των κεραιών πομπού και δέκτη, \mathbf{x}_T και \mathbf{x}_R , το ηλεκτρικό πεδίο $E_l(t, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T)$ είναι ολισθημένο στη φάση ως προς το $E_l(t, \mathbf{O}_R, \mathbf{O}_T)$ σύμφωνα με την

$$E_l(t, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) = E_l(t, \mathbf{O}_R, \mathbf{O}_T) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\langle \mathbf{\Omega}_{R,l}, \mathbf{x}_R \rangle} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\langle \mathbf{\Omega}_{T,l}, \mathbf{x}_T \rangle} \quad (2.34)$$

Θεωρώντας την διαμόρφωση του φέροντος από σήμα πληροφορίας $s(t, \mathbf{x}_T)$, ακολουθείται όμοια ανάλυση με αυτή των εξ. (2.21)-(2.24), υποθέτοντας την διάδοση L το πλήθος κυμάτων. Τότε, το λαμβανόμενο σήμα $y(t, \mathbf{x}_R | \mathbf{x}_T)$ στην έξοδο της κεραίας του δέκτη στο σημείο \mathbf{x}_R που οφείλεται σε εκπομπή από τη θέση \mathbf{x}_T δίνεται ως εξής

$$\begin{aligned} y(t, \mathbf{x}_R | \mathbf{x}_T) &= \sum_{l=1}^L b_R f(\mathbf{\Omega}_{R,l}) E_l(t, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) s(t - \tau_l, \mathbf{x}_T) = \\ &= \sum_{l=1}^L b_R f(\mathbf{\Omega}_{R,l}) E_l e^{j2\pi\nu_l t} b_T f(\mathbf{\Omega}_{T,l}) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\langle \mathbf{\Omega}_{R,l}, \mathbf{x}_R \rangle} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\langle \mathbf{\Omega}_{T,l}, \mathbf{x}_T \rangle} s(t - \tau_l, \mathbf{x}_T) = \\ &= \int \left\{ \sum_{l=1}^L b_R f(\mathbf{\Omega}_{R,l}) E_l e^{j2\pi\nu_l t} b_T f(\mathbf{\Omega}_{T,l}) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\langle \mathbf{\Omega}_{R,l}, \mathbf{x}_R \rangle} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\langle \mathbf{\Omega}_{T,l}, \mathbf{x}_T \rangle} \delta(t - \tau_l) \right\} s(t - \tau, \mathbf{x}_T) d\tau \\ &\Rightarrow y(t, \mathbf{x}_R | \mathbf{x}_T) = \int h(t, \tau, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) s(t - \tau, \mathbf{x}_T) d\tau \end{aligned} \quad (2.35)$$

Κεφάλαιο 2. Περιγραφή Ραδιοδιαύλου Πολλαπλών Εισόδων Πολλαπλών Εξόδων

όπου $h(t, \tau, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T)$ είναι η χωρο-χρονικά μεταβαλλόμενη χρουστική απόκριση του διαύλου.

$$h(t, \tau, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) = \sum_{l=1}^L b_R f(\boldsymbol{\Omega}_{R,l}) E_l e^{j2\pi v_l t} b_T f(\boldsymbol{\Omega}_{T,l}) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_{R,l}, \mathbf{x}_R \rangle} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_{T,l}, \mathbf{x}_T \rangle} \delta(\tau - \tau_l) \quad (2.36)$$

Ακολουθώντας όμοια ανάλυση με αυτή των εξισώσεων (2.25)-(2.26) η $h(t, \tau, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T)$ μπορεί να γραφεί ως

$$h(t, \tau, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) = \iint b_R f(\boldsymbol{\Omega}_R) b_T f(\boldsymbol{\Omega}_T) h(t, \tau, \boldsymbol{\Omega}_R, \boldsymbol{\Omega}_T) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_R, \mathbf{x}_R \rangle} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_T, \mathbf{x}_T \rangle} d\boldsymbol{\Omega}_R d\boldsymbol{\Omega}_T \quad (2.37)$$

όπου $h(t, \tau, \boldsymbol{\Omega}_R, \boldsymbol{\Omega}_T)$ είναι διπλό-κατευθυντική χρονομεταβλητή χρουστική απόκριση και δίνεται από το ακόλουθο άθροισμα:

$$h(t, \tau, \boldsymbol{\Omega}_R, \boldsymbol{\Omega}_T) = \sum_{l=1}^L E_l e^{j2\pi v_l t} \delta(\tau - \tau_l) \delta(\boldsymbol{\Omega}_R - \boldsymbol{\Omega}_{R,l}) \delta(\boldsymbol{\Omega}_T - \boldsymbol{\Omega}_{T,l}) \quad (2.38)$$

Αν ενδιαφέρει η κατευθυντική περιγραφή του ραδιοδιαύλου στο ένα μόνο άκρο της ζεύξης, τότε αυτή μπορεί να γίνει με την μονο-κατευθυντική στο δέκτη (πομπό) χωροχρονικά μεταβαλλόμενη χρουστική απόκριση $h(t, \tau, \boldsymbol{\Omega}_R, \mathbf{x}_T)$ ($h(t, \tau, \mathbf{x}_R, \boldsymbol{\Omega}_T)$).

$$h(t, \tau, \boldsymbol{\Omega}_R, \mathbf{x}_T) = \sum_{l=1}^L b_T f(\boldsymbol{\Omega}_{T,l}) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_{T,l}, \mathbf{x}_T \rangle} E_l e^{j2\pi v_l t} \delta(\tau - \tau_l) \delta(\boldsymbol{\Omega}_R - \boldsymbol{\Omega}_{R,l}) \quad (2.39)$$

$$h(t, \tau, \mathbf{x}_R, \boldsymbol{\Omega}_T) = \sum_{l=1}^L b_R f(\boldsymbol{\Omega}_{R,l}) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_{R,l}, \mathbf{x}_R \rangle} E_l e^{j2\pi v_l t} \delta(\tau - \tau_l) \delta(\boldsymbol{\Omega}_T - \boldsymbol{\Omega}_{T,l}) \quad (2.40)$$

Τέλος, η περιγραφή του ραδιοδιαύλου σε όλα τα πεδία διασποράς, δηλ. $v, \tau, \boldsymbol{\Omega}_R, \boldsymbol{\Omega}_T$, δίνεται από την διπλοκατευθυντική χρουστική απόκριση ολίσθησης Doppler $h(v, \tau, \boldsymbol{\Omega}_R, \boldsymbol{\Omega}_T)$ η οποία δίνεται ως εξής:

$$h(v, \tau, \boldsymbol{\Omega}_R, \boldsymbol{\Omega}_T) = \sum_{l=1}^L E_l \delta(v - v_l) \delta(\tau - \tau_l) \delta(\boldsymbol{\Omega}_R - \boldsymbol{\Omega}_{R,l}) \delta(\boldsymbol{\Omega}_T - \boldsymbol{\Omega}_{T,l}) \quad (2.41)$$

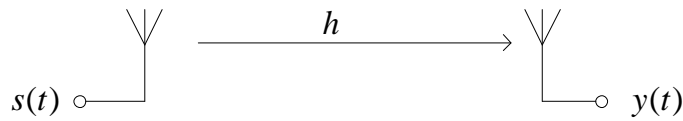
Από την άλλη πλευρά, η περιγραφή της επιλεκτικής φύσης του ραδιοδιαύλου γίνεται χρησιμοποιώντας τη συνάρτηση συστήματος με ορίσματα όλα τα πεδία μεταβλητότητας, δηλ. $t, f, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T$. Η συνάρτηση αυτή είναι η χωρο-χρονο μεταβλητή συνάρτηση μεταφοράς $H(t, f, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T)$ και δίνεται από την ακόλουθη έκφραση:

$$H(t, f, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) = \sum_{l=1}^L b_R f(\boldsymbol{\Omega}_{R,l}) E_l e^{j2\pi v_l t} e^{j2\pi t f} b_T f(\boldsymbol{\Omega}_{T,l}) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_{R,l}, \mathbf{x}_R \rangle} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_{T,l}, \mathbf{x}_T \rangle} \quad (2.42)$$

2.3.2 Συνοπτική περιγραφή σχέσεων εισόδου-εξόδου

Σε αυτή την ενότητα συνοψίζονται οι σχέσεις εισόδου-εξόδου ασύρματων ζεύξεων, χρησιμοποιώντας τα αποτελέσματα της προηγούμενης ενότητας. Η συνοπτική περιγραφή κατηγοριοποιείται ανάλογα με το πλήθος των κεραιών σε αυτή των SISO, SIMO, MISO και MIMO συστημάτων.

2.3.2.1 SISO συστήματα



Σχήμα 2.7: SISO σύστημα

Έστω ασύρματη ζεύξη με μία κεραιά εκπομπής και μία κεραιά λήψης, όπου το σήμα εισόδου στην κεραιά του πομπού $s(t)$ έχει φασματικό περιεχόμενο $S(f)$

$$S(f) = \int s(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.43)$$

ενώ το σήμα εξόδου της κεραιάς του δέκτη $y(t)$ έχει φασματικό περιεχόμενο $Y(f)$.

$$Y(f) = \int y(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.44)$$

Αν το σύστημα περιγράφεται ντετερμινιστικά από την συνάρτηση $h(t, \tau)$, η σχέση εισόδου-εξόδου δίνεται από την εξίσωση (2.8). Ισοδύναμα, αν η ζεύξη περιγράφεται από τις συναρτήσεις συστήματος $H(t, f)$, $h(v, \tau)$ ή $H(v, f)$, όπως αυτές ορίστηκαν στις εκφράσεις (2.9), (2.10) και (2.11), τότε οι αντίστοιχες περιγραφές είναι οι ακόλουθες:

$$y(t) = \int S(f)H(t, f)e^{j2\pi ft} df \quad (2.45)$$

$$y(t) = \iint s(t - \tau)h(v, \tau)e^{j2\pi vt} dv d\tau \quad (2.46)$$

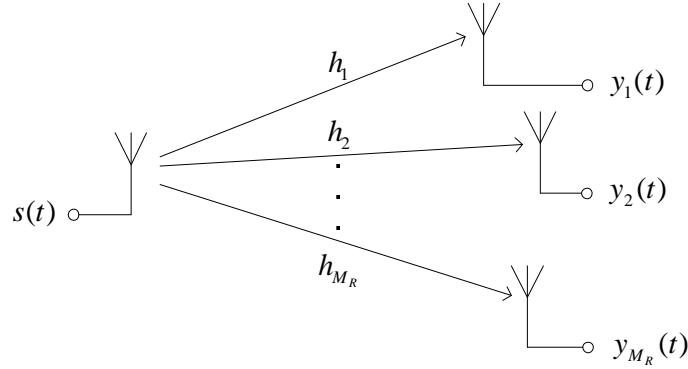
$$Y(f) = \int H(v, f - v)S(f - v)dv \quad (2.47)$$

Ουσιαστικά, η εξ. (2.46) δηλώνει ότι το λαμβανόμενο σήμα $y(t)$ αποτελεί ένα άθροισμα Doppler ολισθημένων και καθυστερημένων αντίγραφων του σήματος εκπομπής $s(t)$, αλλοιωμένων από το ραδιοδιάυλο λόγω της επίδρασης απειροελάχιστων σημειακών σχεδαστών όπως περιγράφει η συνάρτηση $h(v, \tau)$. Πράγματι, θεωρώντας ισοτροπικές κεραιές, αυτή η παρατήρηση μπορεί να επιβεβαιωθεί λαμβάνοντας το μετασχηματισμό Fourier ως προς t της $h(t, \tau)$ όπως

αυτή ορίζεται από την (2.31), δηλ.

$$\begin{aligned} h(v, \tau) &= \int \sum_{l=1}^L E_l \cdot e^{j2\pi v_l t} \delta(\tau - \tau_l) e^{-j2\pi v t} dt = \\ &= \sum_{l=1}^N E_l \cdot \delta(v - v_l) \delta(\tau - \tau_l) \end{aligned} \quad (2.48)$$

2.3.2.2 SIMO συστήματα



Σχήμα 2.8: SIMO σύστημα

Έστω SIMO σύστημα όπου το σήμα πληροφορίας $s(t)$ εκπέμπεται από μία κεραία διαδίδεται στο ασύρματο μέσο και λαμβάνεται από M_R το πλήθος κεραίες που βρίσκονται στις θέσεις $\mathbf{x}_{R,i}$ με $i = 1, \dots, M_R$ (βλ. σχήμα 2.9). Αν ο διάυλος περιγράφεται από την χωρο-χρονικά μεταβαλλόμενη κρουστική απόκριση $h(t, \tau, \mathbf{x}_R)$ τότε η έξοδος της i -οστής κεραίας λήψης δίνεται από την (2.35) η οποία αμελώντας την περιγραφή της μοναδικής κεραίας εκπομπής γράφεται ως

$$y(t, \mathbf{x}_{R,i}) = \int h(t, \tau, \mathbf{x}_{R,i}) s(t - \tau) d\tau \quad (2.49)$$

Συγκεντρώνοντας τα M_R το πλήθος λαμβανόμενα σήματα στο διάνυσμα $\mathbf{y}(t) \in \mathbb{C}^{M_R \times 1}$, προκύπτει η ακόλουθη σχέση εισόδου-εξόδου του SIMO συστήματος

$$\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} y(t, \mathbf{x}_{R,1}) \\ y(t, \mathbf{x}_{R,2}) \\ \vdots \\ y(t, \mathbf{x}_{R,M_R}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int h(t, \tau, \mathbf{x}_{R,1}) s(t - \tau) d\tau \\ \int h(t, \tau, \mathbf{x}_{R,2}) s(t - \tau) d\tau \\ \vdots \\ \int h(t, \tau, \mathbf{x}_{R,M_R}) s(t - \tau) d\tau \end{bmatrix} = \int \mathbf{h}_{simo}(t, \tau) s(t - \tau) d\tau \quad (2.50)$$

όπου ο διάυλος περιγράφεται από το ακόλουθο διάνυσμα κρουστικής απόκρισης

$$\mathbf{h}_{simo}(t, \tau) = [h(t, \tau, \mathbf{x}_{R,1}), h(t, \tau, \mathbf{x}_{R,2}), \dots, h(t, \tau, \mathbf{x}_{R,M_R})]^T \in \mathbb{C}^{M_R \times 1} \quad (2.51)$$

Δεδομένου ότι η περιγραφή του SIMO ραδιοδιαύλου οφείλει να γίνει ταυτόχρονα σε τρία διαφορετικά πεδία, π.χ. t , τ και \mathbf{x}_R , είναι δυνατό να οριστούν συνολικά οκτώ το πλήθος ισοδύναμες

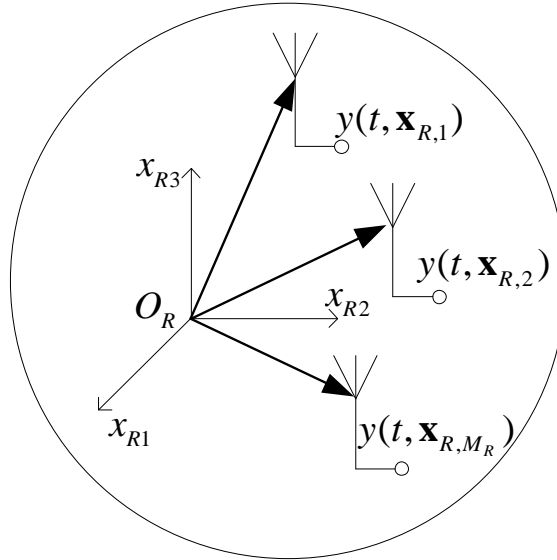
συναρτήσεις συστήματος. Διατηρώντας την περιγραφή του διαύλου στο πεδίο του χώρου \mathbf{x}_R μέσω των διανυσμάτων διάστασης $M_R \times 1$, ορίζονται συνολικά τέσσερις χωρομεταβλητές συναρτήσεις συστήματος, με τρόπο ανάλογο με τα SISO συστήματα, και προκύπτουν οι αντίστοιχες σχέσεις εισόδου-εξόδου, όπως π.χ. η εξ. (2.50) για την συνάρτηση $\mathbf{h}_{simo}(t, \tau)$. Ο προσδιορισμός των υπόλοιπων τριών χωρομεταβλητών συναρτήσεων είναι εύκολος με κατάλληλη εφαρμογή του μετασχηματισμού Fourier. Ενδεικτικά αναφέρεται ότι, η χρονομεταβλητή συναρτηση μεταφοράς $\mathbf{h}_{simo}(t, f)$, προσδιορίζεται από την

$$\mathbf{h}_{simo}(t, f) = \int \mathbf{h}_{simo}(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.52)$$

και μπορεί να χρησιμοποιηθεί στην (2.53) για τον προσδιορισμό της εξόδου $\mathbf{y}(t)$.

$$\mathbf{y}(t) = \int S(f) \mathbf{h}_{simo}(t, f) e^{j2\pi ft} df \quad (2.53)$$

Αν ο ραδιοδιάυλος περιγραφεί ως προς τα διασκορπιστικά χαρακτηριστικά του στο πεδίο Ω_R ,



Σχήμα 2.9: Ορισμός διανυσμάτων θέσης κεραιών λήψης

μέσω της χρονομεταβλητής κατευθυντικής κρουστικής απόκρισης $h(t, \tau, \Omega_R)$, τότε το σήμα στην έξοδο της i -οστής κεραιάς λήψης δίνεται από την ακόλουθη έκφραση

$$y(t, \mathbf{x}_{R,i}) = \iint f_{R,i}(\Omega_R) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \Omega_R, \mathbf{x}_{R,i} \rangle} s(t - \tau) h(t, \tau, \Omega_R) d\tau d\Omega_R \quad (2.54)$$

όπου $f_{R,i}(\Omega_R)$ το διάγραμμα ακτινοβολίας της i -οστής κεραιάς λήψης. Συγκεντρώνοντας τις αποκρίσεις όλων των κεραιών λήψης στο διάνυσμα απόκρισης κεραιάς δέκτη $\mathbf{c}_R(\Omega_R) \in \mathbb{C}^{M_R \times 1}$,

$$\mathbf{c}_R(\Omega_R) = \left[f_{R,1}(\Omega_R) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \Omega_R, \mathbf{x}_{R,1} \rangle}, \dots, f_{R,M_R}(\Omega_R) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \Omega_R, \mathbf{x}_{R,M_R} \rangle} \right]^T \quad (2.55)$$

το λαμβανόμενο σήμα $\mathbf{y}(t)$ δίνεται από

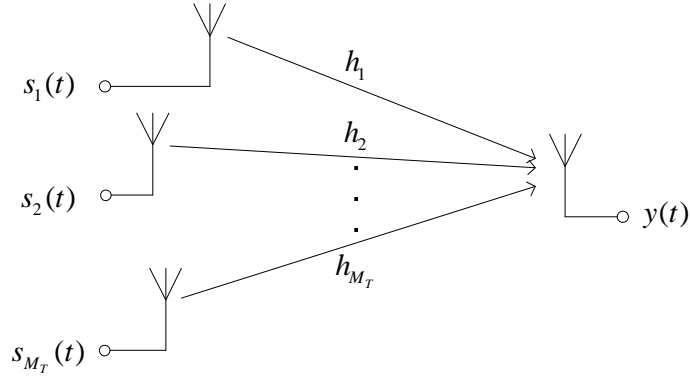
$$\mathbf{y}(t) = \iint \mathbf{c}_R(\boldsymbol{\Omega}_R) h(t, \tau, \boldsymbol{\Omega}_R) s(t - \tau) d\boldsymbol{\Omega}_R d\tau \quad (2.56)$$

Είναι φανερό ότι η $\mathbf{h}_{simo}(t, \tau)$ συνδέεται με την $h(t, \tau, \boldsymbol{\Omega}_R)$ ως εξής

$$\mathbf{h}_{simo}(t, \tau) = \int \mathbf{c}_R(\boldsymbol{\Omega}_R) h(t, \tau, \boldsymbol{\Omega}_R) d\boldsymbol{\Omega}_R \quad (2.57)$$

Σημειώνεται, ότι ο προσδιορισμός των υπόλοιπων τριών κατευθυντικών συναρτήσεων συστήματος με περιγραφή στα πεδία v και f είναι απλός με κατάλληλη εφαρμογή των μετασχηματισμών Fourier στις μεταβλητές t και τ της $h(t, \tau, \boldsymbol{\Omega}_R)$.

2.3.2.3 MISO συστήματα



Σχήμα 2.10: MISO σύστημα

Έστω ότι υπάρχουν M_T το πλήθος κεραίες εκπομπής σε θέσεις που ορίζονται από τα διανύσματα $\mathbf{x}_{T,j}$, $j = 1, \dots, M_T$, και εκπέμπουν το σήμα πληροφορίας $s(t, \mathbf{x}_{T,j})$ (βλ. σχήμα 2.11), τότε το λαμβανόμενο σήμα στη θέση \mathbf{x}_R δίνεται από το άθροισμα των επιμέρους όρων $y(t, \mathbf{x}_R | \mathbf{x}_{T,j})$ (βλ. εξ.(2.35)). Αγνοώντας την θέση της μοναδικής κεραίας λήψης, η σχέση εισόδου-εξόδου του MISO συστήματος, μπορεί να εκφραστεί ως εξής

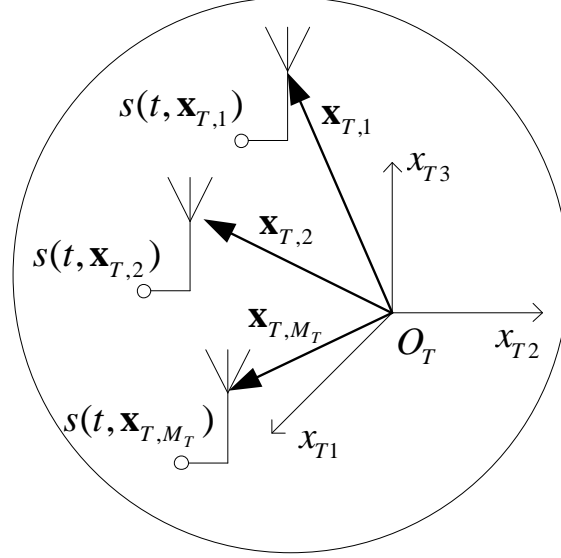
$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{j=1}^{M_T} y(t | \mathbf{x}_{T,j}) = \sum_{j=1}^{M_T} \int h(t, \tau, \mathbf{x}_{T,j}) s(t - \tau, \mathbf{x}_{T,j}) d\tau \\ &= \int \left\{ \sum_{j=1}^{M_T} h(t, \tau, \mathbf{x}_{T,j}) s(t - \tau, \mathbf{x}_{T,j}) \right\} d\tau \Rightarrow \\ y(t) &= \int \mathbf{h}_{miso}^T(t, \tau) \mathbf{s}(t - \tau) d\tau \end{aligned} \quad (2.58)$$

όπου $\mathbf{h}_{miso}(t, \tau)$ είναι το διάνυσμα χρονομεταβλητής χρουστικής απόκρισης

$$\mathbf{h}_{miso}(t, \tau) = [h(t, \tau, \mathbf{x}_{T,1}), h(t, \tau, \mathbf{x}_{T,2}), \dots, h(t, \tau, \mathbf{x}_{T,M_T})]^T \in \mathbb{C}^{M_T \times 1} \quad (2.59)$$

και $\mathbf{s}(t)$ το διάνυσμα σήματος πληροφορίας.

$$\mathbf{s}(t) = [s(t, \mathbf{x}_{T,1}), s(t, \mathbf{x}_{T,2}), \dots, s(t, \mathbf{x}_{T,M_T})]^T \quad (2.60)$$



Σχήμα 2.11: Ορισμός διανυσμάτων θέσης κεραιών εκπομπής

Η κατευθυντική περιγραφή του MISO διαύλου μπορεί να γίνει με την συνάρτηση συστήματος $h(t, \tau, \boldsymbol{\Omega}_T)$ αν υποθεθεί ότι τα κατευθυντικά χαρακτηριστικά στην κοντινή περιοχή του πομπού είναι κοινά για πολλαπλές κεραιές εκπομπής. Αν η j -οστή κεραία εκπομπής έχει διάγραμμα ακτινοβολίας $f_{T,j}(\boldsymbol{\Omega}_T)$ τότε το λαμβανόμενο σήμα στη θέση \mathbf{x}_R δίνεται από το άθροισμα

$$y(t) = \sum_{j=1}^{M_T} \iint f_{T,j}(\boldsymbol{\Omega}_T) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_T, \mathbf{x}_{T,j} \rangle} s(t - \tau, \mathbf{x}_{T,j}) h(t, \tau, \boldsymbol{\Omega}_T) d\tau d\boldsymbol{\Omega}_T \quad (2.61)$$

το οποίο μπορεί γραφεί ως

$$y(t) = \iint \mathbf{c}_T^T(\boldsymbol{\Omega}_T) \mathbf{s}(t - \tau) h(t, \tau, \boldsymbol{\Omega}_T) d\tau d\boldsymbol{\Omega}_T \quad (2.62)$$

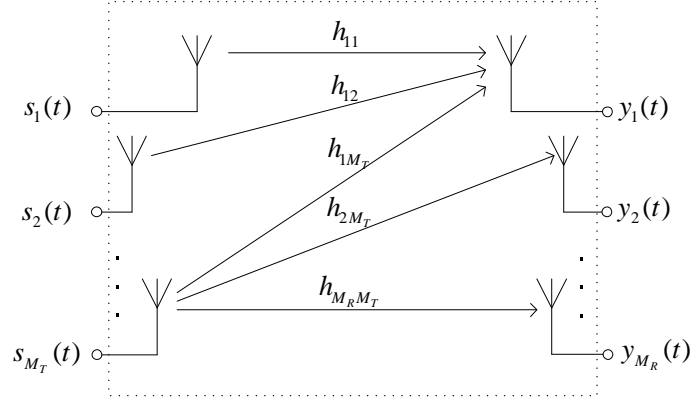
όπου $\mathbf{c}_T(\boldsymbol{\Omega}_T)$ είναι το διάνυσμα απόκρισης κεραιάς εκπομπής.

$$\mathbf{c}_T(\boldsymbol{\Omega}_T) = [f_{T,1}(\boldsymbol{\Omega}_T) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_T, \mathbf{x}_{T,1} \rangle}, \dots, f_{T,M_T}(\boldsymbol{\Omega}_T) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_T, \mathbf{x}_{T,M_T} \rangle}]^T \quad (2.63)$$

Όμοια με την περίπτωση των SIMO συστημάτων, το διάνυσμα χρονομεταβλητής κρουστικής απόκρισης $\mathbf{h}_{miso}(t, \tau)$ συνδέεται με την κατευθυντική περιγραφή $h(t, \tau, \boldsymbol{\Omega}_T)$ σύμφωνα με την (2.64).

$$\mathbf{h}_{miso}(t, \tau) = \int \mathbf{c}_T(\boldsymbol{\Omega}_T) h(t, \tau, \boldsymbol{\Omega}_T) d\boldsymbol{\Omega}_T \quad (2.64)$$

2.3.2.4 MIMO συστήματα



Σχήμα 2.12: $M_R \times M_T$ MIMO σύστημα με M_T, M_R κεραιοστοιχεία σε πομπό και δέκτη αντίστοιχα

Επεκτείνοντας την ανάλυση των προηγούμενων παραγράφων, μελετάται ένα $M_R \times M_T$ MIMO σύστημα. Το λαμβανόμενο σήμα $y(t, \mathbf{x}_{R,i})$ στην έξοδο της i -οστής κεραίας του δέκτη δίνεται σύμφωνα με την (2.58) από την ακόλουθη έκφραση

$$y(t, \mathbf{x}_{R,i}) = \int \mathbf{h}_{miso}^T(t, \tau, \mathbf{x}_{R,1}) \mathbf{s}(t - \tau) d\tau \quad (2.65)$$

Συνδυάζοντας τα M_R το πλήθος $M_T \times 1$ MISO συστήματα που απαρτίζουν το MIMO σύστημα, το διάνυσμα του λαμβανόμενου σήματος $\mathbf{y}(t)$ δίνεται ως εξής

$$\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} y(t, \mathbf{x}_{R,1}) \\ y(t, \mathbf{x}_{R,2}) \\ \vdots \\ y(t, \mathbf{x}_{R,M_R}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int \mathbf{h}_{miso}^T(t, \tau, \mathbf{x}_{R,1}) \mathbf{s}(t - \tau) d\tau \\ \int \mathbf{h}_{miso}^T(t, \tau, \mathbf{x}_{R,2}) \mathbf{s}(t - \tau) d\tau \\ \vdots \\ \int \mathbf{h}_{miso}^T(t, \tau, \mathbf{x}_{R,M_R}) \mathbf{s}(t - \tau) d\tau \end{bmatrix} \Rightarrow \quad (2.66)$$

$$\mathbf{y}(t) = \int \mathbf{H}(t, \tau) \mathbf{s}(t - \tau) d\tau$$

όπου $\mathbf{H}(t, \tau)$ είναι ο MIMO πίνακας χρονομεταβλητής κρουστικής απόκρισης. Το i, j στοιχείο του $\mathbf{H}(t, \tau)$ περιγράφει την χρονομεταβλητή κρουστική απόκριση της ζεύξης από το j -οστή κεραία του πομπού στην i -οστή κεραία του δέκτη, δηλ.

$$\mathbf{H}(t, \tau) = \begin{bmatrix} h(t, \tau, \mathbf{x}_{R,1}, \mathbf{x}_{T,1}) & \cdots & h(t, \tau, \mathbf{x}_{R,1}, \mathbf{x}_{T,M_T}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h(t, \tau, \mathbf{x}_{R,M_R}, \mathbf{x}_{T,1}) & \cdots & h(t, \tau, \mathbf{x}_{R,M_R}, \mathbf{x}_{T,M_T}) \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

Η χρήση του πίνακα $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M_R \times M_T}$ υποδηλώνει την περιγραφή του ραδιοδιαύλου του στο πεδίο του χώρου σε κάθε άκρο της MIMO ζεύξης. Με χρήση του μετασχηματισμού Fourier στα πεδία τ, ν υπολογίζονται οι πίνακες $\mathbf{H}(t, f)$, $\mathbf{H}(\nu, \tau)$ και $\mathbf{H}(\nu, f)$ που ολοκληρώνουν το σύνολο των χωρομεταβλητών περιγραφών του ραδιοδιαύλου. Οι αντίστοιχες σχέσεις εισόδου εξόδου, σε πλήρη αντιστοιχία με αυτές των SISO συστημάτων (βλ. εξ. (2.45),(2.46),(2.47))

δίνονται παρακάτω

$$\mathbf{y}(t) = \int \mathbf{H}(t, f)\mathbf{s}(f)e^{j2\pi ft}df \quad (2.68)$$

$$\mathbf{y}(t) = \iint \mathbf{H}(v, \tau)\mathbf{s}(t - \tau)e^{j2\pi v\tau}dvd\tau \quad (2.69)$$

$$\mathbf{y}(f) = \int \mathbf{H}(v, f - v)\mathbf{s}(f - v)dv \quad (2.70)$$

Απλοποιημένες περιπτώσεις

Στην περίπτωση συστημάτων στενής ζώνης, όπου οι διαλείψεις που εισάγει ο ραδιοδιάυλος δεν είναι επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα, δηλ. $\mathbf{H}(t, f) = \mathbf{H}(t)$, η εξ. (2.68) εκφυλίζεται στην ακόλουθη πολλαπλασιαστική έκφραση

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{s}(t) \quad (2.71)$$

Αντίστοιχα, όταν ο διάυλος θεωρείται ότι είναι μη χρονικά μεταβαλλόμενος, δηλ. η ολίσθηση Doppler είναι μηδενική $v = 0$ η εξ. (2.70) εκφυλίζεται στην

$$\mathbf{y}(f) = \mathbf{H}(f)\mathbf{s}(f) \quad (2.72)$$

Επιπλέον, όταν ο διάυλος θεωρείται ότι είναι αργά χρονικά μεταβαλλόμενος, τότε είναι σύνηθες να γίνεται η παραδοχή της σχεδόν στατικότητας (quasi-static) σύμφωνα με την οποία για χρονικό διάστημα εκπομπής αρκετών συμβόλων σήματος ο διάυλος παραμένει χρονικά αμετάβλητος. Στην περίπτωση των σχεδόν στατικών MIMO καναλιών η σχέση εισόδου εξόδου στο πεδίο της συχνότητας δίνεται από την εξ.(2.73).

$$\mathbf{y}(f) = \mathbf{H}(t; f)\mathbf{s}(f) \quad (2.73)$$

Ο πίνακας διαύλου MIMO $\mathbf{H}(t, \tau)$ περιγράφει μαθηματικά το τμήμα της ζεύξης από τις θύρες εισόδου των κεραιών του πομπού μέχρι τις θύρες εξόδου των κεραιών του δέκτη, ενσωματώνοντας τις επιδράσεις του ασύρματου μέσου αλλά και των κεραιών. Η εξάρτησή του από την διπλο-κατευθυντική χρονομεταβλητή κρουστική απόκριση του διαύλου $h(t, \tau, \boldsymbol{\Omega}_R, \boldsymbol{\Omega}_T)$ καθώς και τα διανύσματα απόκρισης των κεραιών πομπού και δέκτη $\mathbf{c}_T(\boldsymbol{\Omega}_T)$, $\mathbf{c}_R(\boldsymbol{\Omega}_R)$ γίνεται φανερή στην ακόλουθη έκφραση

$$\mathbf{H}(t, \tau) = \iint \mathbf{c}_R(\boldsymbol{\Omega}_R)\mathbf{c}_T^T(\boldsymbol{\Omega}_T)h(t, \tau, \boldsymbol{\Omega}_R, \boldsymbol{\Omega}_T)d\boldsymbol{\Omega}_Rd\boldsymbol{\Omega}_T \quad (2.74)$$

όπου η $h(t, \tau, \boldsymbol{\Omega}_R, \boldsymbol{\Omega}_T)$ δίνεται από την εξ.(2.38) και περιγράφει την διάδοση των επίπεδων κυμάτων στο ασύρματο μέσο, ενώ τα διανύσματα απόκρισης δίνονται από τις εξ.(2.63), (2.55) και περιγράφουν τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας των κεραιοστοιχείων καθώς και τη γεωμετρία τους στο χώρο.

2.3.3 Περιγραφή του τυχαίου ραδιοδιαύλου

Η περιγραφή των παραπάνω παραγράφων θα ήταν πλήρης αν η χρονική μεταβολή του συστήματος ήταν ντετερμινιστική. Στην πραγματικότητα όμως, οι αλλαγές στις συνθήκες διάδοσης των κυμάτων μεταβάλλονται με τυχαίο τρόπο, οπότε οι συναρτήσεις συστήματος είναι στοχαστικές διαδικασίες και το σύστημα χαρακτηρίζεται ως *στοχαστικό*. Η ολοκληρωμένη περιγραφή του ραδιοδιαύλου απαιτεί τον προσδιορισμό της από κοινού συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας p σε όλα τα πεδία περιγραφής του, π.χ. $p(t, \tau)$ για ένα σύστημα SISO. Πρακτικά όμως, ο προσδιορισμός αυτός είναι εξαιρετικά πολύπλοκος οπότε η περιγραφή της τυχαίας φύσης του διαύλου περιορίζεται στον προσδιορισμό των στατιστικών πρώτης και δεύτερης τάξης υπό την υπόθεση ότι η τυχαιότητα του διαύλου μπορεί να περιγραφεί από την κανονική κατανομή. Τότε οι μέσες τιμές, οι συναρτήσεις αυτοσυσχέτισης των συναρτήσεων συστήματος ή/και οι αντίστοιχες φασματικές πυκνότητες ισχύος είναι ικανές για την πλήρη περιγραφή της τυχαίας φύσης του ραδιοδιαύλου. Η ανάλυση αυτού του είδους θεμελιώθηκε από τον Bello [9] για SISO συστήματα. Για SIMO συστήματα η ανάλυση επεκτάθηκε ώστε να ενσωματωθεί το πεδίο του χώρου στον δέκτη (βλ. π.χ. [10],[11]). Λόγω της αρχής της αμοιβαιότητας η ανάλυση αυτή είναι εφαρμόσιμη σε MISO συστήματα επίσης. Όμως, στη περίπτωση των MIMO συστημάτων η ανάγκη για περιγραφή ταυτόχρονα σε τέσσερα πεδία προκάλεσε την αύξηση της πολυπλοκότητας περιγραφής των συναρτήσεων συστήματος με στατιστικά μεγέθη δεύτερης τάξης.

Στην ενότητα αυτή γίνεται μια σύντομη περιγραφή της θεωρίας περιγραφής του τυχαίου ραδιοδιαύλου αρχικά για SISO συστήματα και στη συνέχεια για ασύρματα συστήματα πολλαπλών κεραιών.

2.3.3.1 Ο τυχαίος ραδιοδιάυλος SISO

Η τυχαιότητα του περιβάλλοντος διάδοσης προκαλεί τυχαία μεταβολή στις συναρτήσεις συστήματος οι οποίες χαρακτηρίζονται ως στοχαστικές διαδικασίες. Σε ένα SISO σύστημα για τις τέσσερις συναρτήσεις συστήματος του σχήματος 2.4 ορίζονται οι αντίστοιχες συναρτήσεις αυτοσυσχέτισης στην εξ.(2.75).

$$\begin{aligned} R_h(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2) &= E \{h(t_1, \tau_1)^* h(t_2, \tau_2)\} \\ R_h(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2) &= E \{h(v_1, \tau_1)^* h(v_2, \tau_2)\} \\ R_H(t_1, t_2, f_1, f_2) &= E \{H(t_1, f_1)^* H(t_2, f_2)\} \\ R_H(v_1, v_2, f_1, f_2) &= E \{H(v_1, f_1)^* H(v_2, f_2)\} \end{aligned} \quad (2.75)$$

Ο τελεστής $E \{ \cdot \}$ δηλώνει την μέση τιμή ως προς το σύνολο υλοποιήσεων της στοχαστικής διαδικασίας που περιλαμβάνεται στο όρισμα του.

Η παραδοχή της στατικότητας υπό την ευρεία έννοια στο πεδίο του χρόνου

Σε πολλές περιπτώσεις τα στατιστικά μεγέθη διαύλου μπορούν να θεωρηθούν στατικά για ένα χρονικό διάστημα. Θεωρώντας την ύπαρξη στατικότητας υπό την ευρεία έννοια (wide sense

stationarity - WSS), οι συναρτήσεις αυτοσυσχέτισης στο πεδίο του χρόνου δεν εξαρτώνται από τις ακριβείς τιμές των ορισμάτων t_1, t_2 αλλά από τις διαφορά τους Δt . Συνεπώς, υπό την παραδοχή στατικότητας στο χρόνο, για την $R_h(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2)$ ισχύουν τα ακόλουθα:

$$\begin{aligned} R_h(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2) &= E\{h(t_1, \tau_1)^* h(t_2, \tau_2)\} \Rightarrow \\ R_h(t, t + \Delta t, \tau_1, \tau_2) &= E\{h(t, \tau_1)^* h(t + \Delta t, \tau_2)\} = R_h(\Delta t, \tau_1, \tau_2) \end{aligned} \quad (2.76)$$

Όμως, λαμβάνοντας την $R_h(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2)$ από τον μετασχηματισμό Fourier της $R_h(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2)$ ως προς t_1, t_2 και χρησιμοποιώντας τόσο το αποτέλεσμα της εξ.(2.76) όσο και τις αλλαγές μεταβλητών $t = t_2, t_1 = t - \Delta t$ προκύπτει η παρακάτω έκφραση για την $R_h(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2)$.

$$\begin{aligned} R_h(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2) \cdot e^{j2\pi(v_1 t_1 - v_2 t_2)} dt_1 dt_2 \Leftrightarrow \\ R_h(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\Delta t, \tau_1, \tau_2) \cdot e^{j2\pi(v_1(t - \Delta t) - v_2 t)} dt d\Delta t = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(v_1 - v_2)t} dt \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\Delta t, \tau_1, \tau_2) \cdot e^{-j2\pi v_1 \Delta t} d\Delta t \Leftrightarrow \\ R_h(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2) &= P_h(v_1, \tau_1, \tau_2) \delta(v_1 - v_2) \end{aligned} \quad (2.77)$$

όπου

$$P_h(v, \tau_1, \tau_2) = \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\Delta t, \tau_1, \tau_2) \cdot e^{-j2\pi v \Delta t} d\Delta t \quad (2.78)$$

Όμοια, αποδεικνύεται ότι

$$R_H(v_1, v_2, f_1, f_2) = P_H(v_1, f_1, f_2) \delta(v_1 - v_2) \quad (2.79)$$

Συνεπώς, η παραδοχή στατικότητας στο πεδίο του χρόνου t συνεπάγεται την ασυσχέιστη συνεισφορά συνιστωσών με διαφορετικές ολισθήσεις Doppler $v_1 \neq v_2$ στις $R_h(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2)$, $R_H(v_1, v_2, f_1, f_2)$.

Η παραδοχή ασυσχέιστης σκέδασης

Σε πολλές περιπτώσεις διάδοσης, ο ραδιοδιάυλος μπορεί να μοντελοποιηθεί ως το αποτέλεσμα της υπέρθεσης ασυσχέιστων μεταξύ τους κυμάτων που οφείλονται σε διαφορετικούς σκεδαστές. Η παραδοχή ασυσχέιστης σκέδασης (uncorrelated scattering - US) σε ένα SISO διάυλο έχει εφαρμογή στο πεδίο καθυστέρησης διάδοσης τ και μαθηματικά συνεπάγεται τις ακόλουθες απλοποιήσεις στις $R_h(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2)$, $R_h(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2)$.

$$\begin{aligned} R_h(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2) &= P_h(t_1, t_2, \tau_1) \delta(\tau_1 - \tau_2) \\ R_h(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2) &= P_h(v_1, v_2, \tau_1) \delta(\tau_1 - \tau_2) \end{aligned} \quad (2.80)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις και ακολουθώντας την αντίστροφη συλλογιστική των εκφράσεων της εξ.(2.77) προκύπτει ότι η παραδοχή ασυσχέτιστης σκέδασης στο πεδίο τ είναι ισοδύναμη με την παραδοχή στατικότητας στο δυαδικό πεδίο της συχνότητας f , δηλ.

$$R_H(t_1, t_2, f_1, f_2) = R_H(t_1, t_2, f_1 - f_2) = R_H(t_1, t_2, \Delta f) \quad (2.81)$$

Η παραδοχή WSSUS

Ο συνδυασμός της παραδοχής στατικότητας στο πεδίο του χρόνου t και ασυσχέτιστης σκέδασης στο πεδίο της καθυστέρησης διάδοσης τ καλείται WSSUS και απλοποιεί ιδιαίτερα την περιγραφή τυχαίων ραδιοδιαύλων SISO. Πράγματι, αν ισχύει η παραδοχή WSSUS οι συναρτήσεις αυτοσυσχέτισης της εξ.(2.75) γράφονται ως εξής:

$$\begin{aligned} R_h(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2) &= P_h(\Delta t, \tau_1) \delta(\tau_1 - \tau_2) \\ R_h(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2) &= P_h(v_1, \tau_1) \delta(\tau_1 - \tau_2) \delta(v_1 - v_2) \\ R_H(v_1, v_2, f_1, f_2) &= P_H(v_1, \Delta f) \delta(v_1 - v_2) \\ R_H(t_1, t_2, f_1, f_2) &= R_H(\Delta t, \Delta f) \end{aligned} \quad (2.82)$$

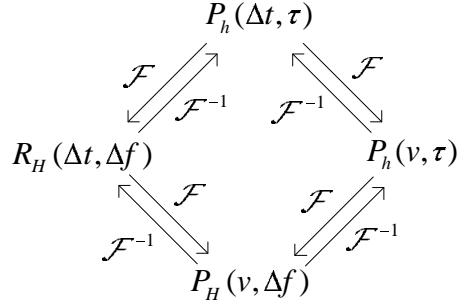
όπου $\Delta t = t_2 - t_1$ και $\Delta f = f_2 - f_1$.

Η εφαρμογή της παραδοχής WSSUS είναι ρεαλιστική για την περιγραφή των μεταβολών μικρής κλίμακας (short-term) ενός SISO διαύλου όταν οι μεταβολές στη φάση του ηλεκτρικού πεδίου κάθε προσπίπτοντος κύματος είναι πολύ γρήγορες. Στην περίπτωση αυτή, η συνεισφορά του κάθε κύματος στις συναρτήσεις συστήματος μπορεί να θεωρηθεί ότι είναι ασυσχέτιστη με τη συνεισφορά οποιουδήποτε άλλου κύματος. Οι γρήγορες αλλαγές στη φάση συνδέονται άμεσα με το σενάριο διάδοσης που εξετάζεται. Χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι ένας διάυλος κινητών ασύρματων επικοινωνιών, όπου η συνεχής κίνηση του τερματικού αλλά και των σκεδαστών κάνει ρεαλιστική την παραδοχή WSSUS.

Από την παραπάνω μαθηματική ανάλυση, είναι φανερό πως οι συναρτήσεις $P_h(\Delta t, \tau_1)$, $P_h(v, \tau)$, $P_H(v, \Delta f)$, $R_H(\Delta t, \Delta f)$, που περιέχονται στην περιγραφή των συναρτήσεων αυτοσυσχέτισης των WSSUS διαύλων, έχουν δυαδική σχέση μεταξύ τους ως προς το μετασχηματισμό Fourier. Τα δυαδικά ζεύγη μεταβλητών είναι $\tau \xrightarrow{\mathcal{F}} \Delta f$ και $\Delta t \xrightarrow{\mathcal{F}} v$. Είναι φανερό ότι οι διδιάστατες συναρτήσεις που περιέχουν ορίσματα Δt ή/και Δf εκφράζουν αυτοσυσχέτιση ως προς τα ορίσματα αυτά, ενώ οι συναρτήσεις που περιέχουν ορίσματα τ ή/και v εκφράζουν φασματική πυκνότητα ισχύος ως προς τα ορίσματα αυτά. Συνεπώς, η αμιγώς συνάρτηση αυτοσυσχέτισης του διαύλου είναι η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης χρόνου-συχνότητας $R_H(\Delta t, \Delta f)$, ενώ η αμιγώς συνάρτηση φασματικής πυκνότητας ισχύος είναι η συνάρτηση $P_h(v, \tau)$ η οποία καλείται αλλιώς και *συνάρτηση σκέδασης*. Οι $R_H(\Delta t, \Delta f)$ και $P_h(v, \tau)$ συνδέονται μεταξύ τους με διπλό μετασχηματισμό Fourier, όπως δηλώνει η εξ.(2.83).

$$R_H(\Delta t, \Delta f) = \iint P_h(v, \tau) e^{j2\pi v \Delta t} e^{j2\pi \tau \Delta f} dv d\tau \quad (2.83)$$

Γενικότερα, οι σχέσεις δυαδικότητας μεταξύ των συναρτήσεων $P_h(\Delta t, \tau)$, $P_h(v, \tau)$, $P_H(v, \Delta f)$, $R_H(\Delta t, \Delta f)$ απεικονίζονται στο σχήμα 2.13.



Σχήμα 2.13: Σχέσεις δυαδικότητας Fourier μεταξύ των συναρτήσεων χαρακτηρισμού της τυχαίας φύσης του SISO ραδιοδιαύλου υπό την παραδοχή WSSUS.

2.3.3.2 Ο τυχαίος ραδιοδιάυλος MIMO

Στην περίπτωση των MIMO συστημάτων ο ραδιοδιάυλος εκτός από χρονικά είναι και χωρικά μεταβαλλόμενος στα ανοίγματα των στοιχειοκεραιών πομπού και δέκτη. Η περιγραφή της τυχαίας φύσης του ραδιοδιαύλου οφείλει να επεκταθεί ώστε να περιγράψει στατιστικά την μεταβολή στα δύο επιπλέον πεδία του χώρου όπως αυτά περιγράφονται από τα διανύσματα θέσης $\mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T$. Προηγούμενα, αναδείχθηκε στην ενότητα 2.3.1 η δυαδικότητα ως προς το μετασχηματισμό Fourier των πεδίων της κατεύθυνσης διάδοσης Ω και του χώρου \mathbf{x} , με $\mathbf{x} \xrightarrow{\mathcal{F}} \Omega$, ενώ επιδείχθηκε και η συνάφεια της χωρομεταβλητής και της χρονομεταβλητής περιγραφής του καναλιού για τις συναρτήσεις συστήματος.

Στα MIMO κανάλια, οι συναρτήσεις συστήματος έχουν 4 ορίσματα και το συνολικό τους πλήθος είναι $2^4 = 16$. Ενδεικτικά αναφέρεται ότι, η συνάρτηση συστήματος για τα πεδία διασποράς είναι η κρουστική απόκριση $h(v, \tau, \Omega_R, \Omega_T)$, ενώ η συνάρτηση συστήματος για τα πεδία μεταβλητότητας είναι η συνάρτηση μεταφοράς $H(t, f, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T)$. Είναι φανερό ότι οι συναρτήσεις αυτοσυσχέτισης στην γενική περίπτωση θα έχουν 8 ορίσματα και το συνολικό τους πλήθος θα είναι $2 \cdot 2^4 = 32$. Για παράδειγμα, η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης στα πεδία μεταβλητότητας είναι $R_H(t_1, t_2, f_1, f_2, \mathbf{x}_{R,1}, \mathbf{x}_{R,2}, \mathbf{x}_{T,1}, \mathbf{x}_{T,2})$, ενώ στα πεδία διασποράς είναι $R_h(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2, \Omega_{R,1}, \Omega_{R,2}, \Omega_{T,1}, \Omega_{T,2})$ και ορίζονται ως εξής:

$$\begin{aligned} R_H(t_1, t_2, f_1, f_2, \mathbf{x}_{R,1}, \mathbf{x}_{R,2}, \mathbf{x}_{T,1}, \mathbf{x}_{T,2}) &= E \{ H(t_1, f_1, \mathbf{x}_{R,1}, \mathbf{x}_{T,1})^* H(t_2, f_2, \mathbf{x}_{R,2}, \mathbf{x}_{T,2}) \} \\ R_h(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2, \Omega_{R,1}, \Omega_{R,2}, \Omega_{T,1}, \Omega_{T,2}) &= E \{ h(v_1, \tau_1, \Omega_{R,1}, \Omega_{T,1})^* h(v_2, \tau_2, \Omega_{R,2}, \Omega_{T,2}) \} \end{aligned} \quad (2.84)$$

Η παραδοχή WSSUP

Αντίστοιχα με την περίπτωση των SISO συστημάτων η περιγραφή της τυχειότητας μέσω των συναρτήσεων αυτοσυσχέτισης μπορεί να απλοποιηθεί με χρήση παραδοχών. Γενικά, η υπόθεση της ασυσχέτιστης σκέδασης στα πεδία διασποράς ισοδυναμεί με την υπόθεση στατικότητας με την ευρεία έννοια στα αντίστοιχα δυαδικά πεδία μεταβλητότητας. Ειδικότερα, επεκτείνον-

τας την υπόθεση WSSUS και θεωρώντας ασυσχέτιστα κύματα (uncorrelated paths - UP) στις διάφορες κατευθύνσεις διάδοσης $\mathbf{\Omega}_R$, $\mathbf{\Omega}_T$, η $R_h(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2, \mathbf{\Omega}_{R,1}, \mathbf{\Omega}_{R,2}, \mathbf{\Omega}_{T,1}, \mathbf{\Omega}_{T,2})$ γράφεται ως εξής:

$$E \{h(v_1, \tau_1, \mathbf{\Omega}_{R,1}, \mathbf{\Omega}_{T,1})^* h(v_2, \tau_2, \mathbf{\Omega}_{R,2}, \mathbf{\Omega}_{T,2})\} = P_h(v_1, \tau_1, \mathbf{\Omega}_{R,1}, \mathbf{\Omega}_{T,1}) \delta(v_1 - v_2) \delta(\tau_1 - \tau_2) \delta(\mathbf{\Omega}_{R,1} - \mathbf{\Omega}_{R,2}) \delta(\mathbf{\Omega}_{T,1} - \mathbf{\Omega}_{T,2}) \quad (2.85)$$

όπου

$$P_h(v, \tau, \mathbf{\Omega}_R, \mathbf{\Omega}_T) = E \left\{ |h(v, \tau, \mathbf{\Omega}_R, \mathbf{\Omega}_T)|^2 \right\} \quad (2.86)$$

είναι η διπλοκατευθυντική φασματική πυκνότητα ισχύος καθυστέρησης διάδοσης - ολίσθησης Doppler ή αλλιώς διπλοκατευθυντική συνάρτηση σκέδασης.

Ισοδύναμα, η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης χώρου-χρόνου-συχνότητας είναι στατική στα πεδία $t, f, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T$ και εξαρτάται μόνο από τις διαφορές των ορισμάτων και όχι από τις ακριβείς τιμές τους, δηλ.

$$E \{H(t_1, f_1, \mathbf{x}_{R,1}, \mathbf{x}_{T,1})^* H(t_2, f_2, \mathbf{x}_{R,2}, \mathbf{x}_{T,2})\} = R_H(\Delta t, \Delta f, \Delta \mathbf{x}_R, \Delta \mathbf{x}_T) \quad (2.87)$$

όπου

$$\Delta t = t_1 - t_2, \quad \Delta f = f_1 - f_2, \quad \Delta \mathbf{x}_R = \mathbf{x}_{R,1} - \mathbf{x}_{R,2}, \quad \Delta \mathbf{x}_T = \mathbf{x}_{T,1} - \mathbf{x}_{T,2}$$

Υπό την παραδοχή WSSUP, η δυαδικότητα μεταξύ των $R_H(t_1, t_2, f_1, f_2, \mathbf{x}_{R,1}, \mathbf{x}_{R,2}, \mathbf{x}_{T,1}, \mathbf{x}_{T,2})$, $R_h(v_1, v_2, \tau_1, \tau_2, \mathbf{\Omega}_{R,1}, \mathbf{\Omega}_{R,2}, \mathbf{\Omega}_{T,1}, \mathbf{\Omega}_{T,2})$ οδηγεί στη δυαδικότητα μεταξύ των συναρτήσεων $R_H(\Delta t, \Delta f, \Delta \mathbf{x}_R, \Delta \mathbf{x}_T)$, $P_h(v, \tau, \mathbf{\Omega}_R, \mathbf{\Omega}_T)$ μέσω του ακόλουθου πολλαπλού μετασχηματισμού Fourier:

$$R_H(\Delta t, \Delta f, \Delta \mathbf{x}_R, \Delta \mathbf{x}_T) = \iiint \int b_R^2 |f_R(\mathbf{\Omega}_R)|^2 b_T^2 |f_T(\mathbf{\Omega}_T)|^2 P_h(v, \tau, \mathbf{\Omega}_R, \mathbf{\Omega}_T) \cdot e^{j2\pi v \Delta t} e^{-j2\pi \tau \Delta f} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \mathbf{\Omega}_{R,1}, \Delta \mathbf{x}_R \rangle} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \mathbf{\Omega}_T, \Delta \mathbf{x}_T \rangle} dv d\tau d\mathbf{\Omega}_R d\mathbf{\Omega}_T \quad (2.88)$$

Γενικεύοντας, οι σχέσεις δυαδικότητας των συναρτήσεων αυτοσυσχέτισης και των φασματικών πυκνοτήτων ισχύος που περιγράφηκαν για τα SISO συστήματα, επεκτείνονται ώστε να συμπεριλάβουν την δυαδικότητα κατεύθυνσης-χώρου. Δεδομένης της παραδοχής WSSUP, στον πίνακα 2.2 συνοψίζονται τα δυαδικά πεδία για την περιγραφή της τυχαιότητας ραδιοδιαύλου καθώς και οι μεταξύ τους σχέσεις.

2.4 Προσεγγίσεις μοντελοποίησης MIMO διαύλου

2.4.1 Κατηγοριοποίηση μοντέλων

Τα μοντέλα ραδιοδιαύλου μπορούν να κατηγοριοποιηθούν με διάφορους τρόπους ανάλογα με το κριτήριο διάκρισης. Αν το κριτήριο είναι το εύρος ζώνης του ασύρματου συστήματος σε σχέση με το εύρος συνοχής του διαύλου, τότε υπάρχει η διάκριση σε μοντέλα στενής και ευ-

Πίνακας 2.2: Σχέσεις δυαδικότητας μεταξύ πεδίων για την τυχαία περιγραφής ραδιοδιαύλου υπό την παραδοχή WSSUP

διασπορά	μετασχηματισμός	μεταβλητότητα
τ	$\xrightarrow{\mathcal{F}}$	Δf
v	$\xleftarrow{\mathcal{F}}$	Δt
Ω_R	$\xleftarrow{\mathcal{F}}$	$\Delta \mathbf{x}_R$
Ω_T	$\xleftarrow{\mathcal{F}}$	$\Delta \mathbf{x}_T$

ρείας ζώνης (narrowband vs wideband). Αν το κριτήριο είναι το περιβάλλον διάδοσης τότε τα μοντέλα μπορούν να διακριθούν σε εσωτερικών και εξωτερικών χώρων (indoor vs outdoor), ενώ αν το κριτήριο είναι η κινητικότητα του χρήστη σε κινητών ή σταθερών επικοινωνιών (mobile vs fixed). Επιπλέον, είναι δυνατό να υπάρχουν επιμέρους διακρίσεις όπως π.χ. για τα εξωτερικά περιβάλλοντα διάδοσης που χωρίζονται σε αστικά, ημιαστικά ή αγροτικά (urban vs suburban vs rural) ή για τα κυψελωτά συστήματα όπου υπάρχουν διαφορετικά μοντέλα για τις μακρο-, μικρο-, και πικο-κυψέλες (macro vs micro vs picocells). Τέλος, ένας βασικός τρόπος κατηγοριοποίησης των μοντέλων ραδιοδιαύλου έχει ως κριτήριο τη φιλοσοφία μοντελοποίησης που ακολουθείται οπότε τα μοντέλα διακρίνονται σε *αναλυτικά* (analytical) και *φυσικά* (physical). Στην πρώτη περίπτωση, ο διάυλος περιγράφεται μοντελοποιώντας τις συναρτήσεις συστήματος στοχαστικά χρησιμοποιώντας στατιστικά μεγέθη πρώτης και δεύτερης τάξης. Ουσιαστικά, η περιγραφή του ραδιοδιαύλου με αναλυτικά μοντέλα εστιάζει στην επίδραση του ασύρματου μέσου στο εκπεμπόμενο σήμα όπως αυτή γίνεται αντιληπτή στο σήμα εξόδου της κεραίας του δέκτη, χωρίς να προσφέρει πληροφορία για τον τρόπο διάδοσης από τον πομπό στο δέκτη. Αντίθετα, τα φυσικά μοντέλα περιγράφουν το ασύρματο μέσο βάσει των χαρακτηριστικών των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων που διαδίδονται από την κοντινή περιοχή του πομπού μέχρι την κοντινή περιοχή του δέκτη.

Στη συνέχεια θα περιγραφούν μερικές από τις βασικότερες προσεγγίσεις μοντελοποίησης MIMO διαύλου που έχουν παρουσιαστεί στη διεθνή επιστημονική βιβλιογραφία ακολουθώντας το διαχωρισμό σε αναλυτικά και φυσικά μοντέλα [12], [13], [14].

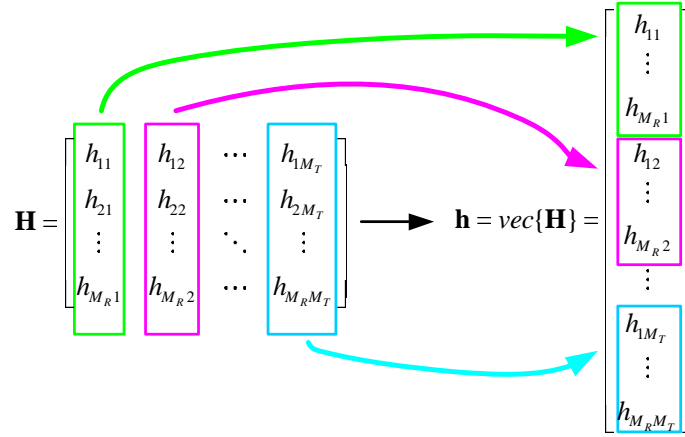
2.4.2 Αναλυτικά μοντέλα

Η χρήση αναλυτικών μοντέλων σκοπεύει γενικά στην στοχαστική περιγραφή των στοιχείων του MIMO πίνακα \mathbf{H} . Θεωρώντας ένα MIMO σύστημα στενής ζώνης με M_T και M_R κεραιοστοιχεία σε πομπό και δέκτη αντίστοιχα, τότε ο μιγαδικός πίνακας \mathbf{H} έχει διαστάσεις $M_R \times M_T$ και η πλήρης στοχαστική περιγραφή του γίνεται με τον προσδιορισμό της από κοινού συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας των στοιχείων του. Το στοιχείο h_{ij} του \mathbf{H} αναπαριστά το αποτέλεσμα της υπέρθεσης στην j -στή κεραία λήψης όλων των κυμάτων που προσπίπτουν σε αυτή και οφείλονται σε εκπομπή από την i -οστή κεραία του πομπού. Με

εφαρμογή του κεντρικού οριακού θεωρήματος προκύπτει ότι το αποτέλεσμα της υπέρθεσης ακολουθεί την κανονική κατανομή, οπότε για την καθεμία τυχαία μεταβλητή h_{ij} ισχύει ότι $h_{ij} \sim \mathcal{CN} \forall i = 1, \dots, M_R$ και $j = 1, \dots, M_T$. Το γεγονός αυτό δεν εξασφαλίζει ότι η από κοινού κατανομή όλων των στοιχείων θα είναι κανονική, αποτελεί όμως μία υπόδειξη για να γίνει η αντίστοιχη θεώρηση. Συνεπώς, η στατιστική περιγραφή του \mathbf{H} θεωρείται ότι δίνεται από την πολυμεταβλητή κανονική κατανομή (multivariate gaussian distribution). Οι $M_R \cdot M_T$ το πλήθος μιγαδικές περιγραφές h_{ij} μπορούν αν διαταχθούν σε ένα διάνυσμα \mathbf{h} σύμφωνα με την

$$\mathbf{h} = \text{vec} \{ \mathbf{H} \} \quad (2.89)$$

χρησιμοποιώντας τον τελεστή στοιβάς $\text{vec}\{\cdot\}$ ο οποίος στοιβάζει κατακόρυφα τις στήλες του ορίσματος του (βλ. σχήμα 2.14). Αν η μέση τιμή του \mathbf{h} δίνεται από το διάνυσμα $\mathbf{m} = E \{ \mathbf{h} \}$,



Σχήμα 2.14: Επίδραση του τελεστή στοιβάς $\text{vec}\{\cdot\}$ σε διδιάστατο πίνακα

τότε η σππ $f(\mathbf{h})$ δίνεται από την έκφραση

$$f(\mathbf{h}) = \frac{1}{\pi^{M_R M_T} \det\{\mathbf{R}_{\mathbf{H}}\}} \exp\{- (\mathbf{h} - \mathbf{m})^H \mathbf{R}_{\mathbf{H}}^{-1} (\mathbf{h} - \mathbf{m})\} \quad (2.90)$$

όπου με $\det\{\cdot\}$ συμβολίζεται η ορίζουσα και με $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}$ ο $M_R M_T \times M_R M_T$ πίνακας συμμεταβλητότητας του \mathbf{H} που ορίζεται ως εξής

$$\mathbf{R}_{\mathbf{H}} = E \left\{ (\text{vec} \{ \mathbf{H} \} - \mathbf{m}) (\text{vec} \{ \mathbf{H} \} - \mathbf{m})^H \right\} \quad (2.91)$$

Συνεπώς, η στατιστική περιγραφή του πίνακα \mathbf{H} , μέσω της $f(\mathbf{h})$, έγκειται στον προσδιορισμό της μέσης τιμής \mathbf{m} και του πίνακα συμμεταβλητότητας $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}$, δηλ. των στατιστικών μεγεθών πρώτης και δεύτερης τάξης. Όταν $\mathbf{m} = \mathbf{0}$ τότε ο πίνακας περιγράφει διαλείψεις τύπου Rayleigh ενώ όταν $\mathbf{m} \neq \mathbf{0}$ διαλείψεις τύπου Rice.

2.4.2.1 Μοντέλο i.i.d

Η πιο απλή προσέγγιση στη μοντελοποίηση του MIMO πίνακα είναι η θεώρηση ότι τα στοιχεία του είναι ανεξάρτητα, ομοιόμορφα κατανεμημένα (independent identically distributed - i.i.d)

και ακολουθούν την κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και μεταβλητότητα σ^2 . Σε αυτή την περίπτωση ο MIMO πίνακας δηλώνεται ως \mathbf{H}_{iid} οπότε $\mathbf{h}_{iid} = \text{vec}\{\mathbf{H}_{iid}\}$ και για τον πίνακα συσχέτισης των στοιχείων του ισχύει ότι $\mathbf{R}_{\mathbf{H}_{iid}} = \sigma^2 \mathbf{I} \Rightarrow \det\{\mathbf{R}_{\mathbf{H}_{iid}}\} = (\sigma^2)^{M_R M_T}$. Συνεπώς, η από κοινού σππ δίνεται από την ακόλουθη έκφραση

$$f(\mathbf{h}_{iid}) = (\pi\sigma^2)^{-M_R M_T} \exp\left\{-\frac{\mathbf{h}_{iid}^H \mathbf{h}_{iid}}{\sigma^2}\right\} \quad (2.92)$$

Η παραπάνω περιγραφή του πίνακα \mathbf{H}_{iid} διακρίνεται για την απλότητα της και χρησιμοποιήθηκε εκτεταμένα στις πρωταρχικές μελέτες των συστημάτων MIMO [1]. Πρακτικά, ο \mathbf{H}_{iid} είναι εφαρμόσιμος σε περιπτώσεις όπου τα κεραιστοιχεία δεν παρουσιάζουν φαινόμενα συσχέτισης και στα δύο άκρα της MIMO ζεύξης, λόγω της αυξημένης απόστασης μεταξύ τους, ενώ το περιβάλλον διάδοσης εμφανίζει έντονα φαινόμενα πολυδιαδρομικής διάδοσης. Αυτή η αναπαράσταση του ραδιοδιαύλου μπορεί να οδηγήσει σε υπερεκτιμημένα αποτελέσματα επίδοσης (π.χ. σε υπολογισμούς χωρητικότητας διαύλου) που δεν συναντώνται στην πράξη. Για το λόγο αυτό, η περιγραφή πραγματικών συνθηκών διάδοσης απαιτεί ένα πιο ρεαλιστικό προσδιορισμό του πίνακα συμμεταβλητότητας $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}$.

2.4.2.2 Μοντέλο χωρικής συσχέτισης

Η εισαγωγή συσχέτισης μεταξύ των στοιχείων του πίνακα \mathbf{H} , όπως αυτή περιγράφεται από τον $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}$, επιτυγχάνεται με εφαρμογή της

$$\text{vec}\{\mathbf{H}\} = \mathbf{R}_{\mathbf{H}}^{1/2} \text{vec}\{\mathbf{H}_{iid}\} \quad (2.93)$$

όπου ο πίνακας $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}^{1/2}$ είναι η τετραγωνική ρίζα του $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}$ και εξ ορισμού ικανοποιεί την έκφραση (2.94).

$$\mathbf{R}_{\mathbf{H}}^{1/2} \left(\mathbf{R}_{\mathbf{H}}^{1/2}\right)^H = \mathbf{R}_{\mathbf{H}} \quad (2.94)$$

2.4.2.3 Μοντέλο Kronecker

Η πολυπλοκότητα στον προσδιορισμό των στοιχείων του $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}$ αυξάνει με το πλήθος των κεραιών που απαρτίζουν το MIMO σύστημα. Για να επιτευχθεί η απλότητα στη μοντελοποίηση του διαύλου έχει προταθεί η χρήση απλοποιήσεων για τον προσδιορισμό του $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}$ όπως π.χ η παραδοχή της *διαχωρισιμότητας* [15]. Σύμφωνα με αυτή, ο συντελεστής συσχέτισης μεταξύ δύο οποιωνδήποτε SISO διαύλων μπορεί να εκφραστεί ως το γινόμενο των συντελεστών συσχέτισης των αντίστοιχων κεραιστοιχείων εκπομπής και λήψης. Πιο συγκεκριμένα, αν $R_{\mathbf{H},ij,kl}$ είναι η συσχέτιση μεταξύ των διαύλων h_{ij} και h_{kl} τότε αυτή δίνεται ως εξής

$$R_{\mathbf{H},ij,kl} = E\{h_{ij}h_{kl}^*\} = R_{RX,ik}R_{TX,jl} \quad (2.95)$$

όπου ο όρος $R_{RX,ik}$ εκφράζει τη συσχέτιση μεταξύ των κεραιστοιχείων i και k του δέκτη

$$R_{RX,ik} = \frac{1}{M_T} \sum_{o=1}^{M_T} R_{io,ko} = \frac{1}{M_T} \sum_{o=1}^{M_T} E \{h_{io}h_{ko}^*\} \quad (2.96)$$

ενώ ο όρος $R_{TX,jl}$ εκφράζει τη συσχέτιση μεταξύ των κεραιστοιχείων j και l του πομπού

$$R_{TX,jl} = \frac{1}{M_R} \sum_{p=1}^{M_R} R_{ip,kp} = \frac{1}{M_R} \sum_{p=1}^{M_R} E \{h_{ip}h_{kp}^*\} \quad (2.97)$$

Οι σχέσεις (2.96) και (2.97) χρησιμοποιούνται για τον προσδιορισμό των πινάκων συμμεταβλητότητας \mathbf{R}_{RX} , \mathbf{R}_{TX} σε δέκτη και πομπό αντίστοιχα και μπορούν να γραφούν ως εξής

$$\mathbf{R}_{RX} = \frac{1}{M_T} E \{ \mathbf{H} \mathbf{H}^H \} \quad (2.98)$$

$$\mathbf{R}_{TX} = \frac{1}{M_R} E \{ (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^T \} \quad (2.99)$$

ενώ ο πλήρης πίνακας συμμεταβλητότητας του MIMO διαύλου $\mathbf{R}_{\mathbf{H}}$ δίνεται από την εξ. (2.100)

$$\mathbf{R}_{\mathbf{H}} = \mathbf{R}_{TX} \otimes \mathbf{R}_{RX} \quad (2.100)$$

όπου με \otimes συμβολίζεται το γινόμενο Kronecker των πινάκων. Χρησιμοποιώντας τις ιδιότητες $(\mathbf{A}\mathbf{C}) \otimes (\mathbf{B}\mathbf{D}) = (\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})(\mathbf{C} \otimes \mathbf{D})$ και $(\mathbf{B}^T \otimes \mathbf{A}) \text{vec} \{ \mathbf{C} \} = \text{vec} \{ \mathbf{A}\mathbf{C}\mathbf{B} \}$ η εξ.(2.93) μετασχηματίζεται ως εξής

$$\begin{aligned} \text{vec} \{ \mathbf{H} \} &= \mathbf{R}_{\mathbf{H}}^{1/2} \text{vec} \{ \mathbf{H}_{iid} \} = (\mathbf{R}_{TX} \otimes \mathbf{R}_{RX})^{1/2} \text{vec} \{ \mathbf{H}_{iid} \} \\ &= \left(\mathbf{R}_{TX}^{1/2} \mathbf{R}_{TX}^{H/2} \otimes \mathbf{R}_{RX}^{1/2} \mathbf{R}_{RX}^{H/2} \right)^{1/2} \text{vec} \{ \mathbf{H}_{iid} \} \\ &= \left(\left(\mathbf{R}_{TX}^{1/2} \otimes \mathbf{R}_{RX}^{1/2} \right) \left(\mathbf{R}_{TX}^{H/2} \otimes \mathbf{R}_{RX}^{H/2} \right) \right)^{1/2} \text{vec} \{ \mathbf{H}_{iid} \} \\ &= \left(\mathbf{R}_{TX}^{1/2} \otimes \mathbf{R}_{RX}^{1/2} \right) \text{vec} \{ \mathbf{H}_{iid} \} = \text{vec} \left\{ \mathbf{R}_{RX}^{1/2} \mathbf{H}_{iid} \left(\mathbf{R}_{TX}^{1/2} \right)^T \right\} \end{aligned} \quad (2.101)$$

όποτε ο πίνακας του MIMO ραδιοδιαύλου δίνεται συναρτήσει των \mathbf{R}_{RX} και \mathbf{R}_{TX} από την έκφραση (2.102) γνωστή και ως μοντέλο Kronecker[15].

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_{RX}^{1/2} \mathbf{H}_{iid} \left(\mathbf{R}_{TX}^{1/2} \right)^T \quad (2.102)$$

Οι πίνακες \mathbf{R}_{RX} , \mathbf{R}_{TX} προσδιορίζουν την χωρική συσχέτιση των διαλείψεων σε δέκτη και πομπό χωριστά, η οποία πρακτικά εξαρτάται τόσο από τη γεωμετρία και τα χαρακτηριστικά των κεραιών (π.χ. αποστάσεις στοιχείων, διάγραμμα ακτινοβολίας) όσο και από την διασπορά της ισχύος στα πεδία κατεύθυνσης διάδοσης $\mathbf{\Omega}_R$, $\mathbf{\Omega}_T$ στις κοντινές περιοχές δέκτη και πομπού αντίστοιχα. Ουσιαστικά, η ρεαλιστική μοντελοποίηση του MIMO διαύλου με το μοντέλο Kronecker ανάγεται στο πρόβλημα του προσδιορισμού των πινάκων \mathbf{R}_{RX} , \mathbf{R}_{TX} για ρεαλιστι-

κές μορφές των συναρτήσεων γωνιακής φασματικής πυκνότητας ισχύος στα αντίστοιχα άκρα της ζεύξης. Μετρήσεις ραδιοδιαύλου έχουν αναδείξει ότι οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες μπορούν να ομαδοποιηθούν και να αντιστοιχηθούν σε ομάδες σκεδαστών (clusters of scatterers) [16]. Εμπειρικά αποτελέσματα έχουν δείξει ότι, η γωνιακή φασματική πυκνότητα ισχύος για κάθε μία από τις ομάδες σκεδαστών μπορεί να περιγραφεί προσεγγιστικά μαθηματικά από μια συνάρτηση π.χ. αποκομμένη λαπλασιανή (truncated laplacian), αποκομμένη γκαουσιανή (truncated gaussian), ομοιόμορφη (uniform) κλπ, ανάλογα με το περιβάλλον. Για καθεμία από τις παραπάνω συναρτήσεις μπορεί να υπολογιστεί αναλυτικά ο συντελεστής χωρικής συσχέτισης διαλείψεων συναρτήσει της απόστασης μεταξύ των κεραιών [17]. Λαμβάνοντας υπόψη τη γεωμετρία των κεραιών, οι τιμές αυτές χρησιμοποιούνται για το ρεαλιστικό προσδιορισμό των στοιχείων των πινάκων \mathbf{R}_{RX} , \mathbf{R}_{TX} . Ειδικότερα, στην περίπτωση ομοιόμορφων γραμμικών στοιχειοκεραιών (ULAs), η γεωμετρία σε συνδυασμό με τη θεώρηση της χωρικής στατικότητας, επιτρέπουν την ιδιαίτερα απλοποιητική παραδοχή της μη μεταβλητότητας με την ολίσθηση (shift invariance). Επομένως, η ομοιόμορφη χωρική δειγματοληψία σε ένα άξονα, σε συνδυασμό με την εξάρτηση της συσχέτισης μόνο από την απόσταση διαχωρισμού των στοιχείων και όχι από την ακριβή τους θέση, οδηγεί σε όμοια στοιχεία για κάθε διαγώνιο των πινάκων, δηλ. οι \mathbf{R}_{RX} , \mathbf{R}_{TX} είναι Toeplitz. Δεδομένου ότι οι πίνακες είναι εξ ορισμού ερμιτιανοί, αρκεί ο προσδιορισμός μόνο της πρώτης τους γραμμής, απλοποιώντας επιπλέον το πρόβλημα της μοντελοποίησης.

Η έκφραση (2.102) εφαρμόζεται στη μοντελοποίηση MIMO διαύλων στενής ζώνης, αλλά μπορεί να επεκταθεί και για συστήματα ευρείας ζώνης [18]. Πράγματι, αν για ένα στατικό διάυλο χρησιμοποιηθεί η δομή μοντέλου απομαστευμένης γραμμής καθυστέρησης (tapped delay line model) [19], τότε ο MIMO πίνακας χροστικής απόκρισης $\mathbf{H}(\tau)$ δίνεται από την (2.103)

$$\mathbf{H}(\tau) = \sum_{l=1}^L \mathbf{H}_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (2.103)$$

όπου για κάθε καθυστέρηση τ_l ο πίνακας \mathbf{H}_l δίνεται από την

$$\mathbf{H}_l = \mathbf{R}_{RX,l}^{1/2} \mathbf{H}_{iid,l} \left(\mathbf{R}_{TX,l}^{1/2} \right)^T \quad (2.104)$$

με τους $\mathbf{R}_{RX,l}$, $\mathbf{R}_{TX,l}$ να δηλώνουν τους πίνακες συµμεταβλητότητας σε δέκτη και πομπό αντίστοιχα για την συγκεκριµένη καθυστέρηση διάδοσης τ_l .

$$\mathbf{R}_{RX,l} = E \{ \mathbf{H}_l \mathbf{H}_l^H \} \quad (2.105)$$

$$\mathbf{R}_{TX,l} = E \{ (\mathbf{H}_l^H \mathbf{H}_l)^T \} \quad (2.106)$$

Ισοδύναµα, ο πίνακας συµμεταβλητότητας $\mathbf{R}_{\mathbf{H},l}$ για κάθε τ_l δίνεται από το γινόμενο Kronecker των $\mathbf{R}_{RX,l}$, $\mathbf{R}_{TX,l}$, δηλ.

$$\mathbf{R}_{\mathbf{H},l} = \mathbf{R}_{TX,l} \otimes \mathbf{R}_{RX,l} \quad (2.107)$$

Σύµφωνα µε την εξ. (2.104), η συσχέτιση των στοιχείων του \mathbf{H}_l γίνεται µε διαφορετικό

τρόπο για κάθε π_l . Αυτό το γεγονός συμβαδίζει με την παρατήρηση ότι η χωρική συσχέτιση διαλείψεων σε κάθε π_l θα είναι διαφορετική λόγω του μεταβαλλόμενης με την καθυστέρηση μορφής της γωνιακής φασματικής πυκνότητας ισχύος σε κάθε π_l . Εντούτοις, για λόγους απλότητας στη μοντελοποίηση, έχει προταθεί η χρήση ενός μόνο πίνακα $\mathbf{R}_{H,nb}$ [20] για την δημιουργία συσχετισμένων στοιχείων του \mathbf{H}_l σε κάθε π_l , δηλ. $\text{vec}\{\mathbf{H}_l\} = \mathbf{R}_{H,nb}^{1/2} \text{vec}\{\mathbf{H}_{iid,l}\}$. Ο πίνακας $\mathbf{R}_{H,nb}$ αποτελεί μια ισοδύναμη έκφραση στενής ζώνης της χωρικής συσχέτισης και προκύπτει από βαθυπερατό φίλτράρισμα των πινάκων $\mathbf{R}_{H,l}$, δηλ.

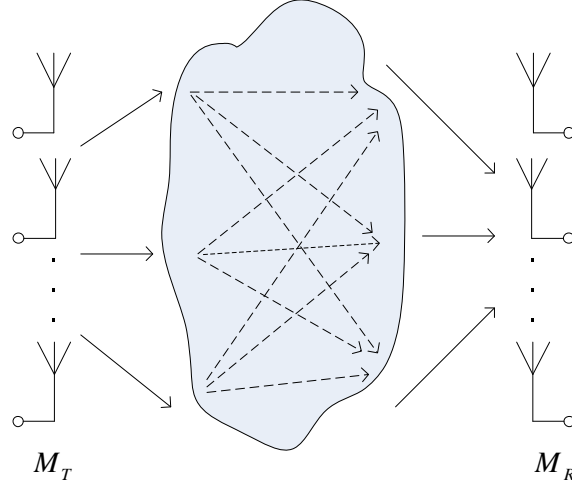
$$\mathbf{R}_{H,nb} = \sum_{l=1}^L \mathbf{R}_{H,l} \quad (2.108)$$

Η εφαρμογή όμως αυτής της απλοποίησης επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό τα κατευθυντικά χαρακτηριστικά διάδοσης που υπονοεί το στοχαστικό μοντέλο και για το λόγο αυτό δε συνίσταται η χρήση της. Η επιπλοκή αυτή της μοντελοποίησης στην κατευθυντική περιγραφή αναλύεται περισσότερο παρακάτω.

Σχολιασμός μοντέλου Kronecker

Η εξ. (2.102) αποτελεί μια υπό συνθήκη απλοποιημένη έκφραση του μοντέλου χωρικής συσχέτισης της εξ.(2.93). Αναγκαία συνθήκη για την εφαρμογή της (2.102) είναι η χωρική στατικότητα στην περιοχή του πομπού και του δέκτη, δηλ. π.χ. μικρές μετατοπίσεις στην στοιχειοκεραία του πομπού δεν επηρεάζουν τη χωρική συσχέτιση των διαλείψεων στις κεραίες του δέκτη. Ικανή συνθήκη για την εφαρμογή του μοντέλου Kronecker είναι η ανεξαρτησία των ιδιοτήτων χωρικής συσχέτισης του ενός άκρου από εκείνες του άλλου [21].

Ενδιαφέρον παρουσιάζει η μελέτη των περιορισμών που εισάγει η παραδοχή της διαχωρισιμότητας στην κατευθυντική περιγραφή του ραδιοδιαύλου. Έστω ότι επιλέγεται η εκπομπή προς συγκεκριμένες κατευθύνσεις στην κοντινή περιοχή του πομπού, με την εφαρμογή κατάλληλων διανυσμάτων μορφοποίησης λοβού ακτινοβολίας \mathbf{w}_T στην κεραία του πομπού (transmit beamforming). Αποδεικνύεται [22] ότι ο πίνακας συμμεταβλητότητας $\mathbf{R}_{RX,\mathbf{w}_T}$ που προκύπτει στο δέκτη με την εφαρμογή του \mathbf{w}_T είναι ανάλογος του πίνακα \mathbf{R}_{RX} της εξ. (4.55), δηλ $\mathbf{R}_{RX,\mathbf{w}_T} = a \cdot \mathbf{R}_{RX}$ με $a \in \mathbb{C}$. Με άλλα λόγια, η δομή του $\mathbf{R}_{RX,\mathbf{w}_T}$ παραμένει αμετάβλητη και ανεξάρτητη από το \mathbf{w}_T . Όμοια συμπεριφορά παρατηρείται αν εφαρμοστεί δiάνυσμα \mathbf{w}_R στο δέκτη. Ερμηνεύοντας αυτό το γεγονός με όρους χαρακτηριστικών διάδοσης, το δiάνυσμα εκπομπής \mathbf{w}_T που χρησιμοποιείται επηρεάζει μόνο την τιμή της συνολικής λαμβανόμενης ισχύος αλλά η μορφή της γωνιακής φασματικής πυκνότητας ισχύος στο δέκτη παραμένει αμετάβλητη. Ισοδύναμα, όλες οι κατευθύνσεις άφιξης $\mathbf{\Omega}_R$ συνδέονται με όλες τις κατευθύνσεις αναχώρησης $\mathbf{\Omega}_T$ (βλ. σχήμα 2.15), ενώ η επιλογή μίας συγκεκριμένης $\mathbf{\Omega}_T$ επηρεάζει μόνο τη τιμή της συνολικής λαμβανόμενης ισχύος αλλά όχι τον τρόπο με τον οποίο αυτή κατανέμεται στο πεδίο $\mathbf{\Omega}_R$ [22]. Είναι φανερό πως αυτή η κατευθυντική περιγραφή αποτελεί ένα περιορισμό που εισάγει η μοντελοποίηση με βάση την παραδοχή της διαχωρισιμότητας, μια και δεν είναι απαραίτητο να αντιστοιχεί σε ρεαλιστικές συνθήκες διάδοσης.



Σχήμα 2.15: Το μοντέλο Kronecker επιβάλλει όλες οι κατευθύνσεις αναχώρησης να συνδέονται με όλες τις κατευθύνσεις άφιξης

Το μοντέλο Kronecker ήταν από τα πρώτα που προτάθηκαν στα πλαίσια της έρευνας για τη μοντελοποίηση του MIMO ραδιοδιαύλου. Η σύγκριση του με πειραματικά δεδομένα έχει δείξει ότι μοντελοποιεί αποδοτικά ρεαλιστικές συνθήκες διάδοσης όταν το μέγεθος του MIMO συστήματος είναι περιορισμένο, π.χ. $M_R, M_T = 2, 3$, αλλά οδηγεί σε ανακρίβειες με την αύξηση του πλήθους των κεραιών. Οι επιπλοκές που παρουσιάζει σχετίζονται με το γεγονός ότι η φυσική διεργασία πολυδιαδρομικής διάδοσης που παράγει το μοντέλο Kronecker μπορεί να διαφέρει από εκείνη που συναντάται στην πράξη. Εντούτοις, η απλότητά του είναι ο λόγος για τον οποίο το συγκεκριμένο μοντέλο έχει χρησιμοποιηθεί εκτεταμένα σε μελέτες σχετικές με την ανάπτυξη MIMO συστημάτων.

2.4.2.4 Μοντέλο Weichselberger

Το μοντέλο Weichselberger [23] σκοπεύει να διορθώσει τα μειονεκτήματα του μοντέλου Kronecker που προκύπτουν από την παραδοχή της διαχωρισμότητας και αναπτύχθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο. Σκοπεύοντας να περιγράψει απο-κοινού και στα δύο άκρα την χωρική δομή του διαύλου ορίζει σε κάθε άκρο το μονόπλευρο πίνακα συμμεταβλητότητας ο οποίος εξαρτάται από τις στατιστικές ιδιότητες του σήματος στο άλλο άκρο της ζεύξης, που δίνονται από τους πίνακες συμμεταβλητότητας σήματος \mathbf{Q}_{TX} , \mathbf{Q}_{RX} σε πομπό και δέκτη αντίστοιχα. Οι παραμετροποιημένοι μονόπλευροι πίνακες συμμεταβλητότητας διαύλου σε πομπό και δέκτη συμβολίζονται ως $\mathbf{R}_{TX, \mathbf{Q}_{RX}}$ και $\mathbf{R}_{RX, \mathbf{Q}_{TX}}$ αντίστοιχα, ενώ ορίζονται από τις εξ. (2.109) και (2.110).

$$\mathbf{R}_{TX, \mathbf{Q}_{TX}} \triangleq E [\mathbf{H}^T \mathbf{Q}_{TX} \mathbf{H}^*] \quad (2.109)$$

$$\mathbf{R}_{RX, \mathbf{Q}_{TX}} \triangleq E [\mathbf{H} \mathbf{Q}_{TX} \mathbf{H}^H] \quad (2.110)$$

Είναι φανερό ότι οι πίνακες $\mathbf{R}_{TX, \mathbf{Q}_{RX}}$, $\mathbf{R}_{RX, \mathbf{Q}_{TX}}$ εκφυλίζονται στους μη-παραμετροποιημένους πίνακες \mathbf{R}_{TX} , \mathbf{R}_{RX} των (4.56) και (4.55) όταν $\mathbf{Q}_{RX} = \mathbf{I}_{M_R}$ και $\mathbf{Q}_{TX} = \mathbf{I}_{M_T}$ αντίστοιχα.

Η βασική παραδοχή του μοντέλου είναι ότι η ορθοκανονική βάση που ορίζεται από τα ιδιοδια-

νύματα (eigenvectors), δηλ. η ιδιοβάση (eigenbase), του παραμετροποιημένου μονόπλευρου πίνακα συμμεταβλητότητας του κάθε άκρου δεν εξαρτάται από τις στατιστικές ιδιότητες του σήματος στο άλλο άκρο και είναι η ίδια με αυτή του αντίστοιχου μη παραμετροποιημένου πίνακα. Αντίθετα, ο περιορισμός αυτός δεν ισχύει για τις ιδιοτιμές των πινάκων αυτών, οπότε η ανάλυση τους σε ιδιοτιμές (eigenvalue decomposition - EVD) γράφεται ως εξής:

$$\mathbf{R}_{TX, \mathbf{Q}_{RX}} = \mathbf{U}_{TX} \mathbf{\Lambda}_{TX, \mathbf{Q}_{RX}} \mathbf{U}_{TX}^T \quad (2.111)$$

$$\mathbf{R}_{RX, \mathbf{Q}_{TX}} = \mathbf{U}_{RX} \mathbf{\Lambda}_{RX, \mathbf{Q}_{TX}} \mathbf{U}_{RX}^T \quad (2.112)$$

Ερμηνεύοντας την παραπάνω παραδοχή με όρους διάδοσης, η ανεξαρτησία των \mathbf{U}_{TX} , \mathbf{U}_{RX} από τους \mathbf{Q}_{RX} , \mathbf{Q}_{TX} ισοδυναμεί με την θεώρηση ότι οι χωρικές ιδιοβάσεις δεν εξαρτώνται από τις ιδιότητες του σήματος αλλά μόνο από αυτές του περιβάλλοντος διάδοσης, ενώ από την άλλη πλευρά οι ιδιοτιμές εξαρτώνται τόσο από τα διανύσματα εκπομπής και λήψης σήματος καθώς επίσης και από το περιβάλλον. Ισοδύναμα, οι ιδιοτιμές είναι αυτές που ελέγχουν στο μοντέλο ποιοι σκεδαστές αλληλεπιδρούν με τα διαδιδόμενα κύματα και ποιοι όχι. Σημειώνεται ότι η παραδοχή αυτή ισχύει προσεγγιστικά και μόνο, αλλά εισάγει λιγότερους περιορισμούς από αυτούς της παραδοχής διαχωρισιμότητας του μοντέλου Kronecker όπου θεωρείται ότι οι χωρικές ιδιότητες του λαμβανόμενου σήματος είναι ανεξάρτητες από αυτές του εκπεμπόμενου. Συνεχίζοντας, ο πίνακας του στατικού MIMO ραδιοδιαύλου στενής ζώνης σύμφωνα με το μοντέλο Weichselberger δίνεται από την ακόλουθη έκφραση

$$\mathbf{H}_{weich} = \mathbf{U}_{RX} \left(\tilde{\mathbf{\Omega}}_{weich} \odot \mathbf{H}_{iid} \right) \mathbf{U}_{TX}^T \quad (2.113)$$

όπου με \odot συμβολίζεται το ανά στοιχείο Schur-Hadamard γινόμενο πινάκων, και με $\tilde{\mathbf{\Omega}}_{weich}$ είναι ένας πίνακας με πραγματικά στοιχεία και υπολογίζεται ως η ανά στοιχείο τετραγωνική ρίζα του πίνακα σύζευξης ισχύος $\mathbf{\Omega}_{weich}$ (power coupling matrix), δηλ. $\tilde{\omega}_{ij} = \sqrt{\omega_{ij}}$. Το στοιχείο ω_{ij} ορίζει το μέσο ποσό της ισχύος που συνδέει το i -οστό ιδιοδιάνυσμα του δέκτη με το j -οστό ιδιοδιάνυσμα του πομπού. Ουσιαστικά, ο πίνακας $\mathbf{\Omega}_{weich}$ είναι αυτός που επιτρέπει την από κοινού περιγραφή της χωρικής δομής του διαύλου σε πομπό και δέκτη.

Συνοψίζοντας, για τη μοντελοποίηση του MIMO διαύλου το συγκεκριμένο μοντέλο απαιτεί τις χωρικές ιδιοβάσεις πομπού και δέκτη \mathbf{U}_{TX} , \mathbf{U}_{RX} , καθώς και τον πίνακα $\mathbf{\Omega}_{weich}$ που δηλώνει την σύζευξη ισχύος μεταξύ των ιδιορυθμών που ορίζουν οι ιδιοβάσεις των δύο άκρων.

2.4.3 Φυσικά μοντέλα

2.4.3.1 Ντετερμινιστικά μοντέλα

Τα ντετερμινιστικά μοντέλα χρησιμεύουν για την αναπαράσταση του ραδιοδιαύλου ενός συγκεκριμένου περιβάλλοντος διάδοσης που ορίζεται πλήρως ως προς τα γεωμετρικά και ηλεκτρομαγνητικά χαρακτηριστικά των σκεδαστών του. Στην κατηγορία αυτή ανήκουν τα μοντέλα ανίχνευσης ακτίνας (ray tracing) που χρησιμοποιούνται συχνά σε μελέτες διάδοσης ασυρμάτων συστημάτων επικοινωνιών. Τα μοντέλα αυτά βασίζονται στην παραδοχή ότι ισχύουν οι

αρχές γεωμετρικής οπτικής στη διάδοση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών γεγονός που είναι αληθές όταν το μήκος κύματος είναι πολύ μικρότερο από το μέγεθος των σχεδαστών. Στην μελέτη SISO και SIMO συστημάτων οι μηχανισμοί διάδοσης που συνήθως λαμβάνονται υπόψη από τις μεθόδους αυτές είναι η ανάκλαση και η περίθλαση από αντικείμενα με ορθογωνικές ακμές. Η υπολογιστική τους πολυπλοκότητα εξαρτάται άμεσα από το πλήθος των διαδοχικών ανακλάσεων που εξετάζονται και από τις διαστάσεις του χώρου που λαμβάνονται υπόψη (δηλ. διδιάστατη 2D ή τριδιάστατη 3D μοντελοποίηση). Είναι φανερό πως η ακρίβεια αυτών των μεθόδων μοντελοποίησης εξαρτάται επίσης από την λεπτομέρεια περιγραφής του περιβάλλοντος διάδοσης δηλ. των θέσεων, σχημάτων και υλικών των σχεδαστών. Αν και στις περιπτώσεις SISO και SIMO συστημάτων οι μέθοδοι ray tracing είχαν επιδείξει σε μεγάλο βαθμό συμφωνία με πειραματικές μελέτες, στην περίπτωση της περιγραφής του MIMO ραδιοδιαύλου κρίθηκε αναγκαία η βελτίωση τους. Ο βασικός λόγος είναι ότι οι διαφορές τους με τα πειραματικά δεδομένα εντοπίστηκαν στην έλλειψη περιγραφής του μηχανισμού διάδοσης της διάχυτης σκέδασης (diffuse scattering) που συμβαίνει όταν το διαδιδόμενο επίπεδο κύμα δεν ανακλάται μόνο σε μία κατεύθυνση αλλά σε πολλές. Για το λόγο αυτό, έχουν προταθεί τεχνικές για την ενσωμάτωση του μηχανισμού αυτού στα ray tracing μοντέλα που χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των πινάκων MIMO καναλιού (π.χ. [24]). Σε κάθε περίπτωση όμως η αυξημένη πολυπλοκότητα των ray tracing μοντέλων σε συνδυασμό με την αυξημένη τους εξάρτηση από την λεπτομερή περιγραφή του ενός και μοναδικού περιβάλλοντος διάδοσης έχει καταστήσει τη χρήση τους στις μελέτες για την ανάπτυξη MIMO συστημάτων περιορισμένη.

2.4.3.2 Παραμετρικά μοντέλα

Η παραμετρική μοντελοποίηση εμφανίζει αρκετές ομοιότητες με την ντετερμινιστική. Σύμφωνα με αυτή ο ραδιοδιάυλος εκφράζεται ως η υπέρθεση L το πλήθος κυμάτων όπου το κάθε ένα περιγράφεται από ένα σύνολο παραμέτρων. Οι παράμετροι του l -οστού κύματος είναι η κατεύθυνση αναχώρησης $\mathbf{\Omega}_{T,l}$ από την στοιχειοκεραία του πομπού, η κατεύθυνση άφιξης στην στοιχειοκεραία δέκτη $\mathbf{\Omega}_{R,l}$, η καθυστέρηση διάδοσης τ_l , η ολίσθηση Doppler ν_l και το μιγαδικό πλάτος s_l . Οι παράμετροι αυτές περιγράφουν το κάθε διαδιδόμενο κύμα που εκπέμπεται από τον πομπό και προσπίπτει στο δέκτη, χωρίς να δίνεται πληροφορία για τις αλληλεπιδράσεις του με τους σχεδαστές του περιβάλλοντος διάδοσης εκτός από το μιγαδικό πλάτος s_l . Η διπλοκατευθυντική χροστική απόκριση του ραδιοδιαύλου $h(\nu, \tau, \mathbf{\Omega}_R, \mathbf{\Omega}_T)$ δίνεται από την υπέρθεση των L κυμάτων στην κεραία του δέκτη, δηλ.

$$h(\nu, \tau, \mathbf{\Omega}_R, \mathbf{\Omega}_T) = \sum_{l=1}^L s_l \delta(\nu - \nu_l) \delta(\tau - \tau_l) \delta(\mathbf{\Omega}_R - \mathbf{\Omega}_{R,l}) \delta(\mathbf{\Omega}_T - \mathbf{\Omega}_{T,l}) \quad (2.114)$$

Συνοπώς, στην παραμετρική προσέγγιση μοντελοποίησης περιγράφεται η διασπορά που εισάγει ο ραδιοδιάυλος στα διαδιδόμενα κύματα.

Θεωρώντας ένα $M_R \times M_T$ MIMO σύστημα με ιστροπικούς ακτινοβολητές και εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό Fourier στην $h(\nu, \tau, \mathbf{\Omega}_R, \mathbf{\Omega}_T)$, η χωρο-χρονομεταβλητή συνάρτηση

μεταφοράς $T(t, f, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T)$ δίνεται από την

$$T(t, f, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T) = \sum_{l=1}^L s_l e^{j2\pi\nu_l t} e^{-j2\pi\tau_l f} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_{R,l}, \mathbf{x}_R \rangle} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \langle \boldsymbol{\Omega}_{T,l}, \mathbf{x}_T \rangle} \quad (2.115)$$

Ο $M_R \times M_T$ πίνακας $\mathbf{T}(t, f)$ του MIMO καναλιού προκύπτει εύκολα από την $T(t, f, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_T)$ ορίζοντας μια διάταξη των κεραιστοιχειών. Τα χαρακτηριστικά της χωρικής δειγματοληψίας διαύλου ορίζονται από τις γεωμετρίες των στοιχειοκεραιών πομπού και δέκτη. Η θέση του κάθε κεραιστοιχείου στο χώρο ορίζεται από το διάνυσμα θέσης \mathbf{x} . Χρησιμοποιώντας το τρισσοθόγωνιο σύστημα συντεταγμένων του σχήματος 2.5, για το \mathbf{x} ισχύει ότι

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \end{bmatrix}^T$$

ενώ για το διάνυσμα κατεύθυνσης διάδοσης $\boldsymbol{\Omega}$ ότι

$$\boldsymbol{\Omega} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) \sin(\theta) & \sin(\varphi) \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}^T$$

Συνεπώς, το εσωτερικό γινόμενο δίνεται από

$$\langle \boldsymbol{\Omega}, \mathbf{x} \rangle = x_1 \cos(\varphi) \sin(\theta) + x_2 \sin(\varphi) \sin(\theta) + x_3 \cos(\theta) \quad (2.116)$$

Χρήση στοιχειοκεραιών τύπου ULA

Στην ειδική περίπτωση ομοιόμορφης γραμμικής χωρικής δειγματοληψίας, όπου χρησιμοποιούνται στοιχειοκεραίες τύπου ULA, είναι δυνατή η εκτίμηση της κατεύθυνσης άφιξης είτε στο αζιμούθιο είτε στο κατακόρυφο επίπεδο ανάλογα τον προσανατολισμό της κεραίας. Έστω ότι ο άξονας της στοιχειοκεραίας συμπίπτει με τον άξονα που ορίζει το μοναδιαίο διάνυσμα $[0, 1, 0]^T$ και οι κεραίες είναι τοποθετημένες σε διαστήματα απόστασης Δ . Θεωρώντας ότι όλα τα κύματα διαδίδονται στο οριζόντιο επίπεδο $\theta = \pi/2$, η κατεύθυνση διάδοσης $\boldsymbol{\Omega}$ εκφυλίζεται στην αζιμούθια γωνία διάδοσης φ και $\langle \boldsymbol{\Omega}, \mathbf{x} \rangle = x_2 \sin(\varphi)$.

Συνεπώς, σε $M_R \times M_T$ MIMO συστήματα με στοιχειοκεραίες ULA η χωρο-χρονομεταβλητή συνάρτηση μεταφοράς δίνεται ως εξής:

$$T(t, f, m_R, m_T) = \sum_{l=1}^L s_l e^{j2\pi\nu_l t} e^{-j2\pi\tau_l f} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} (m_R-1)\Delta_R \sin(\varphi_R)} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} (m_T-1)\Delta_T \sin(\varphi_T)} \quad (2.117)$$

όπου Δ_T, Δ_R οι αποστάσεις διαχωρισμού και m_T, m_R οι τάξεις των κεραιστοιχειών πομπού και δέκτη αντίστοιχα.

2.4.3.3 Γεωμετρικά στοχαστικά μοντέλα

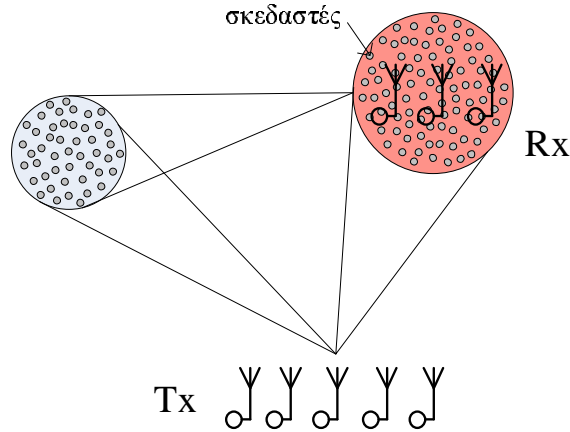
Στα γεωμετρικά στοχαστικά μοντέλα η αναπαράσταση του διαύλου επιτυγχάνεται με την υπέρθεση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών τα χαρακτηριστικά των οποίων είναι άμεσα συνδεδεμένα με την ακριβή γεωμετρική θέση των σχεδαστών στο χώρο του περιβάλλοντος διάδοσης.

Η διαφορά τους από τα παραμετρικά μοντέλα έγκειται στη στοχαστική τοποθέτηση των σχεδαστών στο χώρο του περιβάλλοντος διάδοσης ώστε αυτοί να ακολουθούν μια προκαθορισμένη σπ. Η θέση των σχεδαστών στο χώρο προκαλεί μορφές φασματικής πυκνότητας ισχύος σε όλα τα πεδία περιγραφής (v , τ , Ω_R και Ω_T), όμοιες με εκείνες που έχουν πειραματικά παρατηρηθεί. Η συγκεκριμένη δομή μοντέλου έχει προταθεί από πολλές ερευνητικές ομάδες για μία σειρά από περιβάλλοντα διάδοσης, και η βασική παράμετρος όλων και πηγή των διαφοροποιήσεων μεταξύ τους είναι η περιγραφή της τοποθέτησης των σχεδαστών στο χώρο. Στις περισσότερες των περιπτώσεων θεωρείται ότι οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες αλληλεπιδρούν στη διαδρομή τους από την κεραία του πομπού σε αυτή του δέκτη με ένα και μόνο σχεδαστή (single bounce scattering), αν και έχουν προταθεί μοντέλα με δύο σκεδάσεις (double bounce).

Ένα κύριο πλεονέκτημα των γεωμετρικών στοχαστικών μοντέλων είναι ότι η δομή τους επιτρέπει την αναπαράσταση πολλών φαινομένων, όπως π.χ. την χρονική μεταβολή του διαύλου, τις διαλείψεις μικρής και μεγάλης κλίμακας, με ιδιαίτερα απλό τρόπο μέσω της στοχαστικής περιγραφής της θέσης των σχεδαστών στο χώρο, της κίνησης τους, του πλήθους των ομάδων τους (clusters), της διάρκειας «ζωής» τους, της απόστασης τους από τα άκρα της ζεύξης, κ.α παραμέτρους του μοντέλου. Το πλήθος των παραμέτρων που χρειάζεται να οριστούν είναι σαφώς αυξημένο, σε σύγκριση π.χ. με τα αναλυτικά μοντέλα συσχέτισης, εντούτοις η απλότητα, η ακρίβεια, η γενικότητα και η συνάφεια τους με τους φυσικούς μηχανισμούς διάδοσης, είναι οι λόγοι για τους οποίους έχουν προσελκύσει το ενδιαφέρον τα τελευταία χρόνια στο ευρύτερο ερευνητικό αντικείμενο της μοντελοποίησης ραδιοδιαύλου.

Ένα από τα πιο διαδεδομένα γεωμετρικά στοχαστικά μοντέλα είναι αυτό που αναπτύχθηκε στα πλαίσια της ευρωπαϊκής ερευνητικής δράσης COST 259, το οποίο έχει γενική δομή που του δίνει τη δυνατότητα εφαρμογής σε πολυποίκιλια περιβάλλοντα διάδοσης. Το μοντέλο χρησιμοποιεί μια δομή με τρία επίπεδα παραμέτρων (παράμετροι περιβάλλοντος, γενικές παράμετροι και τοπικές παράμετροι) για τον ορισμό των συνθηκών διάδοσης και σκοπός του είναι ο προσδιορισμός της χωρομεταβλητής διπλοκατευθυντικής χροστικής απόκρισης $h(\mathbf{r}, \tau, \Omega_R, \Omega_T)$ διαύλου για ένα χρήστη που βρίσκεται στο διάλυσμα θέσης \mathbf{r} [25].

Το μοντέλο COST 259 χρησιμοποιήθηκε εκτεταμένα σε μελέτες συστημάτων SIMO/MISO αλλά χρειάζεται τροποποιήσεις για την εφαρμογή του σε αναλύσεις MIMO συστημάτων. Η πρώτη απόπειρα έγινε στο [26] όπου αναλύεται ένα γενικό μοντέλο MIMO καναλιού με δομή όμοια με αυτή του COST 259 αλλά με αναγκαίες επεκτάσεις ώστε να περιλαμβάνει φαινόμενα μονής σκέδασης στις κοντινές περιοχές πομπού και δέκτη, διπλής σκέδασης λόγω της επίδρασης επιπρόσθετων ομάδων σχεδαστών, κυματοδήγησης λόγω διάδοσης κατά μήκος δρόμων, περίθλασης λόγω διάδοσης πάνω από οροφές κτιρίων (roof edge diffraction) κλπ. . Επίσης, όμοια προσέγγιση για την γενική μοντελοποίηση του MIMO διαύλου ακολουθηθήκε στα πλαίσια της δράσης COST 273 (συνέχειας του COST 259) όπου εξετάστηκαν επιπλέον θέματα όπως το πλήθος ομάδων σχεδαστών, η μοντελοποίηση της επίδρασης μη διακρίσιμων πολυδιαδρομικών συνιστωσών που οφείλονται σε διάχυτες σκεδάσεις (diffuse scattering), κ.α. . Η πλήρης περιγραφή του μοντέλου δημοσιεύτηκε πρόσφατα στην αναφορά [27].



Σχήμα 2.16: Βασική αρχή λειτουργίας γεωμετρικών στοχαστικών μοντέλων

2.4.3.4 Μοντέλο κατανεμημένων σκεδαστών

Το μοντέλο κατανεμημένων σκεδαστών [28] είναι ένα από τα πρώτα μοντέλα MIMO διαύλου στενής ζώνης που παρουσιάστηκαν στη διεθνή βιβλιογραφία και λαμβάνει υπόψη του την επίδραση των σκεδαστών στη μαθηματική αναπαράσταση του MIMO πίνακα \mathbf{H} . Το μοντέλο θεωρεί ότι η διάδοση των επίπεδων κυμάτων μεταξύ των ULA στοιχειοκεραίων πομπού και δέκτη παρεμποδίζεται από S_{tot} το πλήθος σκεδαστών. Οι σκεδαστές μοντελοποιούνται ως ιδανικοί ομοιοκατευθυντικοί ανακλαστήρες και χωρικά εντοπίζονται στις κοντινές περιοχές του πομπού και του δέκτη. Ο προσδιορισμός της ακριβούς θέσης των σκεδαστών δεν είναι απαραίτητος αρκεί αυτοί να βρίσκονται σε αρκετή απόσταση από τις στοιχειοκεραίες ώστε να ισχύει η παραδοχή διάδοσης επίπεδων κυμάτων. Η χωρική τους τοποθέτηση περιγράφεται πλήρως από τις αποστάσεις D_t και D_r ως προς τον οριζόντιο άξονα καθώς και από τις γωνίες διασποράς θ_t και θ_r ως προς τη μεσοκάθετο των στοιχειοκεραίων πομπού και δέκτη αντίστοιχα (βλ. σχήμα 2.17). Επιπλέον, χρησιμοποιείται η παράμετρος θ_S για την περιγραφή της γωνιακής διασποράς των σκεδαστών του πομπού όπως είναι ορατή από τους σκεδαστές του δέκτη. Η χρήση κατευθυντικών στοιχειοκεραίων προβλέπεται από το συγκεκριμένο μοντέλο μέσω των τιμών που λαμβάνουν οι παράμετροι D_t , θ_t , D_r , θ_r .

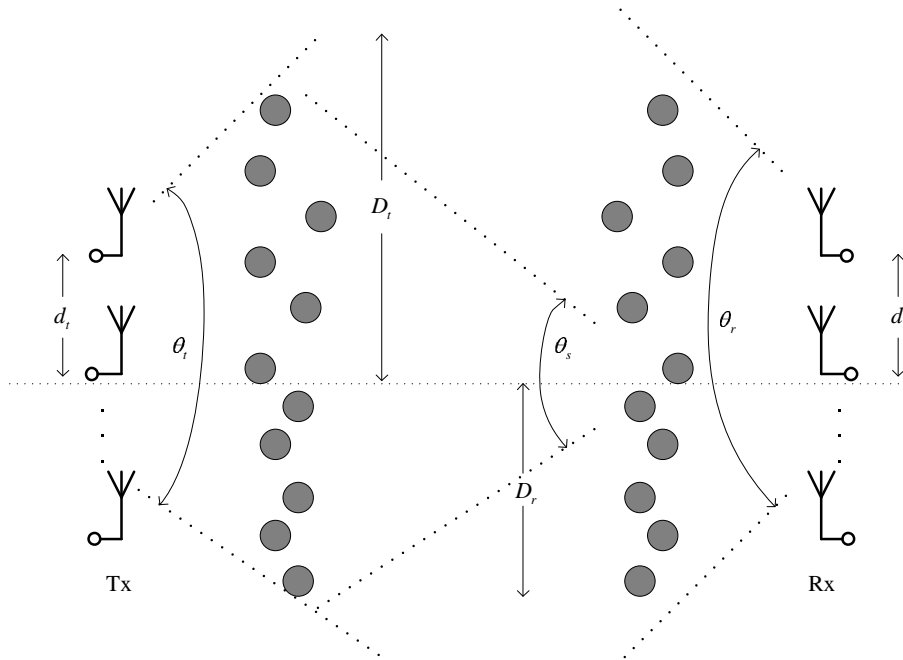
Η διάδοση των επίπεδων κυμάτων θεωρείται ότι συμβαίνει ως εξής: τα εκπεμπόμενα κύματα ανακλώνται ιδανικά από τους σκεδαστές πομπού και διαδίδονται προς τους ιδανικούς σκεδαστές του δέκτη που λειτουργούν ως μια εικονική στοιχειοκεραία με S το πλήθος στοιχεία και μέση απόσταση διαχωρισμού $2D_r/S$ η οποία επανεκπέμπει τα κύματα προς τις κεραίες του δέκτη. Ο MIMO πίνακας μοντελοποιείται ως το ακόλουθο γινόμενο πινάκων

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\sqrt{S}} \mathbf{R}_{\theta_r, d_r}^{1/2} \mathbf{G}_r \mathbf{R}_{\theta_s, 2D_r/S}^{1/2} \mathbf{G}_t \mathbf{R}_{\theta_t, d_t}^{T/2} \quad (2.118)$$

όπου \mathbf{G}_t , \mathbf{G}_r είναι $S \times M_T$, $M_R \times S$ πίνακες με i.i.d μιγαδικά στοιχεία που ακολουθούν την κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και μοναδιαία διασπορά. Οι πίνακες $\mathbf{R}_{\theta_t, d_t}$, $\mathbf{R}_{\theta_r, d_r}$, $\mathbf{R}_{\theta_s, 2D_r/S}$ είναι διαστάσεων $M_T \times M_T$, $M_R \times M_R$ και $S \times S$ αντίστοιχα και περιγράφουν την συσχέτιση στις στοιχειοκεραίες πομπού, δέκτη και στην εικονική στοιχειοκεραία των σκεδα-

στών του δέκτη αντίστοιχα.

Η ομοιότητα στη δομή του μοντέλου κατανεμημένων σκεδαστών με αυτή του μοντέλου Kronecker είναι εμφανής. Πράγματι, στο μοντέλο αυτό πίνακες με i.i.d στοιχεία αποκτούν τις επιθυμητές ιδιότητες συσχέτισης με εφαρμογή κατάλληλων πινάκων οι οποίοι συνδέονται άμεσα με τους πίνακες χωρικής συσχέτισης διαλείψεων στις εμπλεκόμενες στοιχειοκεραίες της ζεύξης. Η ένταξη του συγκεκριμένου μοντέλου στην κατηγορία των φυσικών έγκειται στο γεγονός ότι οι τιμές στους τρεις πίνακες συσχέτισης εξαρτώνται άμεσα από τα χωρικά χαρακτηριστικά των σκεδαστών του περιβάλλοντος διάδοσης. Επιπλέον, η ύπαρξη του πίνακα $\mathbf{R}_{\theta_s, 2D_r/S}$ δίνει τη δυνατότητα στο μοντέλο να περιγράψει την εξειδικευμένη περίπτωση διάδοσης όπου το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας του διαύλου είναι περιορισμένο ενώ ταυτόχρονα τα κεραιοστοιχεία πομπού και δέκτη είναι ασυσχέτιστα. Αυτή η περίπτωση διάδοσης, αν και δεν συναντάται πολύ συχνά στην πράξη, εντούτοις έχει πειραματικά εξακριβωθεί [29] και καλείται φαινόμενο κλειδαρότρυπας (keyhole effect). Η περιγραφή αυτού του φαινομένου δεν είναι δυνατό να επιτευχθεί με το αμιγώς στοχαστικό αναλυτικό μοντέλο Kronecker.



Σχήμα 2.17: Απεικόνιση του μοντέλου κατανεμημένων σκεδαστών

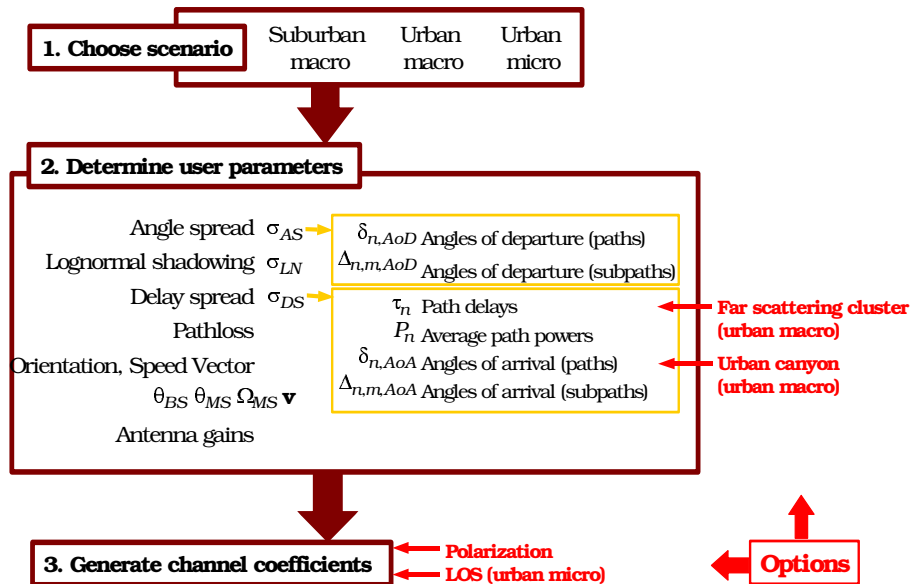
2.5 Η μοντελοποίηση MIMO του καναλιού σε οργανισμούς προτυποποίησης

2.5.1 Μοντέλο 3GPP SCM

Η χρήση της αρχιτεκτονικής MIMO ενσωματώθηκε στην προτυποποίηση κινητών συστημάτων επικοινωνιών 3ης γενιάς (3GPP/3GPP2) ως μία από τις τεχνικές της τεχνολογίας High Speed Downlink Packet Access (HSDPA). Η τεχνολογία HSDPA έχει σκοπό την παροχή υψηλών ρυθμών μετάδοσης στους χρήστες, μέχρι 10Mbps, μέσω ενός μοιραζόμενου

καναλιού κάτω ζεύξης (Downlink Shared Channel - DSCH). Για τις ανάγκες των μελετών προτυποποίησης αναπτύχθηκε στα πλαίσια των οργανισμών 3GPP/3GPP2 ένα απλό χωρικό μοντέλο MIMO διαύλου για εξωτερικούς χώρους ονομαζόμενο 3GPP Spatial Channel Model - (3GPP SCM).

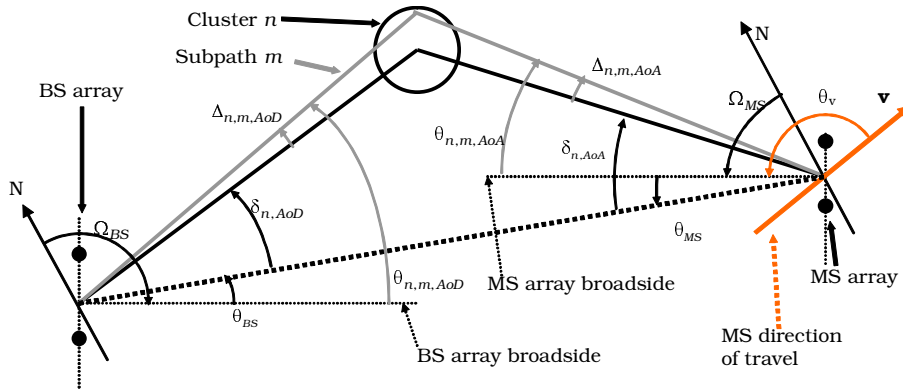
Το 3GPP SCM ακολουθεί την προσέγγιση μοντελοποίησης των γεωμετρικών στοχαστικών μοντέλων για την περιγραφή αστικών και ημιαστικών περιβαλλόντων διάδοσης σε μακρο- και μικροκυψέλες. Η διάδοση θεωρείται ότι επηρεάζεται από θ το πλήθος ομάδες σκεδαστών (clusters), όπου οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες που αντιστοιχούν σε κάθε ομάδα (subpaths) είναι 20 το πλήθος, όμοιας ισχύος αλλά μη διακρίσιμες μεταξύ τους. Η θέση των ομάδων επιλέγεται τυχαία στο χώρο ώστε να ικανοποιούν παραμέτρους προσομοίωσης για το μοντελοποιούμενο περιβάλλον όπως είναι η διασπορά γωνίας, η διασπορά καθυστέρησης και η λογαριθμοκανονική σκίαση. Η αρχιτεκτονική του μοντέλου απεικονίζεται γραφικά στο σχήμα 2.18. Στο μοντέλο υπολογίζεται η χρουστική απόκριση μεταξύ κεραιστοιχειών πομπού και δέκτη ως η υπέρθεση όλων των διαδιδόμενων πολυδιαδρομικών συνιστωσών σύμφωνα με το σενάριο διάδοσης που απεικονίζεται στο σχήμα 2.19. Η χρονομεταβλητότητα του διαύλου στο συγκεκριμένο μοντέλο εξασφαλίζεται από την κίνηση του κινητού σταθμού οπότε η ολίσθηση Doppler κάθε συνιστώσας εξαρτάται από τη σχετική γωνία μεταξύ της κατεύθυνσης πρόσπτωσης και του διανύσματος ταχύτητας με τρόπο όμοιο με αυτό που παρουσιάστηκε στην ενότητα 2.3.1.5. Ουσιαστικά, το αποτέλεσμα του μοντέλου είναι ο προσδιορισμός του χρονομεταβλητού πίνακα χρουστικής απόκρισης $\mathbf{H}(t, \tau)$, ενώ η λεπτομερής περιγραφή της διαδικασίας παραγωγής του δίνεται στην αναφορά [30].



Σχήμα 2.18: Διαδικασία μορφοποίησης μοντέλου MIMO διαύλου στο πρότυπο 3GPP

2.5.2 Μοντέλο IEEE802.11n

Η αρχιτεκτονική MIMO υιοθετήθηκε για εφαρμογή σε ασύρματα τοπικά δίκτυα (wireless local area networks - WLANs) ως μία από τις βασικές μεθόδους για την επίτευξη υψηλών ρυθμών



Σχήμα 2.19: Σενάριο πολυδιαδρομικής διάδοσης στο μοντέλο 3GPP SCM

μετάδοσης, αύξησης της ραδιοκάλυψης και βελτίωσης της αξιοπιστίας των ασύρματων ζεύξεων του δικτύου. Τα περιβάλλοντα εσωτερικών χώρων, όπου κυρίως χρησιμοποιούνται τέτοια δίκτυα, εμφανίζουν έντονα φαινόμενα σκέδασης που επιτρέπουν την επίτευξη υψηλών κερδών χωρικής πολυπλεξίας, ή αλλιώς αυξάνουν την δυνατή επιτυγχανόμενη χωρητικότητα διαύλου. Στα πλαίσια της ομάδας High Throughput Task Group της ομάδας προτυποποίησης IEEE 802.11n αναπτύχθηκε ένα μοντέλο MIMO ραδιοδιαύλου για διάφορα περιβάλλοντα εσωτερικών χώρων που συναντώνται σε γραφεία εργασίας, κατοικίες και μεγάλους εσωτερικούς χώρους (π.χ. αίθουσες αεροδρομίων, ξενοδοχείων, εκθεσιακών κέντρων κλπ.). Τα μοντέλα αυτά, που καλούνται TGN μοντέλα, αφορούν συχνότητες λειτουργίας περί τα 2 GHz και 5 GHz στις μη αδειοδοτούμενες ζώνες συχνοτήτων (unlicensed bands) με αυξημένο εύρος ζώνης 100 MHz. Τα TGN μοντέλα είναι 6 το πλήθος και η δομή τους βασίζεται σε ένα συνδυασμό της δομής του μοντέλου Kronecker και της παραδοχής της αλληλεπίδρασης των πολυδιαδρομικών συνιστωσών με ομάδες σκεδαστών οι οποίες περιγράφονται με στατιστικούς (και όχι γεωμετρικούς) όρους. Το πλήθος των ομάδων διαφέρει ανάλογα με το περιβάλλον από 2 ως 6 ενώ η καθυστέρηση άφιξης ισχύος από διαφορετικές ομάδες ακολουθεί κατανομή Poisson. Το μοντέλο προβλέπει εκθετική μείωση της λαμβανόμενης ισχύος λόγω των συνιστωσών που ανήκουν στην ίδια ομάδα καθώς επίσης και την δυνατότητα επικάλυψης διαφορετικών ομάδων (με όρους λαμβανόμενης ισχύος). Η κάθε ομάδα έχει τυχαία γωνιακά χαρακτηριστικά μέσης κατεύθυνσης αναχώρησης και άφιξης αλλά προκαλεί γωνιακή φασματική πυκνότητα ισχύος που ακολουθεί την λαπλασιανή κατανομή με τιμές γωνιακής διασποράς που ορίζεται από το κάθε μοντέλο. Η γωνιακή κατανομή της ισχύος καθορίζει και τις τιμές των πινάκων συμβαθιότητας πομπού και δέκτη που αντιστοιχούν σε κάθε ομάδα και χρησιμοποιούνται για την γέννηση συσχετισμένων στοιχείων των MIMO πινάκων σύμφωνα με το μοντέλο Kronecker. Τέλος, όσον αφορά την περιγραφή της χρονικής μεταβολής του διαύλου αυτή γίνεται με στατιστικό τρόπο μέσω του καθορισμού της φασματικής πυκνότητας ισχύος Doppler. Λεπτομερής περιγραφή των TGN μοντέλων δίνεται στην αναφορά [31].

□

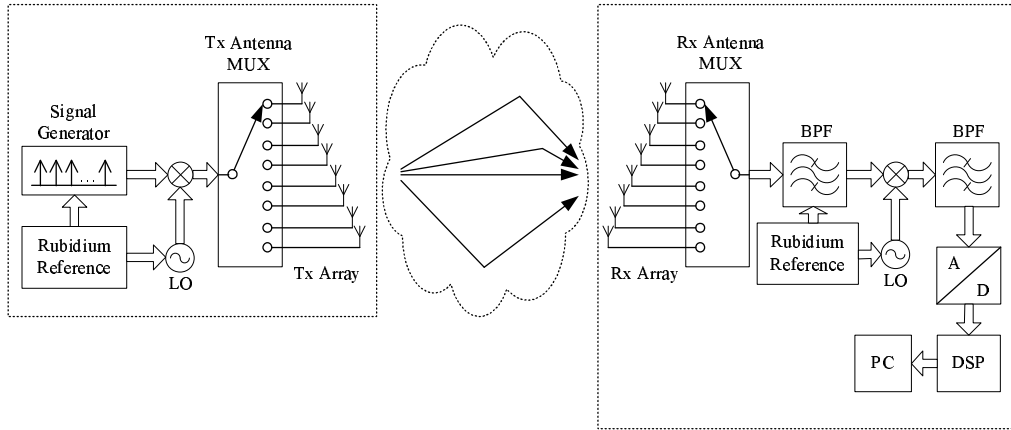
Κεφάλαιο 3

Ευρυζωνικές Μετρήσεις Πολυδιάστατου Χαρακτηρισμού Ραδιοδιαύλου

Ο πειραματικός πολυδιάστατος χαρακτηρισμός ραδιοδιαύλου απαιτεί την ταυτόχρονη μέτρηση του διαύλου στο πεδίο του χρόνου, της συχνότητας και του χώρου στις κοντινές περιοχές του πομπού και του δέκτη. Μετρήσεις αυτού του είδους πραγματοποιούνται με εξειδικευμένο εξοπλισμό που καλείται channel sounder. Στο κεφάλαιο αυτό, περιγράφεται η αρχή λειτουργίας του μετρητικού εξοπλισμού καθώς και τα χαρακτηριστικά των στοιχειοκεραιών μέτρησης. Επίσης, δίνεται η μεθοδολογία μέτρησης που ακολουθήθηκε και περιγράφονται τα περιβάλλοντα διάδοσης όπου εξετάστηκαν σενάρια σταθερών ευρυζωνικών ασύρματων ζεύξεων, κάθετης πόλωσης, που λειτουργούν στην κεντρική συχνότητα $f_c = 5.2\text{GHz}$.

3.1 Αρχή Λειτουργίας Μετρητικής Διάταξης

Για τις μετρήσεις χαρακτηρισμού καναλιού χρησιμοποιήθηκε ο εξοπλισμός RUSK ATM της εταιρείας MEDAV GmbH που επιτρέπει την μέτρηση της απόκρισης του ραδιοδιαύλου σε πολλαπλές διαστάσεις [32]. Η μετρητική διάταξη αποτελείται από τον πομπό, την κεραία εκπομπής, την κεραία λήψης, το δέκτη, τη μονάδα καταγραφής των πειραματικών δεδομένων και τις μονάδες συγχρονισμού. Η αρχή λειτουργίας του εξοπλισμού βασίζεται στη εκπομπή ενός περιοδικού πολυτονικού σήματος διέγερσης ενώ στο δέκτη πραγματοποιείται δειγματοληψία πραγματικού χρόνου και επεξεργασίας συσχέτισης. Η μονάδα καταγραφής δεδομένων στο δέκτη περιλαμβάνει διατάξεις ψηφιακής επεξεργασίας σήματος που επιτρέπουν την εκτίμηση των μιγαδικών δειγμάτων της απόκρισης καναλιού καθώς και την αποθήκευση τους σε πραγματικό χρόνο. Η μέτρηση του διαύλου γίνεται ακολουθιακά για κάθε δυνατό ζεύγος στοιχείων κεραίας πομπού και δέκτη. Το σύνολο των αποκρίσεων για όλα τα ζεύγη καλείται MIMO στιγμιότυπο (snapshot). Η ακολουθιακή μέτρηση επιτυγχάνεται με τη χρήση δύο γρηγορων μεταγωγέων RF που λειτουργούν συγχρονισμένα στα δύο άκρα. Ο αναγκαίος συγχρονισμός μεταξύ των μεταγωγέων πομπού και δέκτη εξασφαλίζεται με μια αρχική διαδικασία που



Σχήμα 3.1: Μπλοκ διάγραμμα αρχιτεκτονικής διάταξης μέτρησης ραδιοδιαύλου

προηγείται της καταγραφής μετρούμενων δεδομένων και διατηρείται στη συνέχεια καθ' όλη τη διάρκεια της μέτρησης με τη χρήση ταλαντωτών ρουβιδίου που διακρίνονται για την ακρίβεια τους. Η αρχιτεκτονική του RUSK ATM απεικονίζεται γραφικά στο διάγραμμα του σχήματος 3.1.

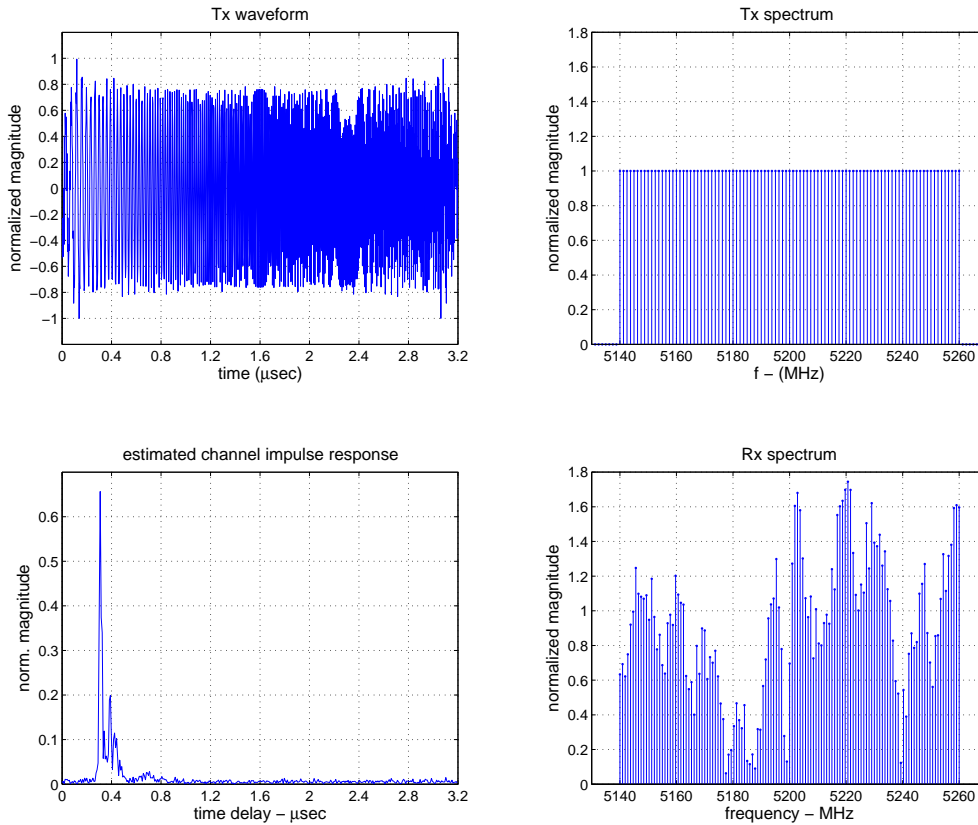
Το σήμα εκπομπής s , που χρησιμοποιείται για την διέγερση του ασύρματου διαύλου, είναι προκαθορισμένο με ιδιαίτερα χαρακτηριστικά γνωστά σε πομπό και δέκτη ώστε να είναι δυνατή η εκτίμηση της συνάρτησης μεταφοράς του διαύλου. Το σήμα διέγερσης είναι περιοδικό με τιμή περιόδου t_p αρκετά μεγάλη ώστε να αναγνωρίζονται οι αφικνούμενες πολυδιαδρομικές συιστώσες με αυξημένη καθυστέρηση διάδοσης, αλλά ταυτόχρονα αρκετά σύντομη ώστε να είναι δυνατή η παρατήρηση των χρονικών μεταβολών του καναλιού που γίνονται αντιληπτές στο δέκτη με τη μορφή ολίσθησης Doppler και γρήγορων διαλείψεων. Η μέγιστη μετρήσιμη καθυστέρηση διάδοσης τ_{max} ορίζει και την περίοδο του s , δηλ. $t_p = \tau_{max}$. Το φασματικό περιεχόμενο του s είναι εν γένει διακριτό ενώ η μορφή του είναι πολυτονική στο εύρος ζώνης μέτρησης $BW_{meas} = 120$ MHz. Ουσιαστικά, το πολυτονικό σήμα διέγερσης ορίζεται από τους συντελεστές Fourier $S(kf_0)$

$$s(nt_0) = \sum_{k=0}^{M_f-1} S(kf_0) \cdot e^{j2\pi kn/M_f} \quad (3.1)$$

με $t_p = 1/f_0 = M_f \cdot t_0$, όπου f_0 η συχνοτική απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών τόνων και M_f το πλήθος τους. Η αντίστοιχη κυματομορφή στο πεδίο του χρόνου $s(nt_0)$ αποθηκεύεται στην RAM της γεννήτριας κυματομορφών του πομπού. Κατά τη διαδικασία εκπομπής, τα δείγματα του $s(nt_0)$ οδηγούνται σε ένα 10 bit D/A μετατροπέα με ρυθμό 320 MHz του οποίου η έξοδος παράγεται απευθείας στην IF βαθμίδα και στη συνέχεια οδηγείται στην RF βαθμίδα και εκπέμπεται περιοδικά. Οι φάσεις και τα πλάτη των συντελεστών $S(kf_0)$ επιλέγονται ώστε να βελτιστοποιείται η επίδοση του συστήματος. Ειδικότερα, τα πλάτη των $S(kf_0)$ επιλέγονται ώστε η φασματική πυκνότητα ισχύος του εκπεμπόμενου σήματος να είναι ομοιόμορφη ενώ οι φάσεις ώστε να εξασφαλίζεται χαμηλή τιμή του παράγοντα κυματισμού c_f (crest factor) του σήματος [33]. Γενικά, χαμηλές τιμές του c_f αυξάνουν το λαμβανόμενο σηματοθροβικό λόγο

Κεφάλαιο 3. Ευρυζωνικές Μετρήσεις Πολυδιάστατου Χαρακτηρισμού Ραδιοδιαύλου

για δοσμένη ισχύ εκπομπής και στον RUSK ATM το σήμα διέγερσης έχει $c_f \approx 2$. Η μικρή τιμή του S_f εξασφαλίζει ότι η περίοδος του λαμβανόμενου σήματος $y(t, nt_0)$ είναι σχεδόν ίδια με αυτή του σήματος διέγερσης οπότε το φασματικό του περιεχόμενο μπορεί να υπολογιστεί με χρήση του γρήγορου μετασχηματισμού Fourier (fast Fourier transform - FFT). Όταν υπάρχει πολυδιαδρομική διάδοση, το ομοιόμορφο φάσμα του σήματος διέγερσης μορφοποιείται λόγω των επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα διαλείψεων, όπως είναι φανερό στο σχήμα 3.2.



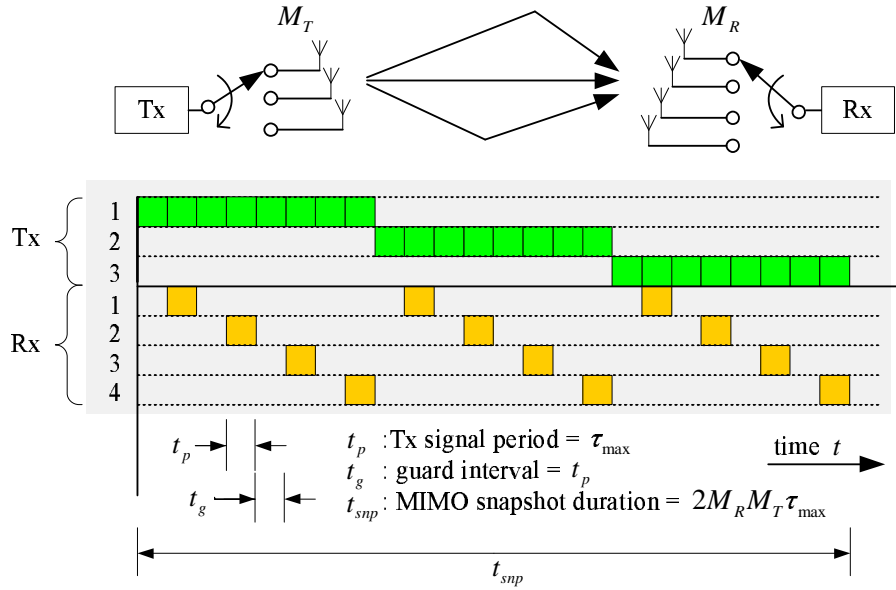
Σχήμα 3.2: Σήμα διέγερσης στα πεδία του χρόνου και της συχνότητας (πάνω), εκτιμώμενη κρουστική απόκριση και φάσμα λαμβανόμενου σήματος (κάτω)

Η εκτίμηση της χρονομεταβλητής συνάρτησης μεταφοράς του διαύλου υπολογίζεται από την ετεροσυσχέτιση της εισόδου εξόδου, σύμφωνα με

$$T(t, kf_0) = \frac{Y(t, kf_0)S(kf_0)^*}{|S(kf_0)|^2} = \frac{Y(t, kf_0)}{S(kf_0)} \quad (3.2)$$

Η διασπορά της εκτίμησης είναι όσο το δυνατό μικρότερη δεδομένου ότι το σήμα διέγερσης έχει επίπεδο φάσμα και τα φαινόμενα διαρροής αποφεύγονται λόγω της χρήσης μίας μόνο περιόδου σήματος. Επομένως, η διασπορά της εκτίμησης εξαρτάται μόνο από το σηματοθορυβικό λόγο του λαμβανόμενου σήματος.

Η τεχνική μέτρησης με γρήγορη μεταγωγή στοιχείων κεραίας επιτρέπει στο RUSK ATM να έχει αρχιτεκτονική μονού καναλιού με μία RF αλυσίδα σε πομπό και δέκτη, ένα μετατροπέα

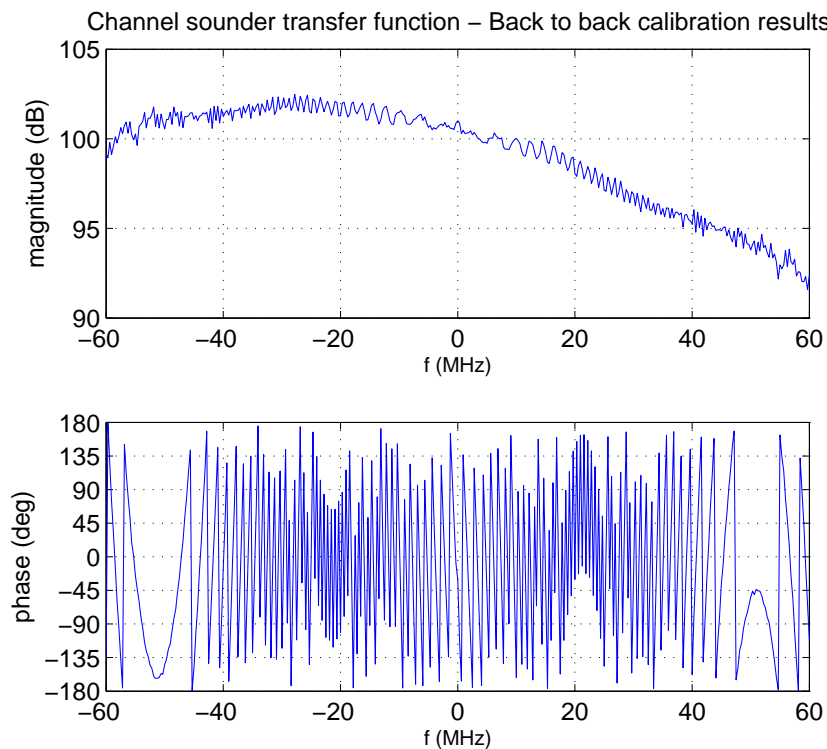


Σχήμα 3.3: Διάγραμμα χρονισμού μεταγωγής κεραιοστοιχείων του RUSK ATM

A/D και μία μονάδα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος στο δέκτη. Η λειτουργία αυτή είναι θεωρητικά επιτρεπτή για τη μέτρηση της απόκρισης ενός γραμμικού χρονικά μεταβαλλόμενου συστήματος, όπως είναι ο ραδιοδιάυλος, μόνο όταν το σύστημα χαρακτηρίζεται από υποδιασπορά (underspread), δηλ. ο παράγοντας διασποράς είναι πολύ μικρότερος της μονάδας. Γενικά, ο παράγοντας διασποράς S_f ορίζεται ως το γινόμενο $S_f = \tau_{max} \cdot B_{max}$ και για τυπικούς ραδιοδιαύλους έχει τιμή μικρότερη του 1%. Το γεγονός αυτό επιτρέπει την εισαγωγή μεγάλων κενών διαστημάτων μεταξύ της καταγραφής δυο διαδοχικών MIMO στιγμιοτύπων, χωρίς να επηρεάζεται η απαίτηση για δειγματοληψία που θα επιτρέψει την παρατήρηση των γρήγορων διαλείψεων. Επιπλέον, για να αποφευχθούν πιθανές ανακρίβειες που οφείλονται σε μεταβατικά φαινόμενα τα οποία εμφανίζονται κατά τη μεταγωγή, εισάγεται ένα χρονικό διάστημα ασφαλείας (guard interval) $t_g = t_p$ μεταξύ δύο διαδοχικών περιόδων του σήματος εκπομπής. Η μεταγωγή γίνεται ώστε για κάθε κεραιοστοιχείο εκπομπής να επιλέγονται όλα τα κεραιοστοιχεία λήψης [34]. Το διάγραμμα χρονισμού μεταγωγής απεικονίζεται στο σχήμα 3.3 για ένα υποθετικό σύστημα με 3 κεραιοστοιχεία πομπού και 4 κεραιοστοιχεία δέκτη. Είναι φανερό ότι γενικά η συνολική διάρκεια μέτρησης ενός MIMO στιγμιοτύπου είναι $t_s = 2M_T M_R \tau_{max}$.

Το ιδανικά επίπεδο φάσμα του σήματος διέγερσης αλλοιώνεται από το μετρητικό σύστημα λόγω των συναρτήσεων μεταφοράς των φίλτρων στους άνω και κάτω μετατροπείς του πομπού και του δέκτη. Επιπλέον, οι μη γραμμικές παραμορφώσεις που εισάγονται από τον ενισχυτή ισχύος του πομπού οδηγούν σε εντός ζώνης παραμορφώσεις και εκτός ζώνης φασματική ανάπλαση (spectral re-growth). Για την αποφυγή λαθών στην εκτίμηση της $T(t, k, f_0)$ πραγματοποιείται back-to-back μέτρηση βαθμονόμησης (back to back calibration measurement) για τον προσδιορισμό της απόκρισης του μετρητικού εξοπλισμού. Στη μέτρηση αυτή ο ραδιοδιάυλος αντικαθιστάται από ένα εξασθενητή με καθορισμένα χαρακτηριστικά και το αποτέλεσμα $S_{bb}(k, f_0)$ εφαρμόζεται ως απόκριση αναφοράς στην εξ. (3.2), δηλ $S(k, f_0) = S_{bb}(k, f_0)$.

Σημειώνεται ότι, η αρχιτεκτονική μονής αλυσίδας του RUSK ATM, παρακάμπτει τα προβλή-



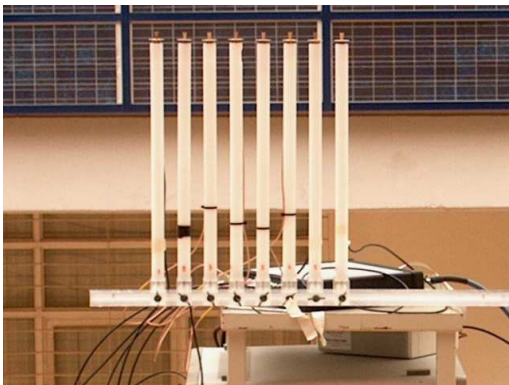
Σχήμα 3.4: Απόκριση συστήματος μέτρησης RUSK ATM (αποτέλεσμα νωτεπίνωτης μέτρησης βαθμονόμησης)

ματα που θα οφείλονταν στη χρήση πολλών πρακτικά μη όμοιων αλυσίδων. Ο θόρυβος φάσης, που γενικά αποτελεί πρόβλημα σε μετρητικές διατάξεις του είδους, βρίσκεται σε χαμηλά επίπεδα στο RUSK ATM λόγω της προσεκτικής σχεδίασης των PLL και VCO. Περισσότερα όμως σφάλματα μέτρησης μπορούν να προκληθούν από τις όποιες ατέλειες των στοιχειοκεραίων που χρησιμοποιήθηκαν στη μέτρηση. Στην επόμενη ενότητα, παρουσιάζονται οι στοιχειοκεραίες του πομπού και του δέκτη.

3.2 Στοιχειοκεραίες Μετρητικής Διάταξης

Η αναγνώριση των χαρακτηριστικών κατεύθυνσης διάδοσης των πολυδιαδρομικών συνιστωσών του ραδιοδιαύλου απαιτεί την δειγματοληψία στο πεδίο του χώρου και στα δύο άκρα της MIMO ζεύξης. Τα χαρακτηριστικά των κεραιοστοιχείων μέτρησης και η γεωμετρία τους επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό την αλγοριθμική επεξεργασία των δεδομένων για τον προσδιορισμό των χαρακτηριστικών κατεύθυνσης. Όμως, οι πρακτικές στοιχειοκεραίες, με την αναγκαία μικρή απόσταση διαχωρισμού των κεραιοστοιχείων, εμφανίζουν φαινόμενα αμοιβαίας επαγωγής (mutual coupling) που επηρεάζουν το διάγραμμα ακτινοβολίας των στοιχείων τους. Επιπλέον, τα άνισα μήκη των γραμμών τροφοδοσίας των κεραιοστοιχείων προκαλούν αναντιστοιχία πλάτους και φάσης στις αποκρίσεις τους. Το σύνολο αυτών των επιδράσεων μπορεί να προκαλέσει μη αποδεκτές λανθασμένες εκτιμήσεις κατεύθυνσης διάδοσης οπότε είναι απαραίτητη η αντιστάθμισή τους μέσω μετρήσεων βαθμονόμησης στοιχειοκεραίων.

Στις πειραματικές μετρήσεις χρησιμοποιήθηκαν ομοιόμορφες γραμμικές στοιχειοκεραίες (uniform linear arrays - ULAs) με 8 στοιχεία και στα δύο άκρα. Στον πομπό, 8 ομοιοκατευθυντικά δικωνικά στοιχεία, με κάθετη πόλωση και κεντρική συχνότητα λειτουργίας 5.2 GHz, τοποθετήθηκαν σε ισαπέχοντα διαστήματα πάνω σε ένα άξονα ώστε να σχηματίζουν ένα ULA. Για τη στήριξη των δικωνικών κεραιών κατασκευάστηκε μία διάταξη από πλαστικό υλικό (plexiglass) που επέτρεπε το σχηματισμό ULAs με μεταβλητό διάστημα απόστασης γειτονικών στοιχείων. Συγκεκριμένα, οι μετρήσεις σε όλες τις τοποθεσίες πραγματοποιήθηκαν για 9 διαφορετικούς σχηματισμούς ULAs στον πομπό με τις αποστάσεις μεταξύ διαδοχικών στοιχείων να είναι 0.5λ, 0.75λ, 1.0λ, 1.25λ, 1.5λ, 1.75λ, 2.0λ, 2.5λ και 3.0λ. Από την άλλη πλευρά, στο δέκτη χρησιμοποιήθηκε μια ομοιόμορφη γραμμική στοιχειοκεραία με 8 ενεργά στοιχεία και 2 επιπλέον τερματισμένα παθητικά στοιχεία στις άκρες. Κάθε στοιχείο ήταν δίπολο $\lambda/2$ με κάθετη πόλωση και κεντρική συχνότητα λειτουργίας 5.2 GHz, ενώ η απόσταση διαχωρισμού ήταν σταθερή και ίση με 0.4λ. Το εύρος 3 dB του διαγράμματος ακτινοβολίας ήταν 120° . Η διάταξη στοιχειοκεραίας του δέκτη ενσωμάτων το γρήγορο μεταγωγέα RF και στην έξοδο αυτού τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου (low noise amplifier - LNA). Τα τερματισμένα δίπολα στα άκρα της στοιχειοκεραίας του δέκτη εξασφάλιζαν όμοιες συνθήκες αμοιβαίας επαγωγής για κάθε στοιχείο. Οι στοιχειοκεραίες του πομπού και του δέκτη απεικονίζονται στο σχήμα 3.5.



Σχήμα 3.5: Ομοιόμορφες γραμμικές στοιχειοκεραίες πομπού (αριστερά) και δέκτη (δεξιά)

3.2.1 Βαθμονόμηση στοιχειοκεραιών

Η στοιχειοκεραία του δέκτη ήταν βαθμονομημένη για την αντιστάθμιση των όποιων ατελειών κατασκευής, διαφορών στο κέντρο φάσης, ανοχών στις αποστάσεις των στοιχείων και της αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ τους. Τα αποτελέσματα της βαθμονόμησης βρισκόνταν αποθηκευμένα σε ηλεκτρονική μορφή στη μονάδα επεξεργασίας του δέκτη και εφαρμόζονταν ως παράγοντας διόρθωσης σε πραγματικό χρόνο απευθείας στα μετρούμενα δεδομένα κατά τη διαδικασία εκτίμησης της απόκρισης του διαύλου.

Αντίθετα, η στοιχειοκεραία του πομπού σχηματίστηκε από οκτώ όμοια στοιχεία οπότε η διεξαγωγή μετρήσεων βαθμονόμησης ήταν απαραίτητη για την μείωση των συστηματικών σφαλμάτων μέτρησης που οφείλονται σε αυτή. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν χρησιμοποιώντας τον

RUSK ATM, ακολουθώντας τη μέθοδο που περιγράφεται στην αναφορά [35], στον ανηχοϊκό θάλαμο της INTPAKOM A.E. (βλ. σχήμα 3.6). Το αποτέλεσμα των μετρήσεων βαθμονόμησης είναι ένας διορθωτικός πίνακας \mathbf{C} ο οποίος υπολογίζεται ώστε να ελαχιστοποιείται το λάθος στην εκτίμηση της γωνίας αναχώρησης του ηλεκτρομαγνητικού κύματος από την στοιχειοκεραία του πομπού, με εφαρμογή του αλγορίθμου ESPRIT ο οποίος έχει αυξημένη διακριτική ικανότητα. Η ακριβής διαδικασία μέτρησης βαθμονόμησης ομοιόμορφης γραμμικής στοιχειοκεραίας καθώς και η μεθοδολογία προσδιορισμού του \mathbf{C} περιγράφεται αναλυτικά στο παράρτημα Α. Ο πίνακας διόρθωσης \mathbf{C} υπολογίστηκε χωριστά για κάθε μια από τις εννέα στοιχειοκεραίες που χρησιμοποιήθηκαν στον πομπό ενώ η εφαρμογή του στα πειραματικά δεδομένα γίνονταν κατά τη διάρκεια της μέτρησης.



Σχήμα 3.6: Μέτρηση βαθμονόμησης στοιχειοκεραίας πομπού

3.3 Μεθοδολογία Μετρήσεων

Οι μετρήσεις MIMO ραδιοδιαύλου πραγματοποιήθηκαν στην κεντρική συχνότητα $f_c = 5.2$ GHz, που ανήκει στη διεθνώς μη-αδειοδοτούμενη ζώνη συχνοτήτων ISM, ενώ το εύρος ζώνης μέτρησης ήταν $BW_{meas} = 120$ MHz. Η τιμή του BW_{meas} είναι μεγαλύτερη από το εύρος ζώνης λειτουργίας των εμπορικών ασύρματων συστημάτων προσωπικών επικοινωνιών που λειτουργούν στην συγκεκριμένη περιοχή συχνοτήτων (όπως π.χ IEEE 802.11n, κλπ). Συνεπώς, είναι δυνατός ο προσδιορισμός των χαρακτηριστικών καθυστέρησης διάδοσης του διαύλου με διακριτικότητα μεγαλύτερη από αυτή των πραγματικών συστημάτων, ακόμη και με απλή χρήση του μετασχηματισμού Fourier.

Η διαδικασία μέτρησης που ακολουθήθηκε αναλύεται στα ακόλουθα βήματα [36]:

Βήμα 1: Διαγνωστικές δοκιμές

Ο RUSK ATM είναι εφοδιασμένος με ένα σύνολο από ενσωματωμένες λειτουργίες / ελέγχους διάγνωσης καλής λειτουργίας, οι οποίες εκτελούνταν με την έναρξη λειτουργίας του εξοπλισμού για ανίχνευση πιθανών λαθών .

Βήμα 2: Back to back μέτρηση βαθμονόμησης συστήματος

Πριν την έναρξη διεξαγωγής των μετρήσεων, εκτελούνταν η back-to-back μέτρηση βαθμονόμησης, για τον προσδιορισμό της απόκρισης του μετρητικού συστήματος. Επιπλέον, ελέγχονταν και ρυθμίζονταν ο συγχρονισμός των ταλαντωτών ρουβιδίου που λειτουργούσαν ως αναφορά συγχρονισμού του πομπού και του δέκτη.

Βήμα 3: Ορισμός παραμέτρων σήματος διέγερσης

Στο στάδιο αυτό ορίζονταν οι παράμετροι του περιοδικού σήματος διέγερσης, δηλ. η ισχύς εκπομπής, η κεντρική συχνότητα εκπομπής, το εύρος ζώνης, η περίοδος, οπότε προσδιορίζονταν και χαρακτηριστικά όπως το πλήθος των τόνων, η συχνοτική τους απόσταση και η διακριτικότητα στο πεδίο της καθυστέρησης διάδοσης. Σε όλες τις μετρήσεις χρησιμοποιήθηκαν κοινές παράμετροι σήματος διέγερσης οι οποίες δίνονται στον πίνακα 3.1.

Πίνακας 3.1: Παράμετροι σήματος διέγερσης

ισχύς εκπομπής	27 dBm
κεντρική συχνότητα f_c	5.2 GHz
εύρος ζώνης μέτρησης BW_{meas}	120 MHz
περίοδος t_p	3.2 μ sec
πλήθος τόνων M_f	385
απόσταση διαδοχικών τόνων f_0	312.5 kHz

Βήμα 4: Ορισμός παραμέτρων στοιχειοκεραιών

Στο συγκεκριμένο βήμα ορίζονταν οι παράμετροι των στοιχειοκεραιών πομπού και δέκτη, όπως είναι το πλήθος των στοιχείων τους, η γεωμετρία τους, και τα αρχεία με τους πίνακες διόρθωσης που προέκυψαν από τις μετρήσεις βαθμονόμησης. Επίσης, σχηματίζονταν ένας πίνακας πολυπλεξίας που όριζε τις ακολουθίες RF μεταγωγής σε πομπό και δέκτη.

Βήμα 5: Ορισμός παραμέτρων μέτρησης

Σε αυτή τη φάση προετοιμασίας της μέτρησης καθορίζονταν οι παράμετροι καταγραφής των πειραματικών δεδομένων στο δέκτη. Όλες οι μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν ήταν στατικές, δηλ. οι θέσεις του πομπού και του δέκτη παρέμεναν αμετάβλητες σε όλη τη διάρκεια της μέτρησης. Η περίοδος μέτρησης ενός MIMO στιγμιοτύπου ήταν $t_{snp} = 9.216 \text{ msec}$ ενώ το πλήθος των στιγμιοτύπων που καταγράφηκαν για κάθε μέτρηση ήταν $N_s = 512$. Η συγκεκριμένη επιλογή παραμέτρων επέτρεπε την μέτρηση μέγιστης ολίσθησης Doppler ίσης με $v_{max} \simeq \pm 54 \text{ Hz}$, τιμή ικανοποιητική για το στατικό χαρακτήρα των μετρήσεων.

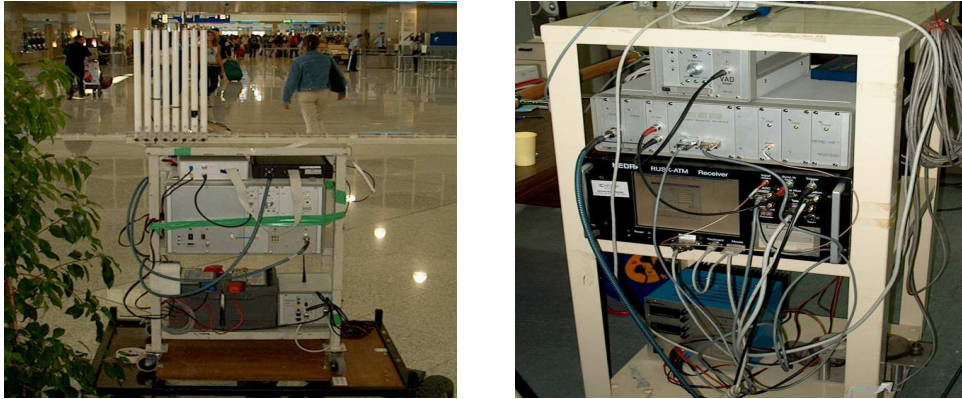
Βήμα 6: Καταγραφή μετρούμενων δεδομένων

Με τη συμπλήρωση των παραπάνω βημάτων ξεκινούσε η καταγραφή των πειραματικών δεδομένων. Η συνολική διάρκεια κάθε μέτρησης ήταν περίπου $T_{meas} \simeq 4.72 \text{ sec}$. Σε κάθε θέση μέτρησης, εξετάζονταν εννέα διαφορετικές διαρθρώσεις ομοιόμορφων

Κεφάλαιο 3. Ευρυζωνικές Μετρήσεις Πολυδιάστατου Χαρακτηρισμού Ραδιοδιαύλου

γραμμικών στοιχειοκεραίων στον πομπό. Μετά από κάθε αλλαγή διάρθρωσης κεραίας επαναλαμβάνονταν τα βήματα 4-6 για την εκτέλεση της επόμενης μέτρησης.

Οι διατάξεις του πομπού και του δέκτη απεικονίζονται στο σχήμα 3.7 ενώ τα βασικά χαρακτηριστικά του συστήματος μέτρησης παρουσιάζονται συνοπτικά στον πίνακα 3.2.



Σχήμα 3.7: Ο πομπός (αριστερά) και ο δέκτης (δεξιά) της μετρητικής διάταξης RUSK ATM

Πίνακας 3.2: Πληροφορίες μετρήσεων ραδιοδιαύλου

		MEDAV RUSK ATM	
Εξοπλισμός		Κεντρική συχνότητα f_c Εύρος ζώνης BW_{meas} Μετρούμενη Συνάρτηση	5.2GHz 120MHz Συνάρτηση μεταφοράς ανα SISO δίαυλο
Πομπός	Κεραία	Χρήση Σχηματισμός Κεραιοστοιχείο Πληθος στοιχείων Απόσταση διαχωρισμού Πόλωση Διάγραμμα ακτινοβολίας Εύρος 3dB κύριου λοβού ακτινοβολίας	στατικός ULA δικωνικό 8 0.5λ ... 3.0λ κάθετη ομοιοκατευθυντικό -
Δέκτης	Κεραία	Χρήση Σχηματισμός Κεραιοστοιχείο Πληθος στοιχείων Απόσταση διαχωρισμού Πόλωση Διάγραμμα ακτινοβολίας Εύρος 3dB κύριου λοβού ακτινοβολίας	στατικός ULA δίπολο λ/2 8 ενεργά, 2 παθητικά 0.4λ κάθετη κατευθυντικό 120°
Πειραματικά δεδομένα	Διακριτική ικανότητα	Χρονικό διάστημα δειγματοληψίας Διάρκεια μέτρησης Πλήθος στιγμιότυπων μέγιστη καθυστέρηση διάδοσης πεδίο καθυστέρησης διάδοσης πεδίο συχνότητας	9.216msec 4.7sec 512 3.2μsec 8.3nsec 312.5kHz



Σχήμα 3.8: Αποστασιόμετρο laser της εταιρείας Leica

3.4 Μετρηθέντα Περιβάλλοντα Διάδοσης

Το σύνολο των πειραματικών δεδομένων που καταγράφηκαν αντιστοιχούν σε σενάρια διάδοσης εξωτερικών χώρων με σταθερές θέσεις πομπού και δέκτη και με συνθήκες οπτικής επαφής μεταξύ τους. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν σε δύο τοποθεσίες στην πόλη της Αθήνας (στην λεωφόρο Συγγρού και στην οδό Τσιμισκή στο κέντρο της πόλης), στην Πολυτεχνειούπολη Ζωγράφου και στις εγκαταστάσεις της εταιρείας INTPAKOM A.E. Οι μετρήσεις διακρίνονται σε τρεις κατηγορίες με κριτήριο τις θέσεις πομπού - δέκτη :

1. μετρήσεις δρόμου - οροφής (λεωφ. Συγγρού)
2. μετρήσεις οροφής - οροφής (Πολυτεχνειούπολη, INTPAKOM)
3. μετρήσεις δρόμου - δρόμου (οδός Τσιμισκή)

Ακολουθεί σύντομη περιγραφή των περιβαλλόντων διάδοσης της κάθε κατηγορίας, ενώ συνοπτικές πληροφορίες για τις μετρήσεις σε κάθε θέση δίνονται στον πίνακα 3.3. Σημειώνεται ότι ο προσδιορισμός της απόστασης διαχωρισμού πομπού-δέκτη σε κάθε θέση μέτρησης πραγματοποιήθηκε χρησιμοποιώντας με laser αποστασιόμετρο το οποίο προσέφερε ακρίβεια μέτρησης $\pm 0.25\text{m}$ (βλ. σχήμα 3.8).

3.4.1 Μετρήσεις δρόμου - οροφής

Οι μετρήσεις στη λεωφόρο Συγγρού πραγματοποιήθηκαν με τον πομπό τοποθετημένο στο επίπεδο του δρόμου, σε ύψος 1.75m από το έδαφος, και το δέκτη τοποθετημένο στην ταράτσα ενός κτιρίου στην απέναντι πλευρά της λεωφόρου (Ελφίνκο Α.Ε) σε ύψος 10.95m από το έδαφος. Το περιβάλλον χαρακτηρίζεται ως αστικό και έχει τυπικά πολυόροφα κτίρια επιχειρήσεων κατα μήκος του δρόμου. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν σε 7 συνολικά διαφορετικές θέσεις πομπού, με 9 σχηματισμούς ULA στον πομπό για κάθε θέση. Ανάλυση και επεξεργασία των πειραματικών δεδομένων πραγματοποιήθηκε μόνο για τις θέσεις 4-7, που επιλέχθηκαν λόγω του ικανοποιητικού σηματοθορυβικού λόγου μέτρησης SNR_{meas} . Οι αποστάσεις διαχωρισμού

Κεφάλαιο 3. Ευρυζωνικές Μετρήσεις Πολυδιάστατου Χαρακτηρισμού Ραδιοδιαύλου

Πίνακας 3.3: Πληροφορίες θέσεων μέτρησης

Κατηγορία	Τοποθεσία	Θέση Πομπού	Θέση Δέκτη	d_{Tx-Rx}	SNR_{meas}
δρόμου - οροφής	λεωφ. Συγγρού	Θέση 4 (Tx Pos 4)	Ελφίνκο Α.Ε, οροφή	235 m	23.6 dB
		Θέση 5 (Tx Pos 5)		190 m	30 dB
		Θέση 6 (Tx Pos 6)		115 m	34.3 dB
		Θέση 7 (Tx Pos 7)		200 m	29 dB
οροφής - οροφής	ΕΜΠ	Κτίριο Χημικών Μηχανικών, οροφή θέση 1 (CE Pos 1)	Κτίριο Ηλεκτρολόγων Μηχανικών, οροφή	210 m	26.6 dB
		Κτίριο Χημικών Μηχανικών, οροφή θέση 2 (CE Pos 2)		55 m	33.4 dB
		Κτίριο Β, Γενικές Έδρες, οροφή (GE)		180 m	29 dB
	INTRAKOM	Κτίριο Α1, οροφή	Κτίριο Α3, οροφή	116 m	29.5 dB
δρόμου - δρόμου	οδός Τσιμισκή	Θέση 1 (Tx Pos 1), γωνία με οδό Νικ. Ουρανού	γωνία Τσιμισκή-Δαφνομήλη	50 m	27.1 dB
		Θέση 2 (Tx Pos 2), γωνία με οδό Ασκληπιού		85 m	25.4 dB
		Θέση 3 (Tx Pos 3), γωνία με οδό Ιπποκράτους		150 m	22.3 dB
		Θέση 4 (Tx Pos 4), γωνία με οδό Μαυρομυχάλη		205 m	20.4 dB

πομπού - δέκτη d_{Tx-Rx} που εξετάστηκαν είχαν τιμές μικρότερες από 250m οπότε το μετρούμενο περιβάλλον αντιστοιχεί σε μικροκυψέλη. Ενδεικτικές φωτογραφίες των μετρήσεων στην λεωφ. Συγγρού δίνονται στα σχήματα 3.9 και 3.10.



Σχήμα 3.9: Το περιβάλλον μέτρησης στη λεωφόρο Συγγρού όπως φαίνεται από τον πομπό που βρίσκεται στο επίπεδο του δρόμου (αριστερά) και τον δέκτη (δεξιά) τοποθετημένο στην ταράτσα της Ελφινκο Α.Ε



Σχήμα 3.10: Θέσεις μέτρησης δρόμου-οροφής στην λεωφ. Συγγρού, στην Αθήνα

3.4.2 Μετρήσεις οροφής - οροφής

Οι μετρήσεις οροφής - οροφής πραγματοποιήθηκαν κυρίως στην Πολυτεχνειούπολη Ζωγράφου, όπου ο δέκτης τοποθετήθηκε στην ταράτσα του κτιρίου Ηλεκτρολόγων Μηχανικών, σε ύψος 15m από το έδαφος. Ο πομπός τοποθετήθηκε σε δύο θέσεις στην ταράτσα του κτιρίου Χημικών Μηχανικών και σε μία θέση στην ταράτσα του κτιρίου Β των Γενικών Εδρών. Σε όλες τις θέσεις υπήρχαν συνθήκες οπτικής επαφής και εξετάστηκαν 9 σχηματισμοί ULA στην στοιχειοκεραία του πομπού. Επιπλέον, μετρήσεις αυτής της κατηγορίας πραγματοποιήθηκαν και στις εγκαταστάσεις της INTPAKOM A.E στην Παιανία Αττικής. Ο πομπός και ο δέκτης τοποθετήθηκαν στις οροφές των κτιρίων A1 και A3 αντίστοιχα σε ύψος 12m από το έδαφος ενώ η μεταξύ τους απόσταση ήταν 116m. Ενδεικτικές φωτογραφίες των μετρήσεων οροφής - οροφής δίνονται στα σχήματα 3.11 και 3.12.



Σχήμα 3.11: Ενδεικτικές φωτογραφίες από μετρήσεις οροφής-οροφής στην Πολυτεχνειούπολη Ζωγράφου (αριστερά) και στις εγκαταστάσεις της INTPAKOM A.E (δεξιά)



Σχήμα 3.12: Θέσεις μέτρησης οροφής-οροφής στην Πολυτεχνειούπολη Ζωγράφου

3.4.3 Μετρήσεις δρόμου - δρόμου

Τέλος, εξετάστηκε το σενάριο διάδοσης μεταξύ χρηστών που βρίσκονται στο επίπεδο του δρόμου, σε αστικό περιβάλλον. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν στο κέντρο της Αθήνας στην οδό Τσιμισκή. Ο δέκτης τοποθετήθηκε στην διασταύρωση με την οδό Δαφνομήλη ενώ ο πομπός σε τέσσερις θέσεις, στις διασταυρώσεις της οδού Τσιμισκή με διαδοχικές κάθετες οδούς. Τα ύψη των κεραιών του πομπού και του δέκτη ήταν 1.65m από το έδαφος. Βασικό χαρακτηριστικό του περιβάλλοντος διάδοσης είναι οι πολύροφες πολυκατοικίες και τα σταθμευμένα αυτοκίνητα κατά μήκος του δρόμου. Ενδεικτική φωτογραφία από το μετρούμενο περιβάλλον δίνεται στο σχήμα 3.13.



Σχήμα 3.13: Το μετρημένο περιβάλλον διάδοσης της οδού Τσιμισκή στο κέντρο της Αθήνας

Κεφάλαιο 3. Ευρυζωνικές Μετρήσεις Πολυδιάστατου Χαρακτηρισμού Ραδιοδιαύλου

Το σύνολο των μετρήσεων ραδιοδιαύλου στα περιβάλλοντα που περιγράφηκαν παραπάνω πραγματοποιήθηκαν τον Ιούνιο του 2002 στα πλαίσια του ευρωπαϊκού ερευνητικού προγράμματος IST-STINGRAY (Space Time Coding for Reconfigurable Wireless Access Systems). Η διεξαγωγή των μετρήσεων πραγματοποιήθηκε από ομάδα ερευνητών του Εργαστηρίου Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών ΕΜΠ αποτελούμενη από τους Θανάση Κανάτα, Νίκο Σκέντο, Θανάση Μαρούση, Βασίλη Μήλα, Κώστα Στεριάδη, Μαρία Κωλλέτα και Θανάση Αδάμη.

□

Κεφάλαιο 4

Πειραματικά αποτελέσματα στοχαστικού χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου

4.1 Εισαγωγή

Στο αυτό το σημείο της διατριβής ξεκινά η παρουσίαση των πειραματικών αποτελεσμάτων χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου που προέκυψαν από επεξεργασία των μετρήσεων που περιγράφηκαν στο κεφάλαιο 3. Στο παρόν κεφάλαιο ακολουθείται η προσέγγιση στοχαστικού χαρακτηρισμού του ραδιοδιαύλου σε όλα τα πεδία περιγραφής που αναλύθηκαν στο κεφάλαιο 2. Ο στοχαστικός χαρακτηρισμός αποτελεί τη βάση για τα μοντέλα ραδιοδιαύλου που χρησιμοποιούνται κατά τη σχεδίαση και αξιολόγηση επίδοσης ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων τόσο σε μελέτες μιας ασύρματης ζεύξης (link level studies) όσο και σε μελέτες ενός ασύρματου συστήματος με πολλές ζεύξεις (system level studies).

Η στοχαστική περιγραφή καναλιού είναι ιδιαίτερα δημοφιλής τις τελευταίες δεκαετίες, από την ανάπτυξη των πρώτων SISO ασύρματων συστημάτων προσωπικών επικοινωνιών και βασίζεται στη περιγραφή του καναλιού ως ένα γραμμικό χρονομεταβλητό σύστημα σύμφωνα με τη θεωρία που διατύπωσε ο Bello [9]. Η θεωρία αυτή με τα χρόνια εξελίχθηκε ώστε να ενσωματώσει την χρήση πολλαπλών κεραιών, αρχικά σε ένα άκρο και στη συνέχεια και στα δύο άκρα της ζεύξης. Η θεωρία του Bello βασίζεται σε απαραίτητες παραδοχές στατιστικότητας στα πεδία περιγραφής της μεταβλητής φύσης του ραδιοδιαύλου. Αρκετές φορές, στην ευρεία χρήση της για την ανάπτυξη απλών και εύχρηστων μοντέλων καναλιού, υποθέτονται οι απαραίτητες παραδοχές χωρίς όμως την αναγκαία πειραματική επιβεβαίωση και τεκμηρίωσή τους. Αν και η απλοποίηση αυτή είναι συνήθως αποδεκτή σε συστήματα SISO, εντούτοις στα SIMO, MISO και MIMO συστήματα η εισαγωγή της χωρικής δειγματοληψίας του καναλιού στο άνοιγμα των στοιχειοκεραίων που χρησιμοποιούν, επιβάλλει την κριτική αξιολόγηση των παραδοχών στατιστικότητας. Αυτή η πιο ενδελεχής ανάλυση ακολουθήθηκε εδώ και τα αποτελέσματά της παρουσιάζονται στο παρόν κεφάλαιο.

4.1.1 Δομή του κεφαλαίου

Αρχικά, στην ενότητα 4.2 περιγράφονται εν συντομία οι συναρτήσεις στοχαστικής περιγραφής ραδιοδιαύλου και συνδέονται με τα διαθέσιμα πειραματικά δεδομένα. Στη συνέχεια, στην ενότητα 4.3 εξετάζεται χωριστά η στατικότητα σε κάθε πεδίο περιγραφής μεταβλητότητας, δηλ. στα πεδία του χρόνου, της συχνότητας και του χώρου. Ακολουθούν τα αποτελέσματα των συναρτήσεων αυτοσυσχέτισης και των φασματικών πυκνοτήτων ισχύος. Αρχικά, στην ενότητα 4.4 δίνονται οι μη κατευθυντικές συναρτήσεις σκέδασης κάθε SISO διαύλου που απαρτίζουν το MIMO κανάλι και εξετάζεται η ομοιότητα μεταξύ τους. Έπειτα, υπολογίζεται η μέση φασματική πυκνότητα ισχύος ολίσθησης Doppler ενώ στις ενότητες 4.5-4.7 ακολουθεί ο προσδιορισμός των μεγεθών διασποράς καθυστέρησης διάδοσης, των διαλείψεων περιβάλλουσας στενής ζώνης και των μεγεθών συνοχής στα πεδία του χρόνου και της συχνότητας. Στη συνέχεια, στην ενότητα 4.8 μελετάται η χωρική συσχέτιση διαλείψεων και η ορθότητα της ευρέως χρησιμοποιούμενης απλοποιητικής προσέγγισης του γινομένου Kronecker. Στην ενότητα 4.9 δίνονται αποτελέσματα του μη παραμετρικού υπολογισμού της διπλοκατευθυντικής φασματικής πυκνότητας ισχύος για το σύνολο των μετρημένων θέσεων. Τέλος, στην ενότητα 4.10 ολοκληρώνεται το κεφάλαιο με τη επιγραμματική παράθεση των συμπερασμάτων που προέκυψαν από την επεξεργασία των πειραματικών δεδομένων.

4.2 Οι συναρτήσεις στοχαστικής περιγραφής ραδιοδιαύλου

Σύμφωνα με την ανάλυση του κεφαλαίου 2 τα πεδία περιγραφής της μεταβλητότητας του ραδιοδιαύλου ενός $M_R \times M_T$ MIMO συστήματος με γραμμικές στοιχειοκεραίες και στα δύο άκρα της ζεύξης είναι τέσσερα το πλήθος, δηλ.

- ο χρόνος t
- η συχνότητα f
- η γραμμική μετατόπιση x στον άξονα της κεραίας του δέκτη
- η γραμμική μετατόπιση y στον άξονα της κεραίας του πομπού

Αντίστοιχα, η περιγραφή της διασποράς που εισάγει ο ραδιοδιάυλος στο διαδιδόμενο σήμα δίνεται από

- την ολίσθηση συχνότητας Doppler v
- την καθυστέρηση διάδοσης τ
- την γωνία άφιξης κύματος φ_R
- και την γωνία αναχώρησης φ_T

Κεφάλαιο 4. Πειραματικά αποτελέσματα στοχαστικού χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου

Τα πεδία περιγραφής της μεταβλητότητας και της διασποράς είναι δυαδικά μεταξύ τους ως προς το μετασχηματισμού Fourier όπως δηλώνει ο πίνακας 2.1. Είναι εύκολο να δει κανείς ότι οι συναρτήσεις συστήματος του ραδιοδιαύλου θα έχουν τέσσερα ορίσματα, ενώ για κάθε πεδίο περιγραφής θα υπάρχει μία μεταβλητή που θα αναπαριστά είτε την μεταβαλλόμενη είτε τη διασκορπιστική φύση του καναλιού. Εξετάζοντας τη μαθηματική αναπαράσταση του ραδιοδιαύλου, υπάρχουν $2^4 = 16$ το πλήθος ισοδύναμες συναρτήσεις συστήματος εκ των οποίων μία είναι απαραίτητη για την περιγραφή του καναλιού ως γραμμικό χρονομεταβλητό σύστημα.

Ο μετρητικός εξοπλισμός που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 3 έδινε τη δυνατότητα γρήγορης ακολουθιακής μέτρησης της χρονομεταβλητής συνάρτησης μεταφοράς $T(t, f)$ για καθένα από τους $M_R \cdot M_T$ το πλήθος SISO διαύλους που απαρτίζουν το MIMO διάυλο. Υπενθυμίζεται ότι στο σύνολο των μετρήσεων που πραγματοποιήθηκαν οι ULA κεραίες είχαν $M_R = M_T = 8$ κεραιοστοιχεία, το πολυτονικό σήμα εκπομπής καταλάμβανε εύρος ζώνης $BW_{meas} = 120$ MHz και αποτελούνταν από $M_f = 385$ τόνους, ενώ καταγράφηκαν $N_{snp} = 512$ χρονικά στιγμιότυπα με περίοδο $t_{snp} = 9.216$ msec. Τα πειραματικά δεδομένα κάθε μέτρησης αποτελούν μιγαδικά δείγματα της $T(t, f, s)$ δηλ. της χωρο-χρονομεταβλητής συνάρτησης μεταφοράς. Σημειώνεται ότι η μεταβλητή s , που δηλώνει την αύξουσα σειρά του SISO διαύλου, ουσιαστικά ενσωματώνει την περιγραφή των μεταβλητών x, y που δηλώνουν την τάξη του κεραιοστοιχείων σε δέκτη και πομπό αντίστοιχα. Ο τρόπος σύνδεσης της μεταβλητής s με τις x, y συνδέεται άμεσα με τον τελεστή στοίβας $\text{vec}\{\cdot\}$ (βλ. σχήμα 2.14) και δίνεται γενικά ως εξής:

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{c} y \\ \overbrace{1 \quad 2 \quad \dots \quad M_T} \end{array} \\
 \left\{ \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ \vdots \\ M_R \end{array} \right. \left[\begin{array}{cccc} 1 & M_R + 1 & \dots & M_R(M_T - 1) + 1 \\ 2 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ M_R & 2M_R & \dots & M_R M_T \end{array} \right] \\
 \underbrace{\hspace{10em}}_s
 \end{array}$$

Ειδικά για την περίπτωση των 8×8 μετρήσεων οι δείκτες s, x, y συνδέονται ως εξής:

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{c} y \\ \overbrace{1 \quad 2 \quad \dots \quad 8} \end{array} \\
 \left\{ \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ \vdots \\ 8 \end{array} \right. \left[\begin{array}{cccc} 1 & 9 & \dots & 57 \\ 2 & 10 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 8 & 16 & \dots & 64 \end{array} \right] \\
 \underbrace{\hspace{10em}}_s
 \end{array}$$

Ακολουθώντας το παραπάνω μοτίβο είναι απλή η μετάβαση από την περιγραφή $T(t, f, s)$ στην ισοδύναμη περιγραφή $T(t, f, x, y)$. Ομοίως, ισχύει και για όλες τις υπόλοιπες χωρομεταβλητές συναρτήσεις συστήματος.

Από τη συνάρτηση μεταφοράς είναι δυνατό να υπολογιστεί εύκολα η χωρο-χρονομεταβλητή φασματική πυκνότητα ισχύος συχνότητας $S(t, f, s)$

$$S(t, f, s) = |T(t, f, s)|^2 \quad (4.1)$$

Επιπλέον, η χωρο-χρονικά μεταβαλλόμενη κρουστική απόκριση $h(t, \tau, s)$ υπολογίζεται από τον αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier στο πεδίο της συχνότητας f , δηλ.

$$h(t, \tau, s) = \int_{-BW_{meas}/2}^{BW_{meas}/2} T(t, f, s) \cdot e^{j2\pi f\tau} df \quad (4.2)$$

Πρακτικά, ο προσδιορισμός των δειγμάτων της συνάρτησης $h(t, \tau, s)$ βάσει της εξ.(4.2) γίνεται με εφαρμογή του αντίστροφου γρήγορου μετασχηματισμού Fourier (inverse Fast Fourier Transform - IFFT) στα M_f το πλήθος συχνοτικά δείγματα της $T(t, f, s)$. Με σκοπό να αποφευχθούν φαινόμενα διαρροής ισχύος σε γειτονικά δείγματα καθυστέρησης διάδοσης, χρησιμοποιήθηκε το παράθυρο Babic - Temes [37] [38]. Το συγκεκριμένο παράθυρο ορίζεται ως μια συνάρτηση γενικευμένων συνημιτόνων με 5 όρους και δίνεται από την ακόλουθη έκφραση

$$w_{babic}(f_{n,i}) = \sum_{k=0}^4 a_k \cos(k \cdot f_{n,i}), \quad f_{n,i} = 2\pi \left(\frac{i}{M_f - 1} - 0.5 \right), \quad (4.3)$$

$$a_0 = -0.70358, \quad a_1 = 0.337394, \quad a_2 = -0.050522,$$

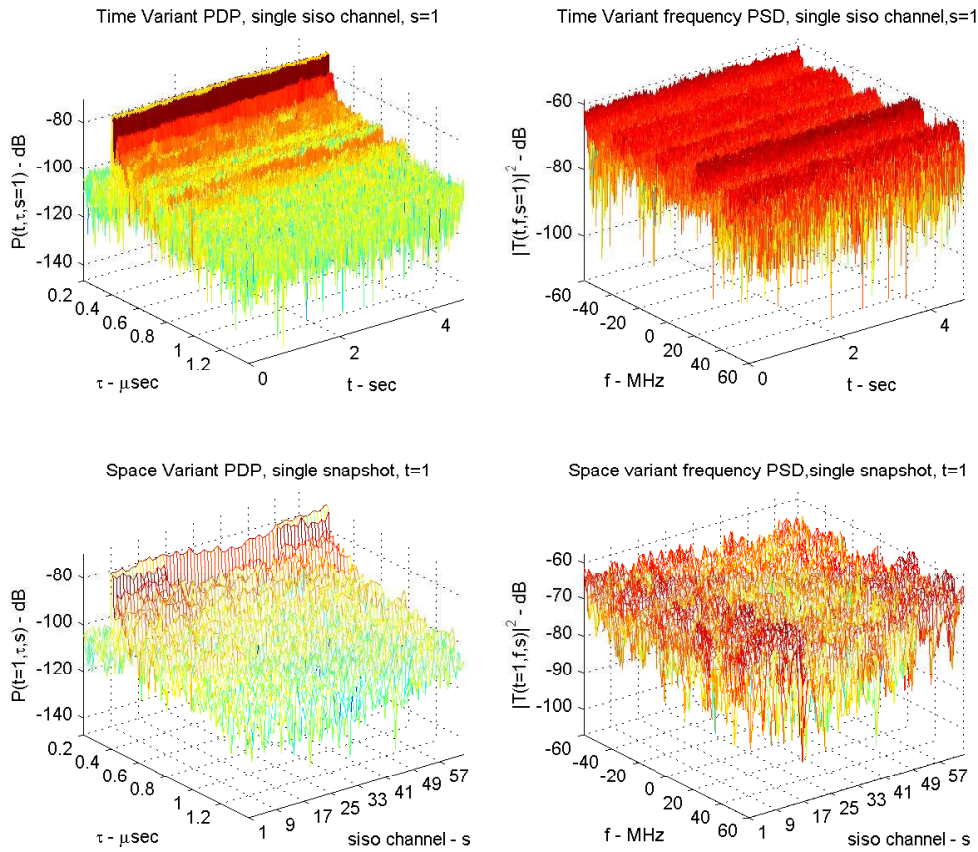
$$a_3 = 0.021291, \quad a_4 = -0.011743$$

Η χρήση του αποτελεί μια αρκετά καλή επιλογή επειδή το εύρος του κύριου λοβού δε μειώνει τη διακριτική ικανότητα των 8.3nsec στο πεδίο της καθυστέρησης διάδοσης τ ενώ το ύψος του δευτερεύοντα λοβού είναι τέτοιο ώστε η διαρροή ισχύος σε γειτονικές τιμές του τ να είναι μειωμένη.

Το τετράγωνο του μέτρου της $h(t, \tau, s)$ δίνει τη χωρο-χρονομεταβλητή φασματική πυκνότητα ισχύος καθυστέρησης διάδοσης $P(t, \tau, s)$ (βλ. εξ.(4.4)).

$$P(t, \tau, s) = |h(t, \tau, s)|^2 \quad (4.4)$$

Στο σχήμα 4.1 απεικονίζονται για μια ενδεικτική θέση μέτρησης (λεωφ. Συγγρού θέση πομπού 6) η φασματική πυκνότητα ισχύος καθυστέρησης $P(t, \tau, s)$ και συχνότητας $S(t, f, s)$ ώστε να γίνει φανερή η επίδραση της χρονομεταβλητής αλλά και της χωρομεταβλητής φύσης του μέσου διάδοσης για ένα SISO δίαυλο $s = 1$ και ένα στιγμιότυπο μέτρησης $t = 1$ αντίστοιχα.



Σχήμα 4.1: Χρονο- και χωρο-μεταβλητή φασματική πυκνότητα ισχύος καθυστέρησης και συχνότητας (λεωφ. Συγγρού θέση πομπού 6)

Λαμβάνοντας τη μέση τιμή της $P(t, \tau, s)$ στα πεδία του χρόνου t ή του χώρου s προσδιορίζονται η χρονικά μέση και η χωρικά μέση φασματική πυκνότητα ισχύος καθυστέρησης $P_{tavg}(\tau, s)$ και $P_{savg}(t, \tau)$ αντίστοιχα. Τέλος, λαμβάνοντας τη μέση τιμή και στα δύο πεδία μεταβλητότητας t, s προσδιορίζεται η συνάρτηση $P_{stavg}(\tau)$ η οποία καλείται και μέσο προφίλ καθυστέρησης ισχύος (power delay profile - PDP).

$$P_{tavg}(\tau, s) = E_t \left\{ |h(t, \tau, s)|^2 \right\} \quad (4.5)$$

$$P_{savg}(t, \tau) = E_s \left\{ |h(t, \tau, s)|^2 \right\} \quad (4.6)$$

$$P_{stavg}(\tau) = E_{t,s} \left\{ |h(t, \tau, s)|^2 \right\} \quad (4.7)$$

Στο σχήμα (4.2) απεικονίζεται για κάθε θέση μέτρησης ένα στιγμιότυπο του μέτρου της πειραματικά καταγεγραμμένης συνάρτησης μεταφοράς $|T(t=1, f, s=1)|$ καθώς και το χρονικά μέσο μέτρο αυτής $E_t \{|T(t, f, s=1)|\}$. Είναι φανερή η επιλεκτική ως προς τη συχνότητα συμπεριφορά του διαύλου τόσο στο σύνολο του εύρος ζώνης μέτρησης $BW_{meas} = 120\text{MHz}$, αλλά και σε επιμέρους τμήματα μικρότερου εύρους. Συγκριτικά, λιγότερο επιλεκτική συμπε-

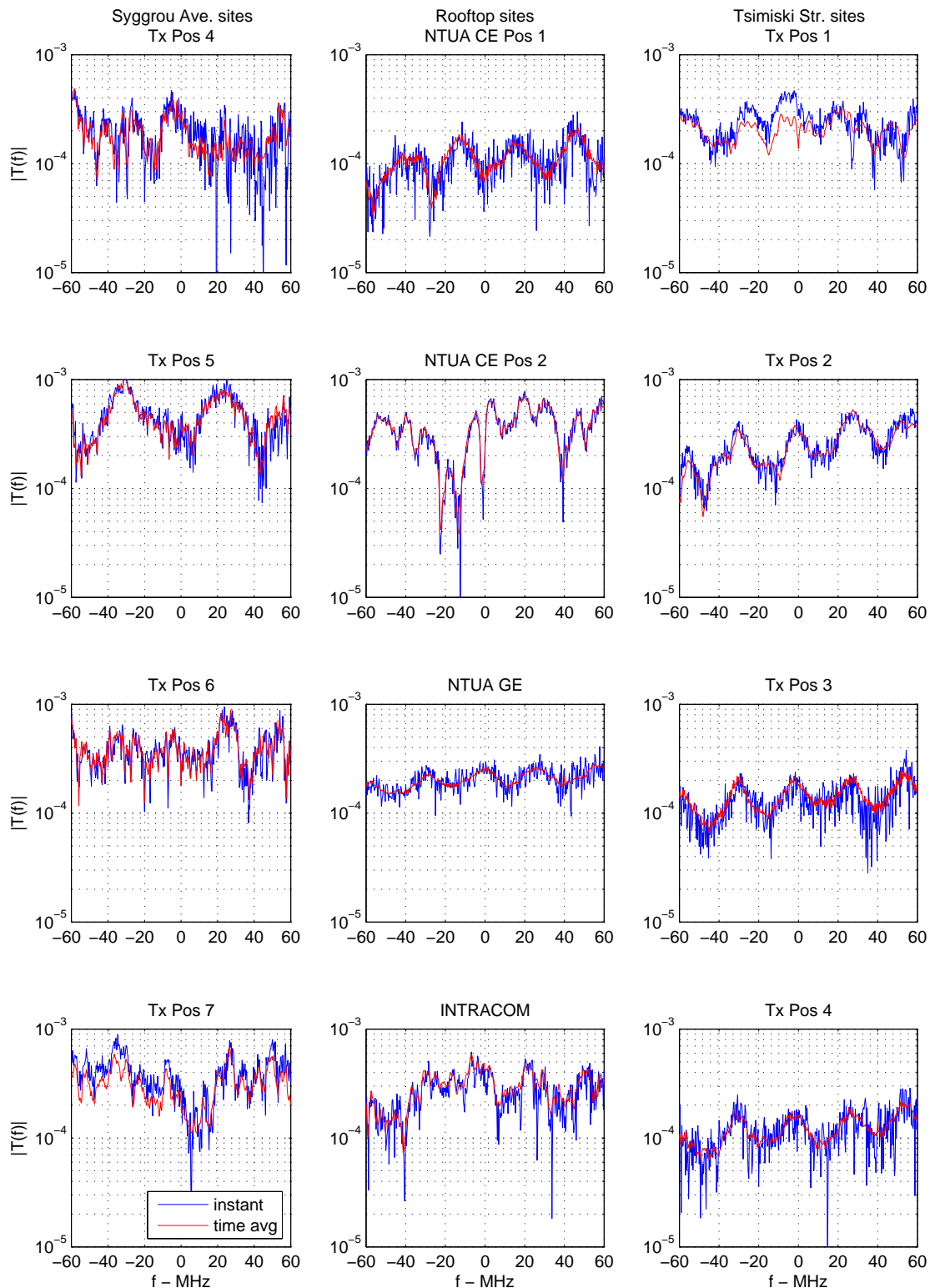
ριφορά εμφανίζεται στη μέτρηση οροφής-οροφής του ΕΜΠ θέση πομπού Γεν. Εδρες (NTUA GE). Η συμπεριφορά αυτή εξηγείται από την περιορισμένη διασπορά των διαδιδόμενων κυμάτων στο πεδίο της καθυστέρησης διάδοσης. Αυτό γίνεται φανερό από το σχήμα 4.3 όπου απεικονίζονται το στιγμιαίο αλλά και το χρονικά μέσο προφίλ καθυστέρησης ισχύος ενός SISO καναλιού, $P(t=1, \tau, s=1)$ και $P_{avg}(\tau, s=1)$ αντίστοιχα για το σύνολο των μετρήσεων. Στα σχετικά περιορισμένα χαρακτηριστικά διασποράς του συγκεκριμένου περιβάλλοντος θα βασιστεί η ερμηνεία για τα αποτελέσματα μεγεθών χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου που το αφορούν και τα οποία θα παρουσιαστούν στη συνέχεια όχι μόνο στο παρόν αλλά και σε επόμενα κεφάλαια της διατριβής.

Τέλος, στο σχήμα 4.4 αποτυπώνεται η μεταβολή της στιγμιαίας λαμβανόμενης ισχύος $P_{Rx,wb}$ σε όλο το εύρος ζώνης για κάθε θέση μέτρησης. Ο υπολογισμός της $P_{Rx,wb}$ γίνεται σύμφωνα με την εξ.(4.8).

$$P_{Rx,wb}(t) = \frac{1}{M_R M_T} \frac{1}{BW_{meas}} \int_{-\frac{BW_{meas}}{2}}^{\frac{BW_{meas}}{2}} \int_{s=1}^{M_R M_T} |T(t, f, s)|^2 df ds \quad (4.8)$$

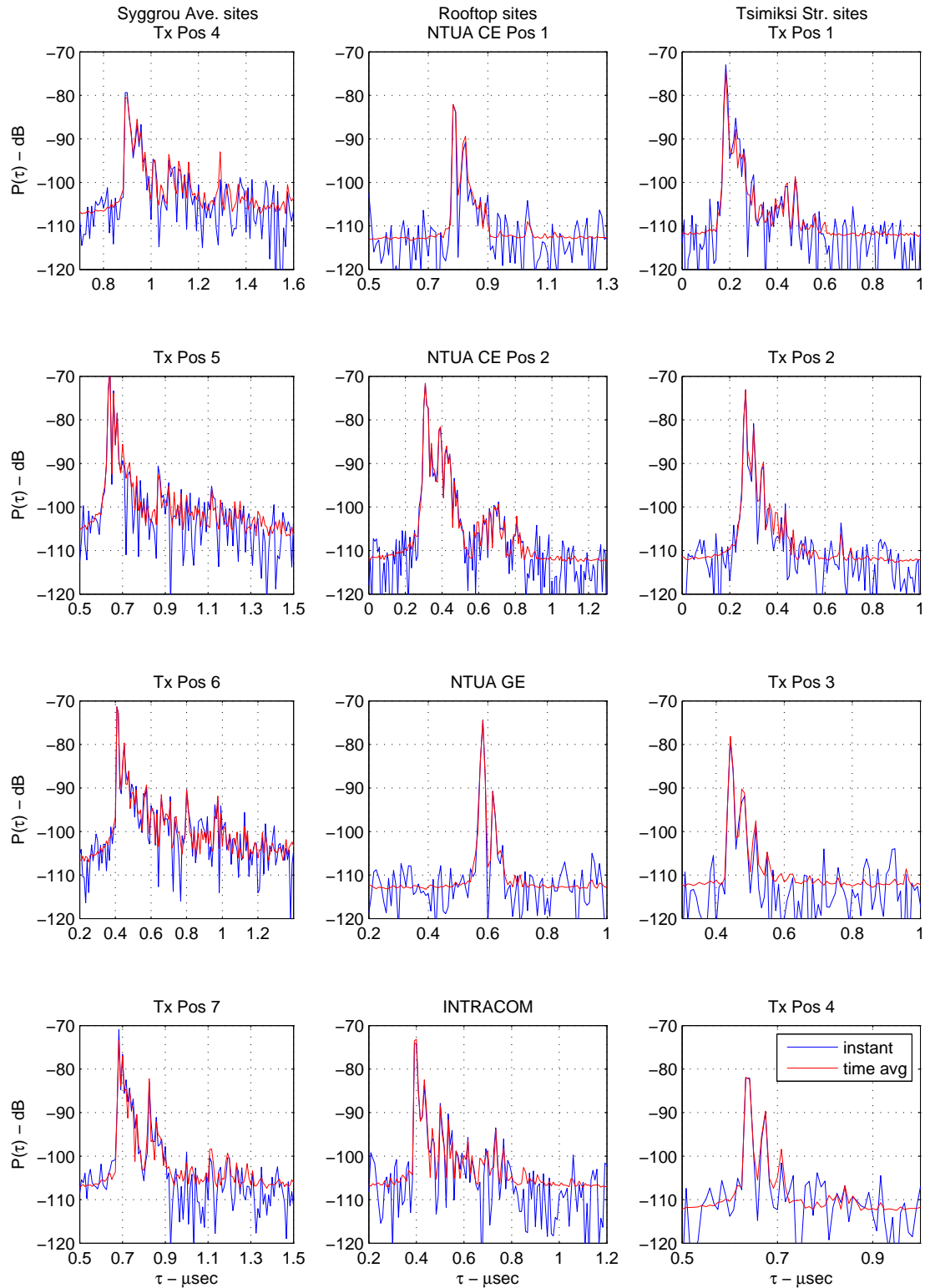
Από την διακύμανση των καμπυλών είναι φανερό ότι τα περιβάλλοντα της λεωφ. Συγγρού και της οδού Τσιμισκή, όπου πραγματοποιήθηκαν οι μετρήσεις δρόμου-οροφής και δρόμου-δρόμου αντίστοιχα, παρουσιάζουν συγκριτικά μεγαλύτερη μεταβολή στις τιμές της λαμβανόμενης ισχύος από ότι οι μετρήσεις οροφής-οροφής. Η φυσική εξήγηση για τις διακυμάνσεις στις δύο πρώτες κατηγορίες μετρήσεων βρίσκεται στις μεταβολές του περιβάλλοντος διάδοσης λόγω της κίνησης των σκεδαστών η οποία απουσιάζει από την τρίτη κατηγορία. Η πραγματικότητα αυτή αντικατοπτρίζεται σε διάφορα είδη αποτελεσμάτων που θα παρουσιαστούν στη συνέχεια.

Κεφάλαιο 4. Πειραματικά αποτελέσματα στοχαστικού χαρακτήρισμού ραδιοδιαύλου

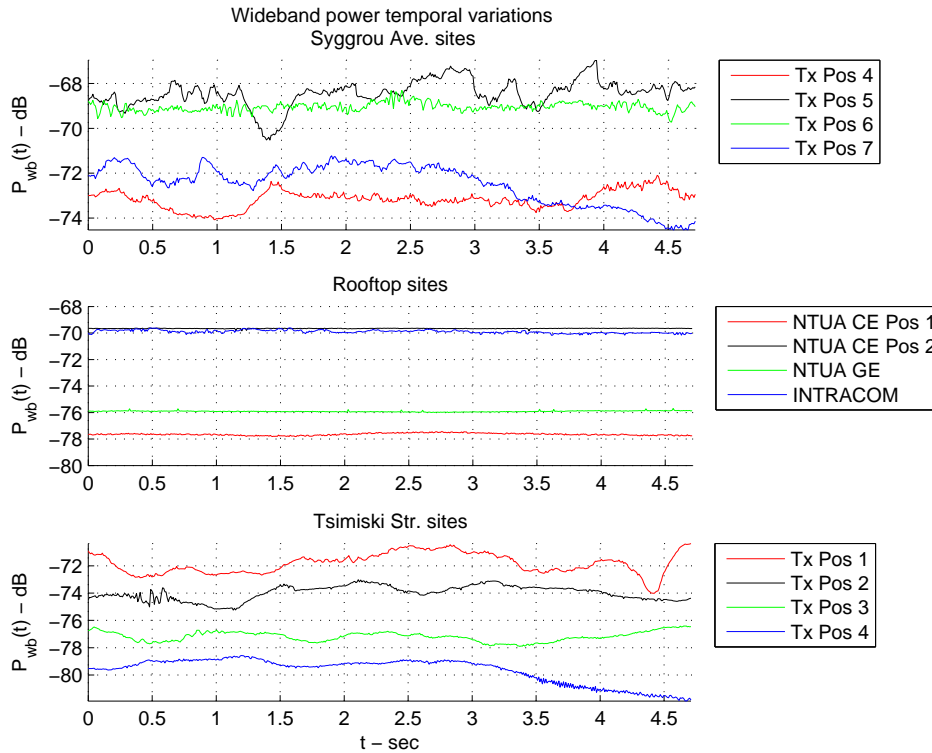


Σχήμα 4.2: Μέτρο πειραματικής μιγαδικής συνάρτησης μεταφοράς ενός SISO καναλιού για όλα τα περιβάλλοντα μέτρησης. Σε κάθε γράφημα απεικονίζονται ένα στιγμιότυπο μέτρησης $|T(t = 1, f, s = 1)|$ (καμπύλη μπλε χρώματος) καθώς και το χρονικά μέσο μέτρο $E_t \{|T(t, f, s = 1)|\}$ (καμπύλη κόκκινου χρώματος).

Κεφάλαιο 4. Πειραματικά αποτελέσματα στοχαστικού χαρακτήρισμού ραδιοδιαύλου



Σχήμα 4.3: Πειραματικά προφίλ καθυστέρησης ισχύος SISO διαύλου για όλα τα περιβάλλοντα μέτρησης. Σε κάθε γράφημα απεικονίζονται ένα στιγμιότυπο μέτρησης $P(t = 1, \tau, s = 1)$ (καμπύλη μπλε χρώματος) καθώς και το αντίστοιχο χρονικά μέσο προφίλ $P_{avg}(\tau, s = 1)$ (καμπύλη κόκκινου χρώματος).



Σχήμα 4.4: Χρονικές μεταβολές μετρούμενης λαμβανόμενης ισχύος ευρείας ζώνης

Σύμφωνα με τη θεωρητική περιγραφή που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 2, η τυχαία φύση του ραδιοδιαύλου δεν μπορεί να περιγραφεί και να χαρακτηριστεί μόνο με τη χρήση μιας συνάρτησης συστήματος, αλλά απαιτείται ο προσδιορισμός των συναρτήσεων αυτοσυσχέτισης. Ξεκινώντας από τη χωρο-χρονομεταβλητή συνάρτηση μεταφοράς $T(t, f, x, y)$ η συσχέτιση της απόκρισης διαύλου σε δύο αυθαίρετα επιλεγμένα σημεία (t_1, f_1, x_1, y_1) και (t_2, f_2, x_2, y_2) ορίζεται ως εξής

$$R_T(t_1, t_2, f_1, f_2, x_1, x_2, y_1, y_2) = E \{ T(t_1, f_1, x_1, y_1) T(t_2, f_2, x_2, y_2)^* \} \quad (4.9)$$

όπου ο τελεστής $E \{ \cdot \}$ δηλώνει τον υπολογισμό της μέσης τιμής σε ένα σύνολο (ensemble average) από πιθανές υλοποιήσεις (realizations) της στοχαστικής διαδικασίας $T(t, f, x, y)$.

Πρακτικά, σε πειραματικές μελέτες είναι σχεδόν ανέφικτος ο προσδιορισμός της μέσης τιμής σε ένα σύνολο, επειδή απαιτεί την πολλαπλή ταυτόχρονη μέτρηση υλοποιήσεων της συνάρτησης $T(t, f, x, y)$ σε όλα τα πεδία περιγραφής της από πολλαπλές το πλήθος μετρητικές διατάξεις. Αντίθετα, πρακτικά είναι δυνατή η μέτρηση πολλαπλών τιμών για κάθε μία μεταβλητή περιγραφής μίας μόνο υλοποίησης της συνάρτησης. Συνεπώς, ο μόνος τρόπος που μπορεί να υλοποιηθεί ο τελεστής $E \{ \cdot \}$ είναι αν αντικατασταθεί η μέση τιμή ως προς το σύνολο από τη μέση τιμή ως προς τις μεταβλητές. Η αντικατάσταση αυτή μπορεί να γίνει με την παραδοχή εργοδικότητας στα επιμέρους πεδία των μεταβλητών. Για παράδειγμα, αν υποτεθεί εργοδικότητα ως προς το χρόνο t τότε ο τελεστής $E \{ \cdot \}$ μπορεί να αντικατασταθεί από τον $E_t \{ \cdot \}$ και ομοίως για τα υπόλοιπα πεδία f, x, y από τους $E_f \{ \cdot \}, E_x \{ \cdot \}, E_y \{ \cdot \}$ αντίστοιχα.

Εξετάζοντας το πρόβλημα από μαθηματική σκοπιά, η υπόθεση της εργοδικότητας σε ένα πεδίο

είναι πιο ισχυρή από την υπόθεση της στατικότητας. Κάθε εργοδική διαδικασία είναι στατική αλλά δεν ισχύει με βεβαιότητα και το αντίστροφο [39]. Στα πλαίσια της επεξεργασίας των πειραματικών δεδομένων μετρήσεων ραδιοδιαύλου οι υποθέσεις αυτές είναι απαραίτητες για τον προσδιορισμό των συναρτήσεων αυτοσυσχέτισης και της φασματικής πυκνότητας ισχύος. Στην επόμενη ενότητα αναλύονται δοκιμές για την ισχύ της στατικότητας στα διάφορα πεδία αλλά δε γίνεται διαχωρισμός μεταξύ εργοδικότητας και στατικότητας. Για τα αποτελέσματα που θα παρουσιαστούν στη συνέχεια η παραδοχή εργοδικότητας θα χρησιμοποιηθεί στο σύνολο των υπολογισμών χωρίς όμως κάθε φορά να γίνεται σαφής αναφορά για την ισχύ της.

4.3 Μελέτη στατικότητας στοχαστικών διαδικασιών

Ο ορισμός της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης της χωρο-χρονομεταβλητής συνάρτησης μεταφοράς από την εξ. (4.9) δηλώνει την εξάρτηση της από 8 ορίσματα. Αν υποθεθεί ότι ισχύει η στατικότητα σε καθένα από τα 4 πεδία περιγραφής της μεταβλητής φύσης διαύλου t, f, x, y και θεωρώντας ότι $t_1 = t, t_2 = t + \Delta t, f_1 = f, f_2 = f + \Delta f, x_1 = x, x_2 = x + \Delta x, y_1 = y, y_2 = y + \Delta y$ τότε ισχύουν τα ακόλουθα:

$$\begin{aligned} R_T(t_1, t_2, f_1, f_2, x_1, x_2, y_1, y_2) &= E \{T(t_1, f_1, x_1, y_1) T(t_2, f_2, x_2, y_2)^*\} = \\ &E \{T(t, f, x, y) T(t + \Delta t, f + \Delta f, x + \Delta x, y + \Delta y)^*\} \Rightarrow \\ &R_T(t_1, t_2, f_1, f_2, x_1, x_2, y_1, y_2) = \\ &E_{t,f,x,y} \{T(t, f, x, y) T(t + \Delta t, f + \Delta f, x + \Delta x, y + \Delta y)^*\} = \\ &R_T(\Delta t, \Delta f, \Delta x, \Delta y) \end{aligned}$$

Σύμφωνα με την υπόθεση στατικότητας, η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης διαύλου σε όλα τα πεδία μεταβλητότητας εξαρτάται μόνο από τις διαφορές που εξετάζονται και όχι από τις ακριβείς τιμές των ορισμάτων, δηλ

$$R_T(t, t + \Delta t, f, f + \Delta f, x, x + \Delta x, y, y + \Delta y) \xrightarrow{WSS_{t,f,x,y}} R_T(\Delta t, \Delta f, \Delta x, \Delta y) \quad (4.10)$$

δίνοντας τη δυνατότητα περιγραφής με 4 αντί για 8 ορίσματα, αυτά των διαφορών $\Delta t, \Delta f, \Delta x, \Delta y$.

Αν και η υπόθεση της στατικότητας είναι πολύ βολική και χρησιμοποιείται αβίαστα στις περισσότερες θεωρητικές μελέτες ανάλυσης επίδοσης ασύρματων συστημάτων μέσω των μοντέλων διαύλου που αυτές υποθέτουν, εντούτοις στο πρόβλημα της ανάλυσης πειραματικών δεδομένων η παραδοχή στατικότητας πρέπει να εξεταστεί και να αξιολογηθεί.

Μια πιθανή λύση στο πρόβλημα της στατικότητας, θα μπορούσε να είναι η εξέταση της από κοινού συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας της $T(t, f, x, y)$. Αν αποδειχθεί ότι τα δείγματα της στα πεδία t, f, x, y ακολουθούν την από κοινού κανονική κατανομή της εξ.(2.90) τότε η στατικότητα σε όλα τα πεδία είναι αυταπόδεικτη. Τεχνικές για την εξέταση αυτού του ζητήματος προτείνονται στη βιβλιογραφία στατιστικής ανάλυσης πολλαπλών μεταβλητών

(multivariate statistical analysis)[40] και η εφαρμογή τους στο πρόβλημα του MIMO διαύλου έχει εξεταστεί με λεπτομέρεια στις αναφορές [41], [42]. Ενδεικτική εφαρμογή τεχνικών όπως το Henze-Zirkler's MVN test στα πειραματικά δεδομένα των 8×8 μετρήσεων έδωσε αποτυχημένα αποτελέσματα, γεγονός που σημαίνει ότι τα δεδομένα δεν ακολουθούν την απο-κοινού κανονική κατανομή. Αυτό βέβαια δε σημαίνει κατ' ανάγκη ότι οι τιμές της $T(t, f, x, y)$ στα επιμέρους πεδία περιγραφής δεν μπορούν να ακολουθούν την κανονική κατανομή.

Η αναγκαιότητα της παραδοχής στατικότητας για τη στοχαστική ανάλυση των δεδομένων οδήγησε στην εξέταση της παραδοχής χωριστά στα πεδία του χρόνου t , της συχνότητας f και του χώρου x, y . Τα αποτελέσματα αυτής της διερεύνησης παρουσιάζονται στο υπόλοιπο της παρούσας ενότητας.

4.3.1 Στατικότητα στο πεδίο του χρόνου

Αρχικά, δεδομένου ότι οι μετρήσεις ήταν στατικές, με πομπό και δέκτη τοποθετημένους σε σταθερά σημεία, οι μεταβολές του ραδιοδιαύλου οφείλονται στις όποιες αλλαγές του περιβάλλοντος διάδοσης. Διαισθητικά, αναμένει κανείς τα πειραματικά δεδομένα να είναι στατικά τουλάχιστον στο πεδίο του χρόνου. Η προσδοκία αυτή μπορεί να εξεταστεί χρησιμοποιώντας τη μικρης διάρκειας χρονικά μέση (short time averaged) φασματική πυκνότητα ισχύος καθυστέρησης για κάθε SISO κανάλι $\bar{P}(t', \tau, s)$ που υπολογίζεται βάσει της εξ.(4.11) για ένα κυλιόμενο παράθυρο μήκους N_w χρονικών δειγμάτων.

$$\bar{P}(t', \tau, s) = \frac{1}{N_w t_{snp}} \int_{t'}^{t' + N_w t_{snp}} P(t, \tau, s) dt \quad (4.11)$$

Η χρήση της $\bar{P}(t', \tau, s)$ αντί της $P(t, \tau, s)$ εξασφαλίζει ότι οι διαλείψεις μικρής κλίμακας δεν επηρεάζουν την αξιολόγηση της στατικότητας (average out small scale fading) η οποία πραγματοποιείται με τον ακόλουθο συντελεστή συσχέτισης $\rho_{LRS}(t'_1, t'_2, s)$ για κάθε SISO κανάλι χωριστά [43].

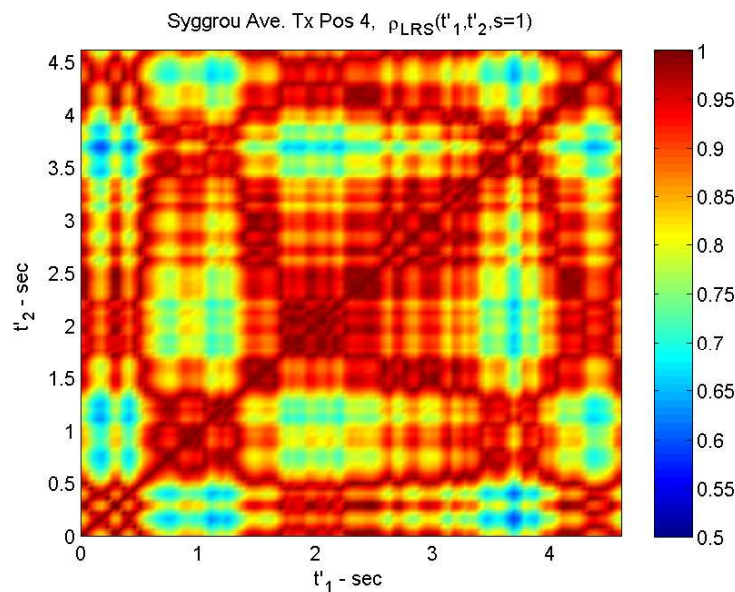
$$\rho_{LRS}(t'_1, t'_2, s) = \frac{\sum_{\tau} \bar{P}(t'_1, \tau, s) \cdot \bar{P}(t'_2, \tau, s)}{\max \left\{ \sum_{\tau} (\bar{P}(t'_1, \tau, s))^2, \sum_{\tau} (\bar{P}(t'_2, \tau, s))^2 \right\}} \leq 1 \quad (4.12)$$

Γενικά, ο συντελεστής ρ_{LRS} χρησιμοποιείται για να προσδιοριστεί η χρονική διάρκεια μιας τοπικής περιοχής στατικότητας (local region of stationarity). Μπορεί να εφαρμοστεί και σε πειραματικά δεδομένα που συλλέγονται από κινούμενες μετρήσεις όπου η αλλαγή των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας είναι συνεχόμενη. Ουσιαστικά, ο προσδιορισμός της περιοχής χρονικής στατικότητας με χρήση του ρ_{LRS} εξασφαλίζει αμετάβλητες συνθήκες διαλείψεων μεγάλης κλίμακας.

Οι τιμές του ρ_{LRS} βρέθηκαν να υπερβαίνουν το αυθαίρετα επιλεγμένο κατώφλι $c_{LRS_thrs} = 0.5$, καθ' όλη τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος μέτρησης των $N_{snp} = 512$ στιγμιοτύ-

πων. Η παρατήρηση αυτή ισχύει για όλα τα SISO κανάλια σε κάθε θέση μέτρησης, δηλ. $\rho_{LRS}(t'_1, t'_2, s) > c_{LRS_thrs} = 0.5$. Συνεπώς, η διαίσθηση για χρονική στατικότητα λόγω της σταθερότητας πομπού και δέκτη κατά τη μέτρηση επιβεβαιώνεται και μαθηματικά με το κριτήριο του $\rho_{LRS} > c_{LRS_thrs}$.

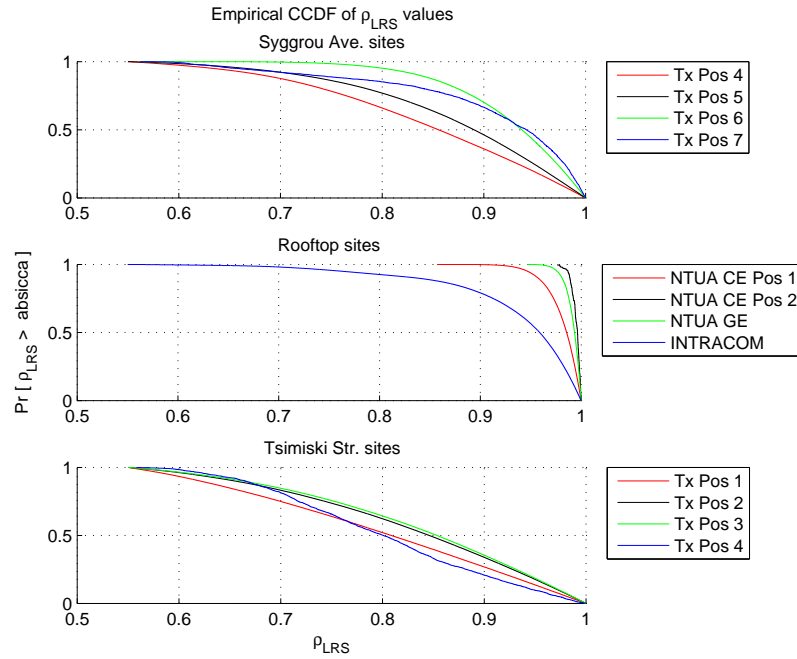
Στο σχήμα 4.5 αποτυπώνεται ένα παράδειγμα των τιμών του $\rho_{LRS}(t'_1, t'_2, s = 1)$ για την θέση πομπού 4 της λεωφ. Συγγρού, ενώ στο σχήμα 4.6 δίνονται οι καμπύλες της εμπειρικής συμπληρωματικής σκπ του ρ_{LRS} για το σύνολο των μετρήσεων. Αμφότερα τα σχήματα δικαιολογούν την παραδοχή της στατικότητας στο πεδίο του χρόνου ώστε να είναι δυνατός ο προσδιορισμός της μέσης τιμής του συνόλου $E\{\cdot\}$ από τη χρονικά μέση τιμή $E_t\{\cdot\}$. Επιπλέον, είναι φανερή η μεγαλύτερη στατικότητα των μετρήσεων οροφής - οροφής συγκριτικά με τις μετρήσεις δρόμου-οροφής (λεωφ. Συγγρού) και δρόμου-δρόμου (οδός Τσιμισκή).



Σχήμα 4.5: Παράδειγμα συντελεστή συσχέτισης $\rho_{LRS}(t'_1, t'_2, s = 1)$ για τον προσδιορισμό της περιοχής στατικότητας των μετρούμενων δεδομένων στο πεδίο του χρόνου. (λεωφ. Συγγρού θέση πομπού 4)

4.3.2 Στατικότητα στο πεδίο της συχνότητας

Στο πεδίο της συχνότητας f η παραδοχή της στατικότητας είναι ισοδύναμη με την ευρέως χρησιμοποιούμενη παραδοχή της ασυσχέτιστης σκέδασης (uncorrelated scattering - US) στο δυαδικό της πεδίο, αυτό της καθυστέρησης διάδοσης τ . Η από κοινού παραδοχή στατικότητας στο χρόνο t και ασυσχέτιστης σκέδασης στην καθυστέρηση διάδοσης τ συμβολίζεται με WSSUS και αποτελεί τη βάση για τα περισσότερα μοντέλα διαύλου που χρησιμοποιήθηκαν για την ανάπτυξη των ασύρματων συστημάτων κινητών επικοινωνιών τις τελευταίες δεκαετίες. Η φυσική ερμηνεία της παραδοχής WSSUS είναι ότι οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες που λαμβάνονται με διαφορετική καθυστέρηση τ και διαφορετική ολίσθηση Doppler v οφείλονται στην αλληλεπίδραση των διαδιδόμενων κυμάτων με διαφορετικούς σκεδαστές και εμφανίζουν μειωμένη συσχέτιση μεταξύ τους.



Σχήμα 4.6: Εμπειρική συμπληρωματική σκπ συντελεστή συσχέτισης ρ_{LRS} (t'_1, t'_2)

Σε SISO συστήματα κινητών επικοινωνιών η παραδοχή WSSUS έχει επιβεβαιωθεί πειραματικά πολλάκις (π.χ. [44]). Η χρήση της παραδοχής είναι πολλή βολική τόσο στο χαρακτηρισμό όσο και στη μοντελοποίηση ραδιοδιαύλου. Για το λόγο αυτό υιοθετήθηκε χωρίς επεξήγηση και πειραματική επιβεβαίωση στις πρώτες μελέτες MIMO συστημάτων με μοντέλα διάδοσης ευρείας ζώνης. Εντούτοις, στην περίπτωση ασύρματης διάδοσης που εξετάζεται στην παρούσα διατριβή υπάρχουν δύο σημαντικές διαφορές σε σχέση με τα SISO κινητά συστήματα: α) η προσθήκη πολλαπλών κεραιών και β) η στατική και όχι κινητή θέση αμφοτέρων άκρων της ζεύξης.

Ξεκινώντας με τη μελέτη ενός SISO καναλιού από τον 8×8 MIMO διάυλο, π.χ. $s = 1$, η παραδοχή της ασυσχέτιστης σκέδασης μπορεί να εξεταστεί με χρήση του συντελεστή συσχέτισης ρ_{US} της εξ.(4.13) [45]. Ενδεικτικά αποτελέσματα του ρ_{US} ($\tau_1, \tau_2, s = 1$) απεικονίζονται στο σχήμα 4.7 από όπου είναι φανερή ή μη ισχύς της παραδοχής και η ισχυρή συσχέτιση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών με διαφορετική καθυστέρηση διάδοσης. Η ερμηνεία αυτού του αποτελέσματος βρίσκεται στην μη κίνηση του πομπού ή/και του δέκτη.

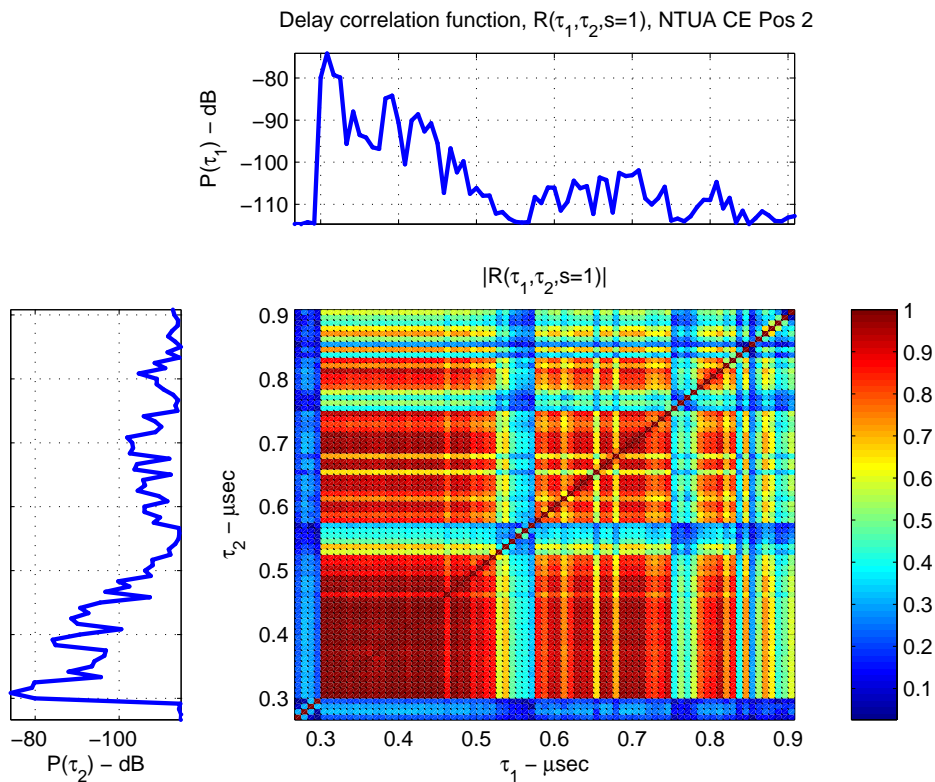
$$\rho_{US}(\tau_1, \tau_2, s) = \frac{E_t \{h(t, \tau_1, s) h(t, \tau_2, s)^*\}}{\sqrt{E_t \{|h(t, \tau_1, s)|^2\} E_t \{|h(t, \tau_2, s)|^2\}}} \quad (4.13)$$

Γενικά, η μη συσχέτιση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών οφείλεται κυρίως στην αλλαγή της φάσης του λαμβανόμενου σήματος εξαιτίας μικρών χωρικών μετατοπίσεων της κεραίας οι οποίες είναι συγκρίσιμες με το μήκος κύματος λ . Αυτή η κατάσταση είναι κυρίαρχη εντός της τοπικής περιοχής στατικότητας ενός κινητού τερματικού, αλλά όχι στην περίπτωση ενός τερματικού σταθερής θέσης όπως φαίνεται από το σχήμα 4.7.

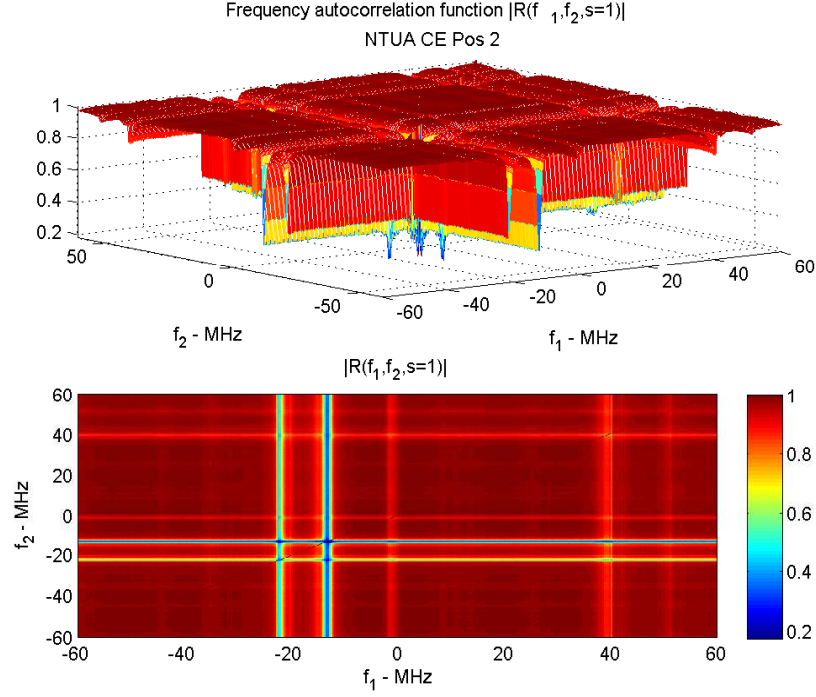
Εναλλακτικά, η παραδοχή στατικότητας στο πεδίο της συχνότητας f επιβάλλει την ανεξαρτησία της συσχέτισης δύο τόνων f_1, f_2 από τις ακριβείς τιμές συχνοτήτων και την εξάρτηση της μόνο από την διαφορά τους $\Delta f = |f_2 - f_1|$. Επίσης, αν ισχύει η παραδοχή τότε η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης οφείλει να υπακούει στην συμμετρία $R(f_0 - \Delta f, f_0) = R(f_0, f_0 + \Delta f)$. Η κανονικοποιημένη συνάρτηση αυτοσυσχέτισης συχνότητας $R(f_1, f_2, s = 1)$ μπορεί να υπολογιστεί με την εξ.(4.14)

$$R(f_1, f_2, s) = \frac{E_t \{T(t, f_1, s) T(t, f_2, s)^*\}}{\sqrt{E_t \{|T(t, f_1, s)|^2\} E_t \{|T(t, f_2, s)|^2\}}} \quad (4.14)$$

Η γραφική απεικόνιση των αποτελεσμάτων για μια ενδεικτική θέση μέτρησης (EMΠ Κτ. Χημ. Μηχ. θέση πομπού 2) αναδεικνύει την πολύ υψηλή συσχέτιση μεταξύ των διαφορετικών συχνοτήτων αλλά επίσης και την εξάρτηση από τις ακριβείς τιμές f_1, f_2 . Υπάρχουν δύο περιοχές συχνοτήτων εκατέρωθεν των -20 MHz οι οποίες εμφανίζουν μειωμένη συσχέτιση με όλους τους υπόλοιπους τόνους στο εύρος ζώνης μέτρησης. Συνεπώς, δεν υπάρχει εξάρτηση μόνο από Δf και προφανώς η παραδοχή στατικότητας δεν ισχύει για ένα SISO διάυλο με στατικά άκρα. Συμπερασματικά, η παρατήρηση αυτή επιβεβαιώθηκε με δύο διαφορετικούς τρόπους τόσο από τον συντελεστή ρ_{US} όσο και απευθείας από τη μορφή της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης συχνότητας $R(f_1, f_2, s)$.



Σχήμα 4.7: Ενδεικτικό αποτέλεσμα της συσχέτισης διαύλου στο πεδίο της καθυστέρησης διάδοσης τ . Για τον υπολογισμό λαμβάνεται υπόψη ένας SISO διάυλος ($s = 1$).



Σχήμα 4.8: Ενδεικτικό αποτέλεσμα της κανονικοποιημένης συνάρτησης αυτοσυσχέτισης στο πεδίο της συχνότητας f για όλους τους πιθανούς συνδυασμούς f_1, f_2 . Για τον υπολογισμό λαμβάνεται υπόψη ένας SISO διάυλος ($s = 1$).

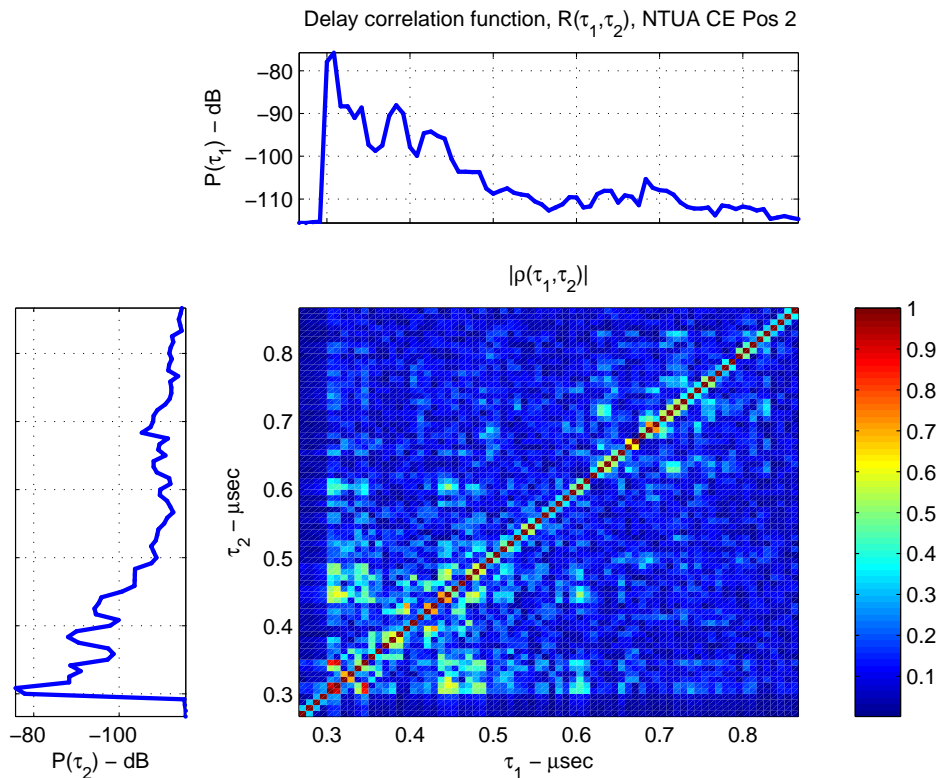
Ο MIMO διάυλος αποτελείται από $M_R M_T$ SISO διαύλους οι οποίοι έχουν χωρικά μετατοπισμένα άκρα όπως ορίζουν οι γεωμετρίες των στοιχειοκεραιών σε αυτά. Ενσωματώνοντας το σύνολο των SISO διαύλων στην εξέταση της στατικότητας στο πεδίο f , τότε οι ρ_{US} και $R(f_1, f_2)$ ορίζονται από τις εξ. (4.15) και (4.16) αντίστοιχα. Οι εξισώσεις αυτές είναι ισοδύναμες με την μέση μιγαδική τιμή των $\rho_{US}(\tau_1, \tau_2, s)$ και $R(f_1, f_2, s)$ στο πεδίο s .

$$\rho_{US}(\tau_1, \tau_2) = \frac{E_{t,s} \{h(t, \tau_1, s) h(t, \tau_2, s)^*\}}{\sqrt{E_{t,s} \{|h(t, \tau_1, s)|^2\} E_{t,s} \{|h(t, \tau_2, s)|^2\}}} \quad (4.15)$$

$$R(f_1, f_2) = \frac{E_{t,s} \{T(t, f_1, s) T(t, f_2, s)^*\}}{\sqrt{E_{t,s} \{|T(t, f_1, s)|^2\} E_{t,s} \{|T(t, f_2, s)|^2\}}} \quad (4.16)$$

Οι υπολογισμοί των μεγεθών αυτών για το σύνολο των SISO διαύλων παρουσιάζουν διαφορετικά αποτελέσματα από ότι για ένα SISO διάυλο. Πράγματι, για την ίδια θέση μέτρησης, παρατηρώντας τα αποτελέσματα του συντελεστή ρ_{US} (σχήμα (4.15)) είναι φανερή η μειωμένη συσχέτιση στο πεδίο της καθυστέρησης διάδοσης τ . Εξακολουθεί να υπάρχει συσχέτιση μεταξύ κάποιων ζευγών (τ_1, τ_2) η οποία απεικονίζεται με κόκκινες και πρασινοκίτρινες ψηφίδες αλλά στο σύνολο η συσχέτιση είναι εξαιρετικά μειωμένη σε σύγκριση με την αντίστοιχη ενός SISO καναλιού. Αναφορικά με την αυτοσυσχέτιση συχνότητας, στο σχήμα 4.10 παρατηρείται μια ομοιομορφία στις τιμές των διαγωνίων του $M_f \times M_f$ πίνακα με τα δείγματα της $R(f_1, f_2)$ η οποία φανερώνει μια σχετική ανεξαρτησία από τις ακριβείς τιμές των ορισμάτων f_1, f_2 και

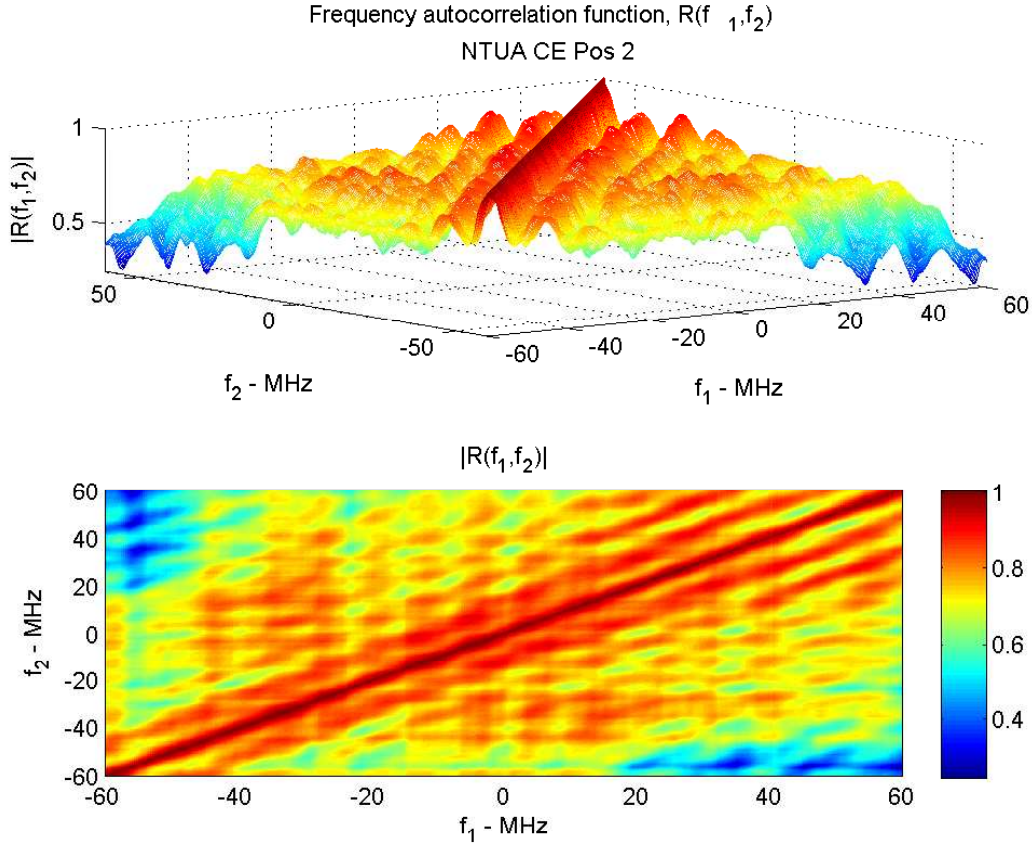
εξάρτηση μόνο από την διαφορά τους η οποία και ορίζει την τάξη της διαγωνίου. Η σχεδόν Toeplitz μορφή του πίνακα αυτοσυσχέτισης συχνότητας σε συνδυασμό με τη μειωμένη συσχέτιση καθυστέρησης επιτρέπει να θεωρηθεί ο MIMO διάυλος στατικός ως προς τη συχνότητα f . Η έντονη διαφορά των αποτελεσμάτων μεταξύ του SISO και του MIMO διαύλου οφείλεται στις έντονες αλλαγές φάσης στις χωρικές περιοχές (ανοίγματα - apertures) που καταλαμβάνουν οι στοιχειοκεραίες του MIMO συστήματος, οι οποίες οδηγούν σε αποσυσχέτιση στο πεδίο της καθυστέρησης τ ή ισοδύναμα στατικότητα στο πεδίο της συχνότητας f .



Σχήμα 4.9: Ενδεικτικό αποτέλεσμα της συσχέτισης διαύλου στο πεδίο της καθυστέρησης διάδοσης τ . Για τον υπολογισμό λαμβάνεται υπόψη το σύνολο των 64 SISO διαύλων ($s = 1 : 64$).

4.3.3 Στατικότητα στο πεδίο του χώρου

Η ενσωμάτωση του πεδίου s (ή αλλιώς των πεδίων x, y) στους υπολογισμούς των εξισώσεων (4.15) και (4.16) μπορεί να θεωρηθεί ότι βασίζεται στην παραδοχή στατικότητας στο πεδίο του χώρου. Στην ενότητα αυτή εξετάζεται η ορθότητα της παραδοχής αυτής μέσω της χρονοσυχνοτικής μεταβολής του πίνακα αυτοσυσχέτισης χώρου \mathbf{R}_s . Για τον υπολογισμό του \mathbf{R}_s χρησιμοποιείται το σύνολο της περιγραφής των SISO διαύλων όπως αυτοί δίνονται στον πίνακα $\mathbf{H}(t, f) \in \mathbb{C}^{M_R \times M_T}$ βάσει των δειγμάτων της $T(t, f, x, y)$ δομημένων με το μοτίβο που περιγράφηκε στην αρχή της ενότητας 4.2. Ο προσδιορισμός του $\mathbf{R}_s(t', f)$ γίνεται με την



Σχήμα 4.10: Ενδεικτικό αποτέλεσμα της κανονικοποιημένης συνάρτησης αυτοσυσχέτισης στο πεδίο της συχνότητας f για όλους τους πιθανούς συνδυασμούς f_1, f_2 . Για τον υπολογισμό λαμβάνεται υπόψη το σύνολο των 64 SISO διαύλων ($s = 1 : 64$).

εξ.(4.17)

$$\mathbf{R}_s(t', f) = E_{t_w} \left\{ \text{vec} \left\{ \mathbf{H}(t' + [-0.5t_w : 0.5t_w], f) \right\} \text{vec} \left\{ \mathbf{H}(t' + [-0.5t_w : 0.5t_w], f) \right\}^H \right\} \quad (4.17)$$

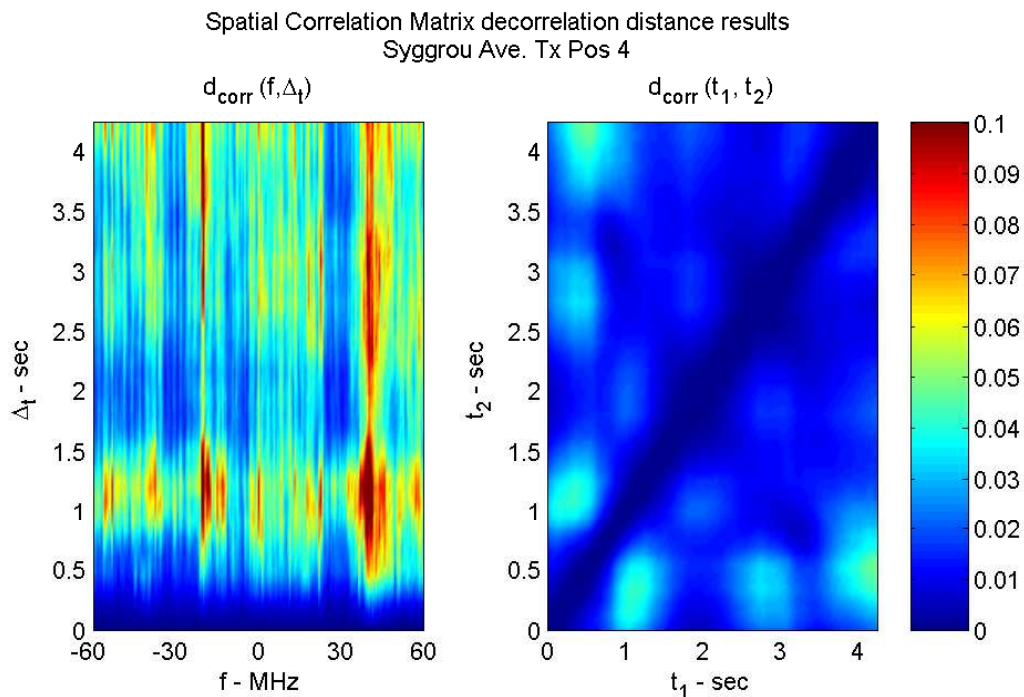
όπου για κάθε συχνοτικό δείγμα f χρησιμοποιείται ένα παράθυρο χρονικών δειγμάτων μήκους t_w . Εναλλακτικά, εστιάζοντας μόνο στην χρονική μεταβολή της χωρικής δομής του διαύλου για το σύνολο των συχνοτικών δειγμάτων M_f ο υπολογισμός του πίνακα $\mathbf{R}_s(t')$ γίνεται από την εξ. (4.18).

$$\mathbf{R}_s(t') = E_{t_w, f} \left\{ \text{vec} \left\{ \mathbf{H}(t' + [-0.5t_w : 0.5t_w], f) \right\} \text{vec} \left\{ \mathbf{H}(t' + [-0.5t_w : 0.5t_w], f) \right\}^H \right\} \quad (4.18)$$

Η ποσοτική εκτίμηση της μεταβολής του \mathbf{R}_s γίνεται χρησιμοποιώντας την απόσταση αποσυσχέτισης πίνακα d_{corr} (decorrelation matrix distance) [46]. Το μέγεθος $d_{corr} \in \mathbb{R}$ για ένα ζεύγος πινάκων $\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2$ ορίζεται ως εξής:

$$d_{corr} = 1 - \frac{\text{tr} \{ \mathbf{R}_1 \mathbf{R}_2 \}}{\|\mathbf{R}_1\|_F \|\mathbf{R}_2\|_F} \quad (4.19)$$

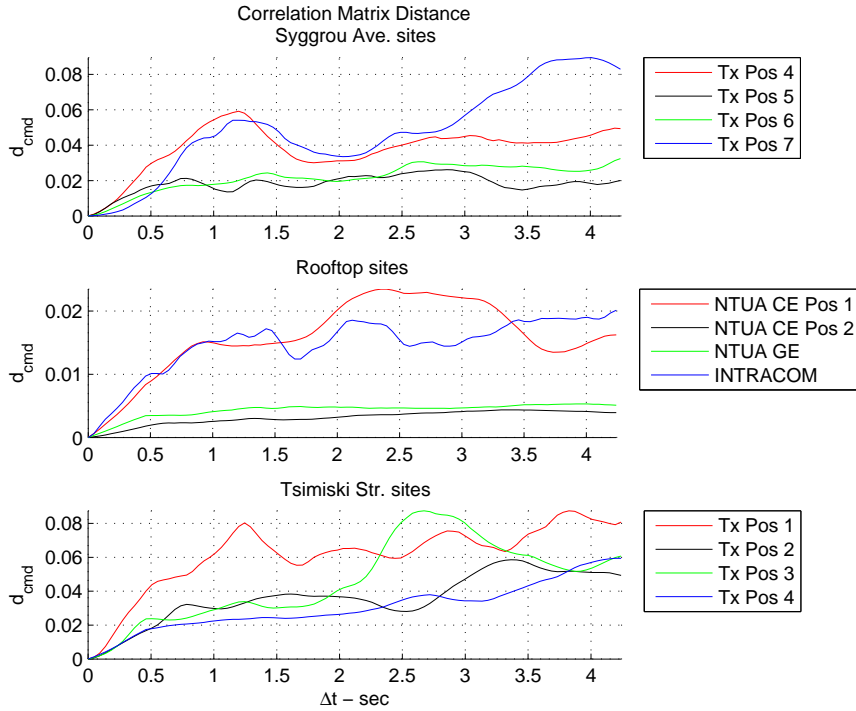
Στο σχήμα 4.11 απεικονίζονται τα αποτελέσματα $d_{corr}(\Delta t', f)$ και $d_{corr}(t_1, t_2)$ για μία ενδεικτική θέση μέτρησης (λεωφ. Συγγρού θέση πομπού 4). Διευκρινίζεται ότι η διαφορά $\Delta t'$ υπολογίζεται ως προς το δείγμα t'_{ini} που αντιστοιχεί στο πρώτο χρονικό παράθυρο. Οι μειωμένες τιμές του μεγέθους ($d_{corr} < 0.1$) υποδηλώνουν την μικρή χρονο-συχνοτική μεταβολή της χωρικής δομής του διαύλου όπως αυτή εκφράζεται από τον πίνακα \mathbf{R}_s . Εστιάζοντας στο πεδίο του χρόνου t' , οι καμπύλες d_{corr} του σχήματος 4.12 φανερώνουν την αργή και μικρή μεταβολή του \mathbf{R}_s καθ' όλη της διάρκειας μέτρησης για το σύνολο των θέσεων που εξετάστηκαν. Επίσης, είναι φανερή η συγκριτικά μικρότερη χρονική μεταβολή των μετρήσεων οροφής-οροφής όπου ισχύει ότι $d_{corr}(\Delta t') < 0.025$ ενώ για τις μετρήσεις δρόμου-οροφής και δρόμου-δρόμου ισχύει ότι $d_{corr}(\Delta t') < 0.09$.



Σχήμα 4.11: Ενδεικτικό αποτέλεσμα της απόστασης αποσυσχέτισης d_{corr} . Στο αριστερό γράφημα φαίνεται η συμπεριφορά συναρτήσεως χρονικής διαφοράς Δt με το πρώτο στιγμιότυπο μέτρησης για κάθε συχνότητα f . Στο δεξί γράφημα απεικονίζεται η μέση ως προς τη συχνότητα f συμπεριφορά της d_{corr} για οποιαδήποτε στιγμιότυπα μέτρησης t_1, t_2 .

Σχόλιο για την προσέγγιση ανάλυσης στατικότητας των πεδίων περιγραφής μεταβλητής φύσης ραδιοδιαύλου

Σημειώνεται, ότι η ανάλυση που προηγήθηκε δεν είναι ενιαία και γενική για το σύνολο των πεδίων περιγραφής μεταβλητότητας, αλλά έχει πιο ειδικό χαρακτήρα εξετάζοντας κάθε πεδίο χωριστά. Η πιο γενική και ενιαία προσέγγιση χαρακτηρισμού στατικότητας αποτελεί ένα ανοιχτό ερευνητικό ζήτημα που μελετάται αυτή την περίοδο από την ερευνητική κοινότητα. Χαρακτηριστικό παράδειγμα τέτοιας ενιαίας προσέγγισης είναι η ερευνητική δουλειά του G. Matz από το πανεπιστήμιο της Βιέννης [47], στην Αυστρία, ο οποίος έχει διατυπώσει ενιαία θεωρία



Σχήμα 4.12: Μέση ως προς f απόσταση αποσυσχέτισης $d_{corr}(\Delta t)$ πίνακα χωρικής συσχέτισης \mathbf{R}

χαρακτηρισμού non-WSSUS SISO διαύλων εισάγοντας την έννοια των τοπικών συναρτήσεων αυτοσυσχέτισης και σκέδασης σε περιοχές των πεδίων ορισμού των μεταβλητών t και f όπου ισχύει η στατικότητα. Η επέκταση της προσέγγισης αυτής για MIMO συστήματα είναι για την ώρα ένα ανοικτό ερευνητικό ζήτημα.

Οφείλει να σημειωθεί ότι η παραδοχή της στατικότητας είναι πολύ ελκυστική λόγω της απλότητας που αυτή συνεπάγεται στο πρόβλημα χαρακτηρισμού και μοντελοποίησης διαύλου. Αυτός είναι και ο λόγος που τα μοντέλα που έχουν αναπτυχθεί και χρησιμοποιούνται μέχρι σήμερα (όπως αυτά που περιγράφηκαν στο δεύτερο κεφάλαιο) βασίζονται στις παραδοχές στατικότητας χωρίς την απαραίτητη πειραματική τους επιβεβαίωση. Υπάρχει δηλαδή ένας συμβιβασμός ανάμεσα στην απλότητα των μοντέλων ραδιοδιαύλου και στην ακρίβεια μοντελοποίησης.

4.4 Μη κατευθυντική συνάρτηση σκέδασης

Η χωρομεταβλητή κρουστική απόκριση καθυστέρησης-Doppler $m(v, \tau, s)$ προσδιορίζεται από την χωρο-χρονομεταβλητή κρουστική απόκριση $h(t, \tau, s)$ με ευθύ μετασχηματισμό Fourier ως προς το πεδίο του χρόνου t , δηλ.

$$m(v, \tau, s) = \int_0^{T_{meas}} h(t, \tau, s) \cdot e^{-j2\pi vt} dt \quad (4.20)$$

Στην υλοποίηση της εξ.(4.20) με FFT μπορεί να χρησιμοποιηθεί παράθυρο, π.χ Hann, για την αποφυγή διαρροών σε γειτονικές συχνότητες. Δεδομένης της περιόδου μέτρησης $t_{snp} = 9.216msec$ και του πλήθους των δειγμάτων $N_{snp} = 512$ η ολίσθηση συχνότητας Doppler που μπορούσε να μετρηθεί λάμβανε τιμές στο διάστημα $v \in [-54.2535, 54.0415]$ Hz με διακριτική ικανότητα $\Delta_v = 0.2119$ Hz. Λόγω της στατικής φύσης των μετρήσεων τόσο το διάστημα τιμών όσο και η διακριτική ικανότητα του μετασχηματισμού Fourier κρίθηκαν ικανοποιητικά. Η χωρομεταβλητή φασματική πυκνότητα ισχύος καθυστέρησης-Doppler δίνεται από το τετράγωνο του μέτρου της αντίστοιχης μιγαδικής κρουστικής απόκρισης, δηλ.

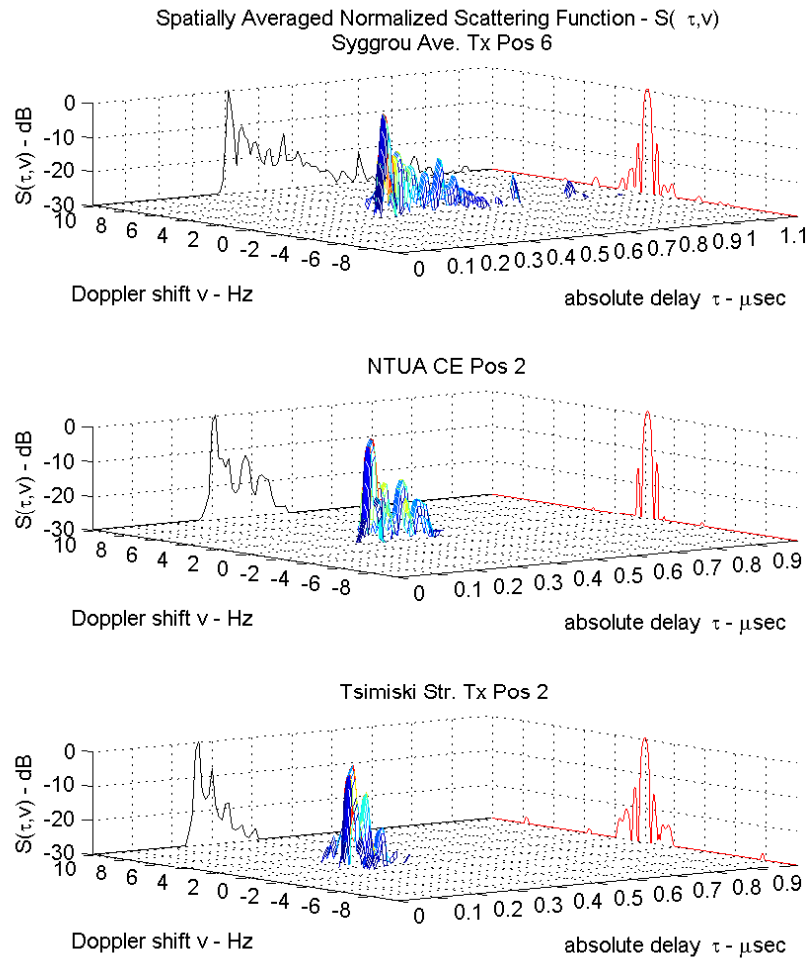
$$S(v, \tau, s) = |m(v, \tau, s)|^2 \quad (4.21)$$

Στα SISO συστήματα, η συνάρτηση καλείται *συνάρτηση σκέδασης*, οπότε κατ' επέκταση στα MIMO συστήματα η $S(v, \tau, s)$ καλείται και *μη κατευθυντική συνάρτηση σκέδασης* επειδή δεν περιέχει πληροφορία κατεύθυνσης διάδοσης. Τέλος, η χωρικά μέση συνάρτηση σκέδασης υπολογίζεται λαμβάνοντας τη μέση τιμή της $S(v, \tau, s)$ ως προς s , δηλ.

$$S_{avg}(v, \tau) = E_s \left\{ |m(v, \tau, s)|^2 \right\} \quad (4.22)$$

Ενδεικτικές απεικονίσεις της $S_{avg}(v, \tau)$ για μία θέση από κάθε κατηγορία μέτρησης δίνονται στο σχήμα (4.13) όπου στα παράπλευρα κάθετα επίπεδα φαίνονται οι περιθώριες φασματικές πυκνότητες ισχύος καθυστέρησης και ολίσθησης Doppler κανονικοποιημένες ως προς τη μέγιστη τιμή τους. Είναι εύκολο να παρατηρηθεί η μειωμένη ολίσθηση συχνότητας Doppler σε όλες τις γραφικές παραστάσεις, γεγονός αναμενόμενο λόγω της στατικής φύσης των μετρήσεων.

Η $S(v, \tau, s)$ ουσιαστικά ορίζει τον MIMO πίνακα $\mathbf{H}(v, \tau) \in \mathbb{C}^{M_R \times M_T}$. Στο σχήμα 4.14 απεικονίζεται γραφικά ο πίνακας $\mathbf{H}(v, \tau)$ για ένα 4×4 σύστημα. Οπτικά, είναι φανερή η ομοιότητα των συναρτήσεων σκέδασης των επιμέρους 16 το πλήθος SISO διαύλων. Παρόλα αυτά, η μαθηματική σύγκριση της ομοιότητας των συναρτήσεων οφείλει να ενισχύσει την ορθότητα της παραδοχής στατικότητας στο χώρο. Για το λόγο αυτό επιλέχθηκαν δύο μέθοδοι σύγκρισης της ομοιότητας των SISO συναρτήσεων σκέδασης ανά δύο, π.χ. $S(v, \tau, s_1), S(v, \tau, s_2)$ [48]. Ο καθένας τρόπος υλοποιείται με το σχηματισμό ενός πίνακα ομοιότητας $\mathbf{\Gamma}$, $\mathbf{\Gamma}_{kl}$ τα



Σχήμα 4.13: Χωρικά μέση συνάρτηση σκέδασης $S_{savg}(v, \tau)$

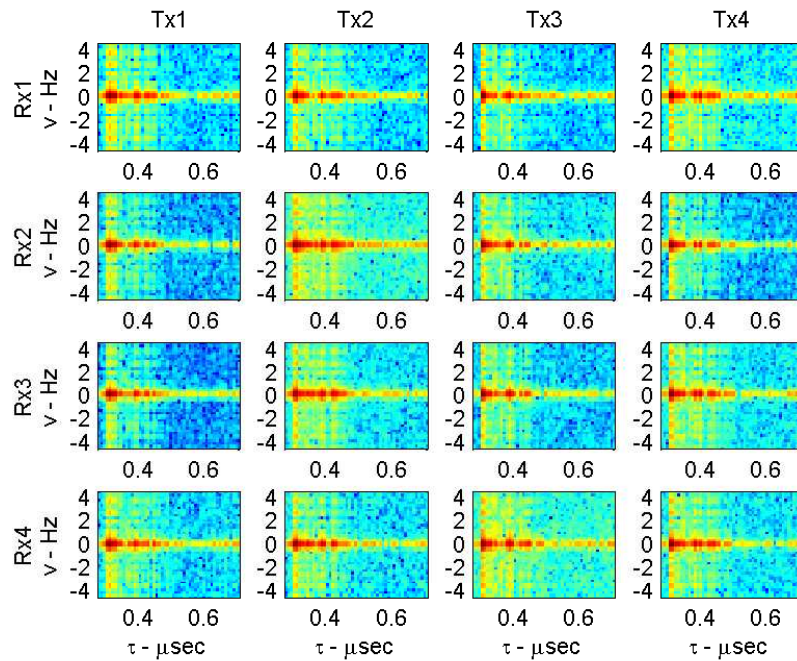
στοιχεία των οποίων δίνονται από τις εξ. (4.23), (4.24) αντίστοιχα.

$$\Gamma(s_1, s_2) = \frac{\iint_{\tau, v} S(v, \tau, s_1) \cdot S(v, \tau, s_2) dv d\tau}{\iint_{\tau, v} S(v, \tau, s_1) dv d\tau \iint_{\tau, v} S(v, \tau, s_2) dv d\tau} \quad (4.23)$$

$$\Gamma_{kld}(s_1, s_2) = \iint_{\tau, v} \tilde{S}(v, \tau, s_1) \log_2 \left(\frac{\tilde{S}(v, \tau, s_1)}{\tilde{S}(v, \tau, s_2)} \right) dv d\tau \quad (4.24)$$

Το μέγεθος $\Gamma_{kld}(s_1, s_2)$ καλείται Kullback-Leibler divergence και χρησιμοποιείται σε προβλήματα στατιστικής και θεωρίας πληροφορίας [49]. Ο όρος $\tilde{S}(v, \tau, s)$ συμβολίζει την κανονικοποιημένη συνάρτηση σκέδασης σε μοναδιαία συνολική λαμβανόμενη ισχύ, δηλ.

$$\tilde{S}(v, \tau, s) = \frac{S(v, \tau, s)}{\iint_{\tau, v} S(v, \tau, s) dv d\tau} \quad (4.25)$$



Σχήμα 4.14: Γραφική αναπαράσταση συνάρτησης σκέδασης $S(v, \tau, x, y)$ για ένα 4×4 MIMO σύστημα (EMΠ Κτ. Χημ. Μηχ. θέση πομπού 2)

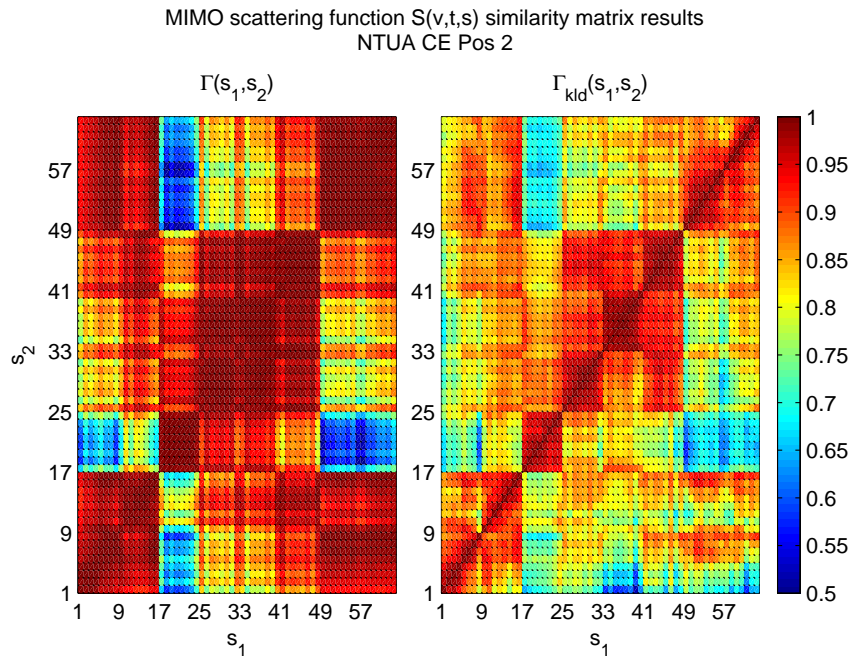
Για τον προσδιορισμό της ομοιότητας με βάση τον πίνακα $\mathbf{\Gamma}_{kld}$ είναι απαραίτητος ένας μετασχηματισμός ώστε να είναι συγκρίσιμος ο $\mathbf{\Gamma}_{kld}$ με τον $\mathbf{\Gamma}$. Ο μετασχηματισμός αυτός δίνεται από την εξ. (4.26)

$$\Gamma_{kld}(s_1, s_2) \rightarrow \frac{2}{2 + \Gamma_{kld}(s_1, s_2)} \quad (4.26)$$

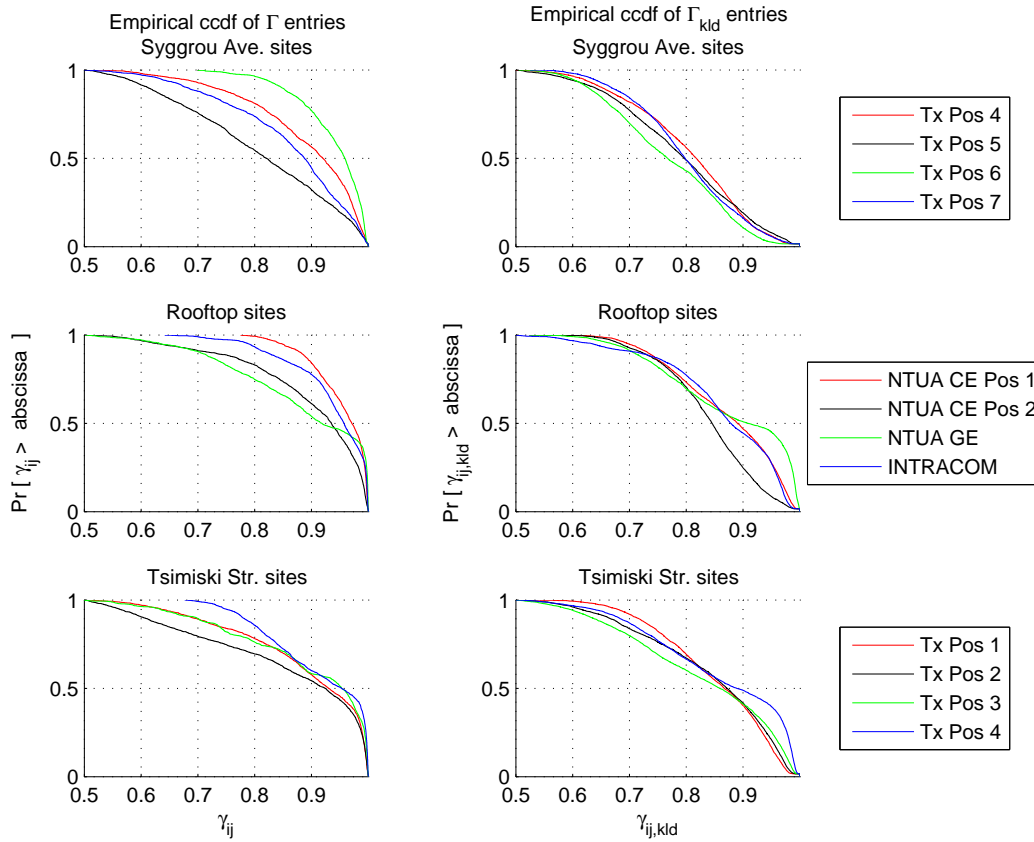
Ενδεικτικό αποτέλεσμα των πινάκων ομοιότητας $\mathbf{\Gamma}$, $\mathbf{\Gamma}_{kld}$ δίνεται στο σχήμα 4.15 χρησιμοποιώντας τα πειραματικά δεδομένα της μέτρησης οροφής-οροφής στην Πολυτεχνειούπολη Ζωγράφου, Κτ. Χημ. Μηχ. θέση πομπού 2. Αμφότεροι οι πίνακες $\mathbf{\Gamma}$, $\mathbf{\Gamma}_{kld}$ υποδεικνύουν υψηλή ομοιότητα των συναρτήσεων σκέδασης. Η παρατήρηση που μπορεί να γίνει στο σχήμα 4.15 για τις συγκριτικά μειωμένες τιμές ομοιότητας για τους SISO διαύλους με $s \in [17, 24]$, αποδίδεται σε κάποια ατέλεια μέτρησης με το τρίτο κεραιοστοιχείο πομπού η οποία δεν ανιχνεύτηκε παρά μόνο κατά τη διαδικασία επεξεργασίας μετρήσεων. Επιπλέον, στο σχήμα 4.16, όπου αποτυπώνονται οι καμπύλες εμπειρικής συμπληρωματικής σκπ των τιμών των $\mathbf{\Gamma}$, $\mathbf{\Gamma}_{kld}$, επιβεβαιώνεται η γενικότερη παρατήρηση για την ομοιότητα των συναρτήσεων σκέδασης. Οι τιμές των συντελεστών ομοιότητας είναι $\Gamma(s_1, s_2), \Gamma_{kld}(s_1, s_2) > 0.5$ για το σύνολο των μετρήσεων. Συνεπώς, επιβεβαιώνεται σε κάποιο βαθμό η παραδοχή στατικότητας στα πεδία του χώρου x, y για το σύνολο των μετρήσεων, από μία ακόμη οπτική γωνία εξέτασης του προβλήματος.

4.4.1 Φασματική πυκνότητα ισχύος Doppler

Ενδιαφέρον παρουσιάζει η εξέταση της φασματικής πυκνότητας ισχύος Doppler για δοσμένη καθυστέρηση συχνότητας τ . Στο σχήμα 4.17 παρουσιάζεται το κανονικοποιημένο χωρικό μέσο φάσμα Doppler $S_{savg}(v; \tau)$ για το σύνολο εκείνων των καθυστερήσεων τ όπου η ισχύς

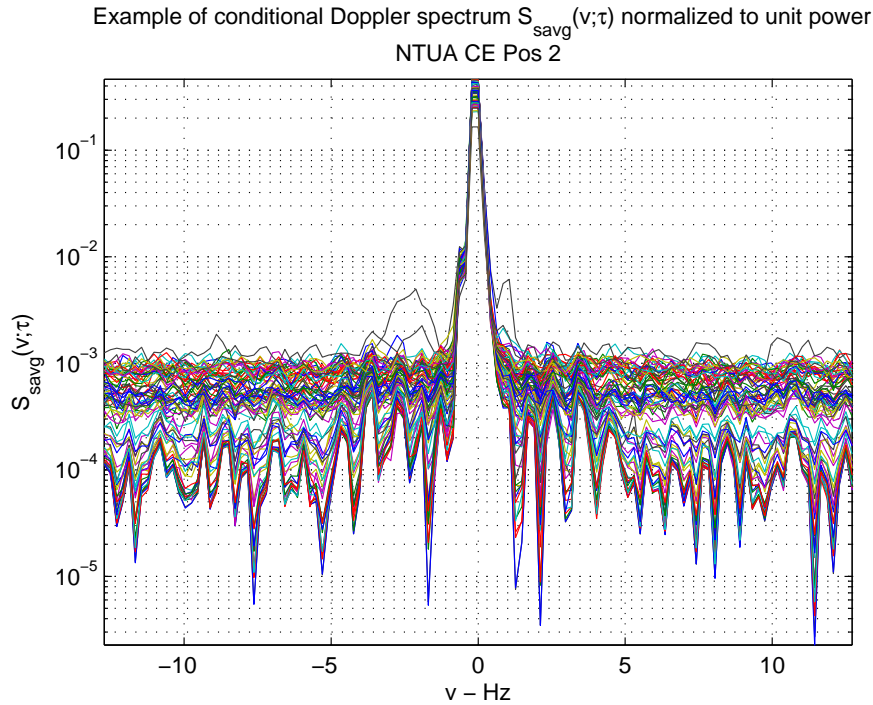


Σχήμα 4.15: Ενδεικτικό αποτέλεσμα για τους πίνακες ομοιότητας Γ , Γ_{kld} των 64 SISO συναρτήσεων σκέδασης $S(v, \tau)$ που απαρτίζουν ένα 8×8 MIMO σύστημα



Σχήμα 4.16: Εμπειρική συμπληρωματική σκπ τιμών στοιχείων των πινάκων ομοιότητας Γ , Γ_{kld} για το σύνολο των μετρηθέντων 8×8 MIMO διαύλων

είναι τουλάχιστον 3dB μεγαλύτερη από το επίπεδο θορύβου. Η κάθε καμπύλη $S_{savg}(v; \tau)$ είναι κανονικοποιημένη σε μοναδιαία συνολική ισχύ ώστε να είναι δυνατή η συγκριτική παρατήρηση της μεταβολής του σχήματος του φάσματος. Είναι φανερό ότι το σχήμα της φασματικής



Σχήμα 4.17: Φασματική πυκνότητα ισχύος Doppler $S(v)$

πυκνότητας ισχύος Doppler παραμένει αμετάβλητο με την καθυστέρηση διάδοσης τ για την απεικονιζόμενη θέση μέτρησης. Παρόμοια συμπεριφορά παρατηρήθηκε στο σύνολο των στατικών μετρήσεων.

Συνεπώς, αν η φασματική πυκνότητα ισχύος ολίσθησης Doppler δίνεται από την εξ.(4.27)

$$S_D(v) = E_s \left\{ \int_{\tau} |m(v, \tau, s)|^2 d\tau \right\} \quad (4.27)$$

τότε είναι δυνατό να γίνει η ακόλουθη απλοποιητική παραδοχή παραγοντοποίησης. Γενικά, ισχύει ότι

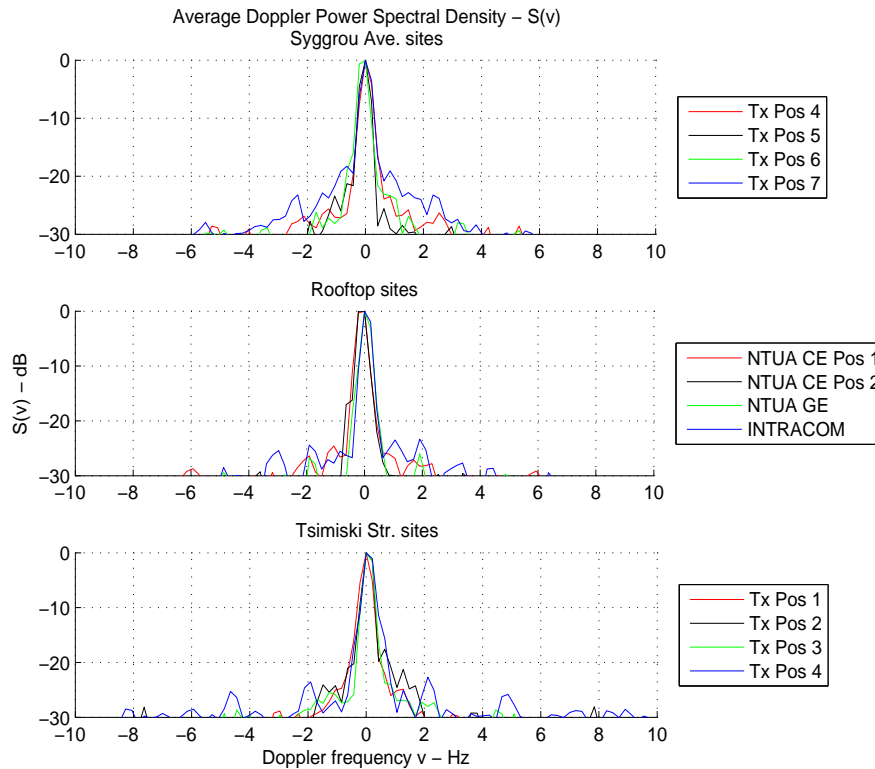
$$S_{savg}(v, \tau) = P_{stavg}(\tau) S_{savg}(v; \tau)$$

αλλά επειδή το σχήμα της $S_{savg}(v; \tau)$ δεν αλλάζει σημαντικά με το τ η παραπάνω σχέση μπορεί να γραφεί ως εξής

$$S_{savg}(v, \tau) = P_{stavg}(\tau) S_D(v) \quad (4.28)$$

Η απλοποιητική παραδοχή της εξ.(4.28) ουσιαστικά σηματοδοτεί τη δυνατότητα διαχωρισμού του χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου στα πεδία v και τ . Με άλλα λόγια, η χωρικά μέση συνάρτηση σκέδασης $S_{savg}(v, \tau)$ μπορεί να υπολογιστεί από τις περιθώριες φασματικές πυκνότητες ισχύος $P_{stavg}(\tau)$ και $S_D(v)$.

Εστιάζοντας στην φασματική πυκνότητα ισχύος Doppler, το σχήμα 4.18 απεικονίζει τις πειραματικές συναρτήσεις $S_D(v)$ για το σύνολο των μετρήσεων. Αρχικά, είναι φανερό η μικρή ολίσθηση Doppler της τάξης των 2Hz που εισάγει ο ραδιοδιάυλος σε όλα τα περιβάλλοντα διάδοσης λόγω της στατικής τοπολογίας μέτρησης. Αν και οι διαφορές είναι μικρές, το μικρότερο συγκριτικά εύρος ζώνης εμφανίζουν οι μετρήσεις οροφής-οροφής, στις οποίες αντιστοιχεί και το περισσότερο στατικό περιβάλλον διάδοσης. Το σχήμα του φάσματος Doppler περιγράφεται στη βιβλιογραφία ως «αιχμηρό» (peaky) στις λιγότερες αναφορές που υπάρχουν επί του θέματος για περιβάλλοντα διάδοσης σταθερών ασύρματων επικοινωνιών [50], [51].



Σχήμα 4.18: Φασματική πυκνότητα ισχύος Doppler $S_D(v)$ για το σύνολο των μετρήσεων

Σχόλιο για την επίδραση των κινούμενων σκεδαστών

Ενδιαφέρον παρουσιάζει η παρατήρηση του περιβάλλοντος της λεωφ. Συγγρού όπου η παρουσία κινούμενων οχημάτων αναμένεται να προκαλεί αυξημένη ολίσθηση Doppler. Εντούτοις, η προσδοκία αυτή δεν παρατηρήθηκε πειραματικά. Αν θεωρηθεί ως μέγιστη ταχύτητα κίνησης ενός οχήματος $v_{veh_max} = 80\text{km/h} = 22.2\text{m/sec}$, τότε η μέγιστη ολίσθηση Doppler που εισάγει το όχημα ως κινούμενος σκεδαστής είναι $v_{veh_max} = v/\lambda \approx 385\text{Hz}$ στην περίπτωση όπου το διάνυσμα κατεύθυνσης κίνησης είναι συγγραμμικό με το διάνυσμα της κατεύθυνσης άφιξης. Η μετρητική συχνότητα χρονικής δειγματοληψίας ορίζει τη μέγιστη μετρήσιμη ολίσθηση Doppler να είναι $v_{max} \approx 54\text{Hz} < v_{veh_max}$ οπότε αν υπάρχει φασματικό περιεχόμενο Doppler $S_D(v)$ για $|v| > v_{max}$ τότε αυτό δεν μπορεί να απεικονιστεί λόγω της παραμόρφωσης αναδίπλωσης φάσματος (spectrum aliasing). Παρόλα αυτά, σημειώνεται ότι η κίνηση κάποιων

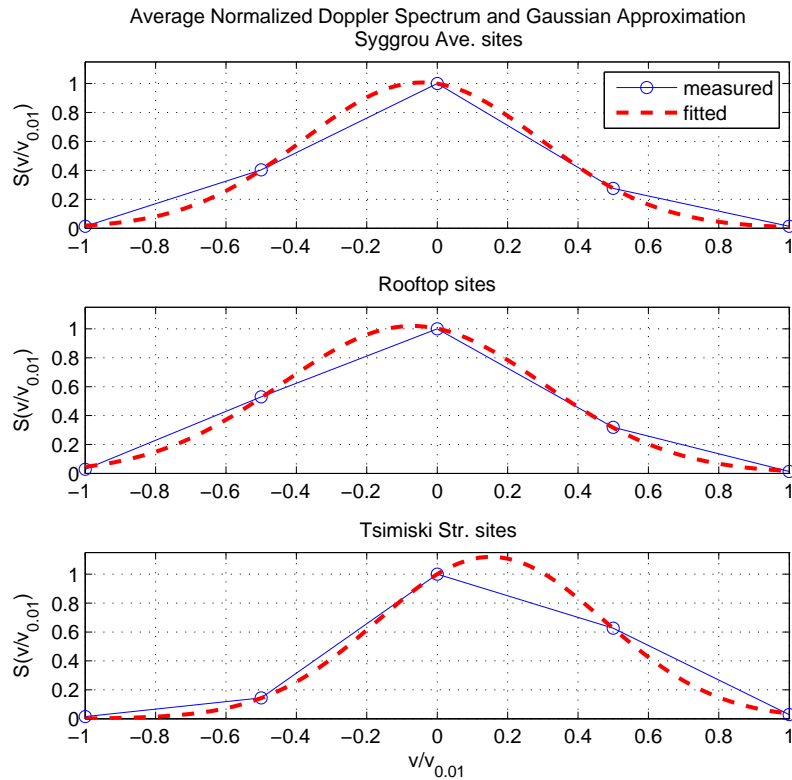
σχεδαστών σε ένα περιβάλλον διάδοσης με σταθερά άκρα, δεν έχει την ίδια επίπτωση στη χρονομεταβλητή φύση του ραδιοδιαύλου όπως αν π.χ ήταν κινούμενο το ένα ή/και τα δύο άκρα. Στην πρώτη περίπτωση των σταθερών άκρων, μόνο οι κινούμενοι σχεδαστές επιδρούν στην ολίσθηση Doppler και η επίδραση αυτή εξαρτάται αφενός από το μέγεθος radar cross section [52] που χαρακτηρίζει τον καθένα και αφετέρου από την γωνία που σχηματίζει η κατεύθυνση της κίνησης με την κατεύθυνση διάδοσης. Στην δεύτερη περίπτωση των κινητών τερματικών, στην ολίσθηση Doppler συμμετέχει το σύνολο των σχεδαστών του περιβάλλοντος διάδοσης που αλληλεπιδρούν με το διαδιδόμενο κύμα.

Μελετώντας θεωρητικά το πρόβλημα της κίνησης σχεδαστών προσομοιώθηκε ένα απλό σενάριο διάδοσης οπτικής επαφής με κινούμενους σχεδαστές κατά μήκος ενός άξονα κίνησης (αναπαράσταση λεωφόρου). Μεταβάλλοντας την κατεύθυνση του άξονα κίνησης διαπιστώθηκε ότι η ολίσθηση Doppler μειώνεται με την αύξηση της περιεχόμενης γωνίας του άξονα κίνησης και το άξονα οπτικής επαφής από 0° ως 90° . Δεδομένου ότι στη λεωφόρο Συγγρού, ο πομπός και ο δέκτης ήταν τοποθετημένοι εκατέρωθεν της λεωφόρου, και ο άξονας κίνησης των οχημάτων σχημάτιζε αυξημένη περιεχόμενη γωνία με τον άξονα οπτικής επαφής της ζεύξης, η μειωμένη ολίσθηση Doppler είναι αναμενόμενη λόγω τοπολογίας. Από την άλλη πλευρά, στις μετρήσεις δρόμου-δρόμου της οδού Τσιμισκή, κινούμενα αυτοκίνητα υπήρχαν μόνο στους κάθετους δρόμους και ήταν ορατά μόνο κατά μήκος των διασταυρώσεων με κατεύθυνση κίνησης 90° ως προς τον άξονα της οδού Τσιμισκή. Συνεπώς, η ολίσθηση Doppler που προκάλεσαν είναι πολύ μικρή, κοντά στην περιοχή των 0Hz.

Σε άλλες πειραματικές μελέτες σταθερών ζεύξεων με κινούμενους σχεδαστές διαπιστώθηκαν όμοια αποτελέσματα. Σε μετρήσεις της Siemens σε σταθερούς ασύρματους διαύλους στα 2GHz[53], η συχνότητα χρονικής δειγματοληψίας επέτρεπε τη μέτρηση υψηλών ολισθήσεων Doppler χωρίς φαινόμενα αναδίπλωσης φάσματος. Εκεί διαπιστώθηκε η γενικά μειωμένη επίδραση των κινούμενων σχεδαστών αφού οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες με αυξημένη συχνότητα ολίσθησης παρουσίαζαν αυξημένες απώλειες διάδοσης, μεγαλύτερες των 20dB σε σχέση με τις πολυδιαδρομικές συνιστώσες με μικρή ολίσθηση Doppler. Διαπιστώθηκε ότι η επίδραση συνιστωσών που οφείλονταν σε κινούμενους σχεδαστές ήταν δευτερεύουσας σημασίας λόγω του μειωμένου radar cross section που είχαν σε σύγκριση με τις συνιστώσες που οφείλονταν σε ανακλάσεις λόγω τοπολογίας και μορφολογίας του περιβάλλοντος διάδοσης. Τέλος, βρέθηκε ότι η επίδραση των κινούμενων σχεδαστών στα αποτελέσματα χρονικής αυτοσυσχέτισης διαύλου είναι αμελητέα.

4.4.1.1 Προσεγγιστική εμπειρική περιγραφή της φασματικής πυκνότητας ισχύος Doppler

Χρησιμοποιώντας την μέση φασματική πυκνότητα ισχύος ολίσθησης Doppler ανά κατηγορία μετρήσεων έγινε προσπάθεια προσδιορισμού μιας προσεγγιστικής μαθηματικής έκφρασης για το σχήμα της συνάρτησης $S_D(v)$. Η στενή φύση του φάσματος Doppler και το μειωμένο πλήθος των δειγμάτων δεν άφησε περιθώρια προσδιορισμού της εμπειρικής έκφρασης με μεγάλη ακρίβεια. Παρόλα αυτά, βρέθηκε ότι η κανονική συνάρτηση μπορεί να προσεγγίσει ικανοποιητι-



Σχήμα 4.19: Προσέγγιση αποκομμένης συνάρτησης πυκνότητας ισχύος Doppler από την κανονική συνάρτηση

κά το κομμάτι εκείνο της $S_D(v)$ με ισχύ ως και 20dB μικρότερη της μέγιστης. Συμβολίζοντας με $v_{0.01}$ τη συχνότητα Doppler για την οποία ισχύει ότι $S_D(v_{0.01}) = 0.01 \max\{S_D(v)\}$, το αποκομμένο (truncated) φάσμα Doppler προσεγγίζεται από την μαθηματική έκφραση της εξ.(4.29)

$$S_D(v_n) = a \cdot e^{\left(\frac{v_n - b}{c}\right)^2}, \quad v_n = \frac{v}{v_{0.01}} \quad (4.29)$$

Οι προσεγγίσεις της πειραματικής S_D από την εξ.(4.29) απεικονίζονται στο σχήμα 4.19 για τις τιμές των παραμέτρων a, b, c του πίνακα 4.1 και $v_{0.01} = 0.4239\text{Hz}$. Σημειώνεται ότι, η προσέγγιση της εξ.(4.29) αντιστοιχεί σε γραμμικές τιμές της $S_D(v_n)$. Εναλλακτικά, τα αποτελέσματα της προσπάθειας προσέγγισης των πειραματικών τιμών σε λογαριθμική κλίμακα (dB) για το ίδιο σύνολο μετρήσεων έχουν παρουσιαστεί στην [54]. Αν και αμφότερες οι προσεγγίσεις είναι ορθές, τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται εδώ μπορούν να είναι πιο χρήσιμα σε μελέτες μοντελοποίησης και προσομοίωσης ραδιοδιαύλου. Σε τέτοιες μελέτες η τετραγωνική ρίζα του φάσματος Doppler $\sqrt{S_D(v)}$ ορίζει το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς ενός φίλτρου που εισάγει την επιθυμητή χρονική συσχέτιση σε τυχαία ανεξάρτητα και ασυσχέτιστα δείγματα (coloring of i.i.d samples) [55].

Πίνακας 4.1: Παράμετροι συνάρτησης προσέγγισης της πειραματικής αποκομμένης φασματικής πυκνότητας ισχύος Doppler $S_D(v)$

	a	b	c
λεωφ. Συγγρού	1.01	-0.04	0.48
ΕΜΠ & INTRAKOM	1.02	-0.07	0.52
οδός Τσιμισκή	1.12	0.15	0.45

4.5 Μεγέθη διασποράς καθυστέρησης

Για τον χαρακτηρισμό της διασποράς που εισάγει ο ραδιοδιάυλος στο πεδίο της καθυστέρησης διάδοσης τ χρησιμοποιούνται τα μεγέθη της μέσης επιπλέον καθυστέρησης διάδοσης m_τ (mean excess delay) και της rms διασποράς καθυστέρησης σ_τ (rms delay spread) [52]. Αμφότερα τα μεγέθη ορίζονται βάσει της φασματικής πυκνότητας ισχύος καθυστέρησης διάδοσης. Σύμφωνα με την ανάλυση της παραγράφου 1.2, λόγω της πολλαπλότητας των διαστάσεων περιγραφής του MIMO διαύλου υπάρχουν πολλές δυνατότητες περιγραφής φάσματος με όρισμα τ . Αν επιλεγεί η χωρικά μέση στιγμιαία φασματική πυκνότητα ισχύος καθυστέρησης $P_{savg}(t, \tau)$ τότε τα μεγέθη m_τ, σ_τ ορίζονται από τις εξ.(4.30) και (4.31) και είναι χρονομεταβλητά.

$$m_\tau(t) = \frac{\sum_\tau P_{savg}(t, \tau) \cdot \tau}{\sum_\tau P_{savg}(t, \tau)} \quad (4.30)$$

$$\sigma_\tau(t) = \sqrt{\frac{\sum_\tau P_{savg}(t, \tau) (\tau - m_\tau(t))^2}{\sum_\tau P_{savg}(t, \tau)}} \quad (4.31)$$

Εναλλακτικά, αν επιλεγεί το μέσο προφίλ καθυστέρησης ισχύος $P_{stavg}(\tau)$, τότε τα μεγέθη χαρακτηρισμού διασποράς καθυστέρησης συμβολίζονται ως $\bar{m}_\tau, \bar{\sigma}_\tau$ και ορίζονται από τις εξ.(4.32) και (4.33) αντίστοιχα.

$$\bar{m}_\tau = \frac{\sum_\tau P_{stavg}(\tau) \tau}{\sum_\tau P_{stavg}(\tau)} \quad (4.32)$$

$$\bar{\sigma}_\tau = \sqrt{\frac{\sum_\tau P_{stavg}(\tau) (\tau - \bar{m}_\tau)^2}{\sum_\tau P_{stavg}(\tau)}} \quad (4.33)$$

Τα ζεύγη μεγεθών m_τ, σ_τ και $\bar{m}_\tau, \bar{\sigma}_\tau$ αν και ποιοτικά έχουν την ίδια φυσική σημασία, ποσοτικά δεν είναι απαραίτητο να ισχύει ότι η χρονική μέση τιμή των χρονομεταβλητών εκφράσεων $m_\tau(t), \sigma_\tau(t)$ είναι ίση με τις τιμές που δίνουν οι $\bar{m}_\tau, \bar{\sigma}_\tau$ [56].

Τα πειραματικά αποτελέσματα των $\bar{m}_\tau, \bar{\sigma}_\tau$ δίνονται στον πίνακα 4.2 ενώ οι καμπύλες εμπειρικής σκπ των $m_\tau(t), \sigma_\tau(t)$ απεικονίζονται στις δύο στήλες γραφημάτων του σχήματος 4.20. Είναι φανερό η συγκριτικά μεγαλύτερη διασπορά καθυστέρησης του περιβάλλοντος διάδοσης της λεωφ. Συγγρού, γεγονός που υποδεικνύει την ύπαρξη πληθώρας σχεδαστών που αλλη-

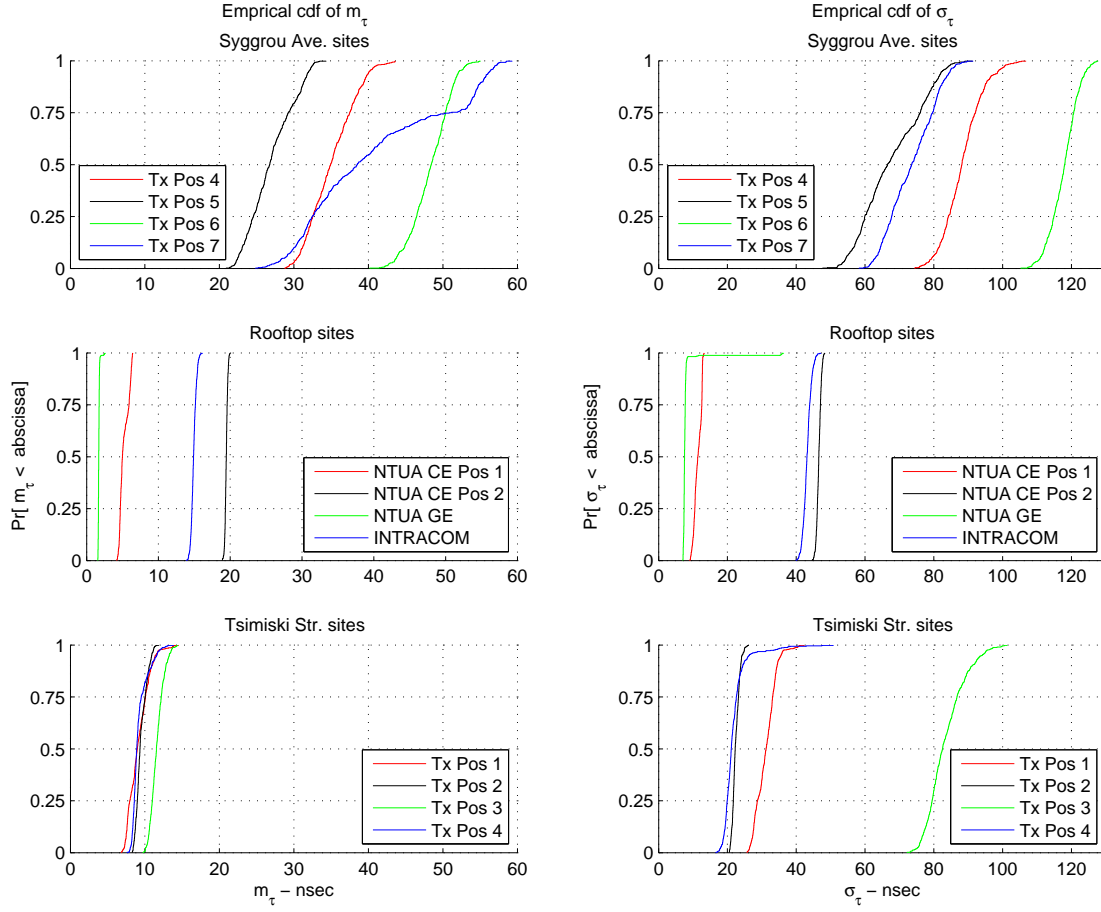
λεπιδρούν με τα διαδιδόμενα κύματα εκπομπής. Στις μετρήσεις οροφής-οροφής, η διασπορά είναι σαφώς μειωμένη, ειδικά στην περίπτωση της μέτρησης στην Πολυτεχνειούπολη Ζωγράφου με τον πομπό στο κτίριο Β των Γενικών Εδρών. Όπως μπορεί να παρατηρηθεί και από τη φωτογραφία του σχήματος 3.11, στην συγκεκριμένη μέτρηση η διάδοση από τον πομπό στο δέκτη παρεμποδίζεται σημαντικά από 2 κτίρια που βρίσκονται στην κοντινή περιοχή του πομπού (κτίριο Α και κτίριο Ε). Η πρώτη ζώνη Fresnel είναι καθαρή από σκεδαστές οπότε υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη (pure LoS), ενώ η διασπορά του ραδιοδιαύλου είναι περιορισμένη (βλ. π.χ. $\bar{m}_\tau = 1.7\text{nsec}$) λόγω της μορφολογίας και τοπολογίας του περιβάλλοντος διάδοσης. Ακόμη, περιορισμένη διασπορά υπάρχει στην μέτρηση ΕΜΠ με τον πομπό στο κτ. Χημ. Μηχ. θέση 1, αλλά σε αυτή την περίπτωση οφείλεται στη μεγάλη απόσταση διαχωρισμού πομπού και δέκτη που προκαλεί μεγαλύτερη απώλεια διάδοσης στις πολυδιαδρομικές συνιστώσες. Επιπλέον, στην οδό Τσιμισκή η διασπορά καθυστέρησης είναι μικρότερη από την αντίστοιχη της λεωφ. Συγγρού. Αν και τα δύο περιβάλλοντα μπορούν να χαρακτηριστούν ως αστικά, οι επιμέρους συνθήκες διάδοσης διαφέρουν σημαντικά. Στην οδό Τσιμισκή η διάδοση περιορίζεται φυσικά κατά μήκος και εντός του εύρους του δρόμου που είναι περίπου 10m, οπότε η μέγιστη τιμή \bar{m}_τ είναι 11.5nsec, ενώ στη λεωφ. Συγγρού όπου δεν υπάρχουν όμοιοι περιορισμοί η ελάχιστη τιμή \bar{m}_τ που παρατηρείται είναι 26.1nsec. Τέλος, παρατηρώντας την κλίση των καμπυλών του σχήματος 4.20 για τα στιγμιαία μεγέθη $m_\tau(t)$ και $\sigma_\tau(t)$ είναι φανερό η μειωμένη διακύμανση των τιμών τους για τα περιβάλλοντα οροφής και της οδού Τσιμισκή υποδηλώνοντας την μικρή χρονική μεταβολή των συνθηκών διασποράς καθυστέρησης. Αντίθετα, η μικρότερη κλίση των καμπυλών της λεωφ. Συγγρού δηλώνει την συγκριτικά μεγαλύτερη χρονική μεταβολή του συγκεκριμένου περιβάλλοντος.

Πίνακας 4.2: Μεγέθη διασποράς καθυστέρησης διάδοσης $\bar{m}_\tau, \bar{\sigma}_\tau$ (nsec)

	\bar{m}_τ	$\bar{\sigma}_\tau$
λεωφ. Συγγρού θέση 4	34.2	85.9
λεωφ. Συγγρού θέση 5	26.1	63.9
λεωφ. Συγγρού θέση 6	48.6	118.6
λεωφ. Συγγρού θέση 7	38.1	70
ΕΜΠ κτ. Χημ. Μηχ. θέση 1	5.3	11.7
ΕΜΠ κτ. Χημ. Μηχ. θέση 2	19.6	47.1
ΕΜΠ κτ. Γεν. Εδρ.	1.7	7.5
INTRAKOM	15.0	43.3
οδός Τσιμισκή θέση 1	8.9	30.8
οδός Τσιμισκή θέση 2	9.4	22
οδός Τσιμισκή θέση 3	11.5	82.4
οδός Τσιμισκή θέση 4	8.9	20.3

4.6 Διαλείψεις περιβάλλουσας στενής ζώνης

Από τις ευρυζωνικές μετρήσεις είναι δυνατός ο προσδιορισμός μιας αναπαράστασης διαύλου στενής ζώνης. Χρησιμοποιώντας την χωρο-χρονομεταβλητή χρουστική απόκριση $h(t, \tau, s)$ και



Σχήμα 4.20: Εμπειρική σκπ στιγμιαίων μεγεθών διασποράς καθυστέρησης $m_\tau(t)$, $\sigma_\tau(t)$

λαμβάνοντας τη μιγαδική μέση τιμή στο πεδίο της καθυστέρησης διάδοσης τ υπολογίζεται η χωρο-χρονομεταβλητή απόκριση στενής ζώνης $h_{nb}(t, s)$. Με σκοπό τη μείωση της επίδρασης του προσθετικού θορύβου, στον υπολογισμό της $h_{nb}(t, s)$ από την εξ.(4.34) χρησιμοποιούνται μόνο εκείνες οι N_τ τιμές για τις οποίες η λαμβανόμενη ισχύς βρίσκεται τουλάχιστον 6dB πάνω από το επίπεδο θορύβου.

$$h_{nb}(t, s) = \frac{1}{N_\tau} \sum_{n=1}^{N_\tau} h(t, \tau_n, s) \quad (4.34)$$

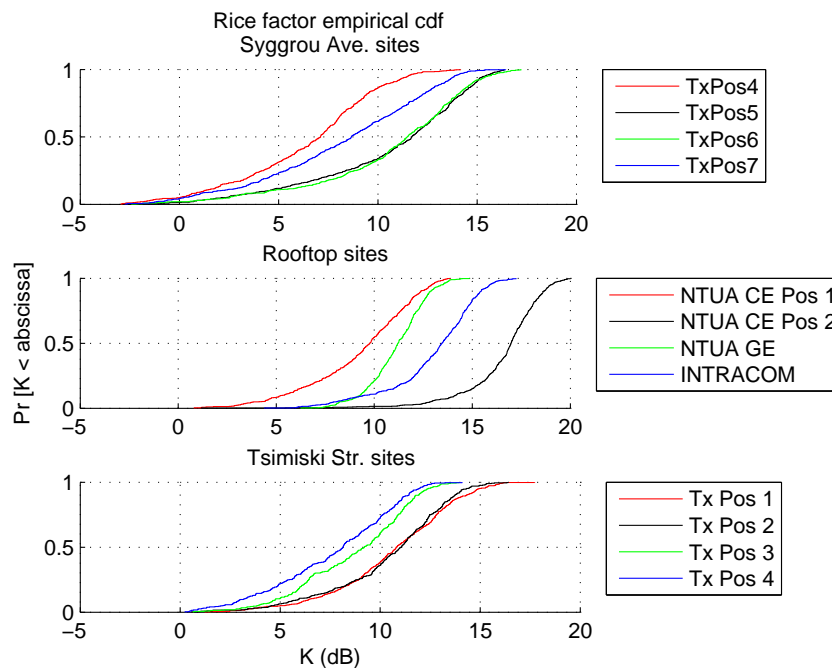
Η ποσότητα h_{nb} ακολουθεί την κανονική κατανομή με μη μηδενική μέση τιμή ενώ το μέτρο $|h_{nb}|$ της ακολουθεί την συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας Rice της εξ.(2.5). Ο παράγοντας Rice K που χρησιμοποιείται στον ορισμό της σπ, θεωρητικά δίνεται από την εξ.(4.35)

$$K(s) = \frac{|E_t \{h_{nb}(t, s)\}|^2}{E_t \left\{ |h_{nb}(t, s) - E_t \{h_{nb}(t, s)\}|^2 \right\}} \quad (4.35)$$

και πρακτικά μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας τη μέθοδο των ροπών (moment based method) που περιγράφεται στην [57]. Ουσιαστικά, ο K εκφράζει το λόγο της ισχύος της συνιστώσας οπτικής επαφής προς την ισχύ που οφείλεται στις σχεδασζόμενες πολυδιαδρομικές

συνιστώσες. Τα πειραματικά αποτελέσματα του K για το σύνολο των εννέα σειρών μετρήσεων που εκτελέστηκαν σε κάθε θέση, απεικονίζονται στο σχήμα 4.21 με τη μορφή εμπειρικών σκπ. Επιπλέον τα στατιστικά μεγέθη της μέσης τιμής και της τυπικής των τιμών του K σε dB παρατίθενται στον πίνακα 4.3.

Η πρώτη παρατήρηση που μπορεί να γίνει είναι ότι ο παράγοντας K μειώνεται με την αύξηση της απόστασης διαχωρισμού πομπού και δέκτη d_{Tx-Rx} . Όμως, το περιορισμένο πλήθος όμως των διαθέσιμων d_{Tx-Rx} δεν επέτρεψε την επιπλέον διερεύνηση και την εξαγωγή μιας εμπειρικής σχέσης για την μεταβολή αυτή. Λεπτομερής μελέτη για την εξάρτηση του K με την d_{Tx-Rx} μπορεί να βρεθεί στην [58]. Επίσης, συγκρίνοντας τις διάφορες κατηγορίες μετρήσεων, φαίνεται ότι στη λεωφ. Συγγρού ο K λαμβάνει τις μικρότερες τιμές ενώ στις μετρήσεις οροφής τις μεγαλύτερες. Η διαφορά αυτή αποδίδεται τόσο στο πιο πλούσιο σε σκέδαση περιβάλλον της λεωφ. Συγγρού όσο και στην υψομετρική διαφορά πομπού και δέκτη, όπου τα αποτελέσματα σίγουρα επηρεάζονται και από το κατακόρυφο διάγραμμα ακτινοβολίας των κεραιών. Από την άλλη πλευρά, στις μετρήσεις οροφής η σκέδαση ήταν πιο φτωχή (όπως υποδεικνύουν και τα μεγέθη διασποράς καθυστέρησης). Στις μετρήσεις δρόμου-δρόμου στην οδό Τσιμισκή, αν και το περιβάλλον ήταν αστικό και οι σκεδαστές αρκετοί εντούτοις ο περιορισμός της διάδοσης κατά μήκος του δρόμου προκαλεί τιμές του K λίγο μεγαλύτερες από το περιβάλλον της λεωφ. Συγγρού.



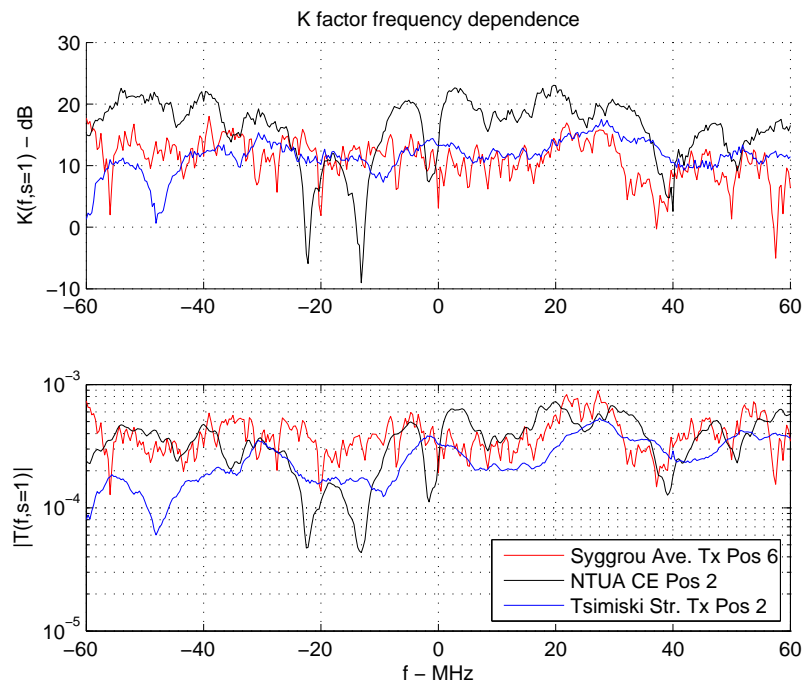
Σχήμα 4.21: Εμπειρική σκπ παράγοντα Rice K για το σύνολο των μετρήσεων

Εξετάζοντας το θέμα από μια άλλη οπτική γωνία υπολογίστηκε ο παράγοντας Rice K από τα συχνοτικά δείγματα της $T(t, f, s)$ για ένα SISO κανάλι π.χ. $s = 1$ ώστε να παρατηρηθεί η μεταβολή του με τη συχνότητα f στο εύρος ζώνης μέτρησης. Είναι αναμενόμενο η επιλεκτικότητα του διαύλου ως προς τη συχνότητα να επηρεάζει την επίδραση της συνιστώσας οπτικής επαφής στη συνολικά λαμβανόμενη ισχύ. Πράγματι, στο σχήμα 4.22 απεικονίζονται ενδεικτι-

Πίνακας 4.3: Αποτελέσματα παράγοντα Rice K (dB)

	$\langle K \rangle$	$std(K)$
λεωφ. Συγγρού θέση 4	6.4	3.5
λεωφ. Συγγρού θέση 5	10.6	4.0
λεωφ. Συγγρού θέση 6	10.7	3.9
λεωφ. Συγγρού θέση 7	8.2	4.1
EMΠ κτ. Χημ. Μηχ. θέση 1	9.0	3.1
EMΠ κτ. Χημ. Μηχ. θέση 2	16.6	2.0
EMΠ κτ. Γεν. Εδρ.	11.1	1.5
INTRAKOM	13.1	2.3
οδός Τσιμισκή θέση 1	10.6	3.1
οδός Τσιμισκή θέση 2	10.3	3.2
οδός Τσιμισκή θέση 3	8.6	2.8
οδός Τσιμισκή θέση 4	7.1	3.6

κά αποτελέσματα του $K(f)$ για μια ενδεικτική θέση από κάθε κατηγορία μετρήσεων καθώς και η αντίστοιχη συνάρτηση μεταφοράς. Στις περιοχές συχνοτήτων με έντονες διαλείψεις, ο K μειώνεται λόγω της αυξημένης επίδρασης του προσθετικού θορύβου μέτρησης οπότε η μεταβολή του K ως προς f ακολουθεί την επιλεκτικότητα του ραδιοδιαύλου στη συχνότητα. Τέλος, σε ότι αφορά τις τιμές που λαμβάνει ο $K(f)$ αυτές κυμαίνονται στα ίδια επίπεδα που υπολογίστηκαν από την περιγραφή στενής ζώνης h_{nb} .



Σχήμα 4.22: Μεταβολή του παράγοντα Rice K με τη συχνότητα.

4.7 Συναρτήσεις αυτοσυσχέτισης διαύλου

Αν και εφόσον ισχύουν οι παραδοχές στατικότητας σε όλα τα πεδία περιγραφής της μεταβλητής φύσης του ραδιοδιαύλου (variance domains) t, f, x, y τότε η απο-κοινού συνάρτηση χωρο-χρονο-συχνοτικής αυτοσυσχέτισης διαύλου (space-time-frequency autocorrelation function) εξαρτάται μόνο από τις διαφορές $\Delta t, \Delta f, \Delta x, \Delta y$ των ορισμάτων της. Σύμφωνα με την ανάλυση της ενότητας 4.3 η στατικότητα του MIMO διαύλου ισχύει για καθένα από τα πεδία t, f, x, y οπότε ο προσδιορισμός της $R(\Delta t, \Delta f, \Delta x, \Delta y)$ από τα διαθέσιμα δείγματα της $T(t, f, x, y)$ γίνεται σύμφωνα με την εξ.(4.36).

$$R(\Delta t, \Delta f, \Delta x, \Delta y) = \frac{E_{t,f,x,y} \{T(t, f, x, y) T(t + \Delta t, f + \Delta f, x + \Delta x, y + \Delta y)^*\}}{\sqrt{E_{t,f,x,y} \{|T(t, f, x + \Delta x, y + \Delta y)|^2\} \cdot E_{t,f,x,y} \{|T(t + \Delta t, f + \Delta f, x + \Delta x, y + \Delta y)|^2\}}} \quad (4.36)$$

Η εφαρμογή της εξ.(4.36) αν και αποτυπώνει πλήρως τα χαρακτηριστικά αυτοσυσχέτισης σε όλα τα πεδία, εντούτοις δεν είναι πρακτική για την παρουσίαση των πειραματικών αποτελεσμάτων εξαιτίας της δυσκολίας απεικόνισης των τεσσάρων πεδίων της. Για το λόγο αυτό στο υπόλοιπο της παρούσας ενότητας θα μελετηθούν χωριστά η αυτοσυσχέτιση χρόνου-συχνότητας και αυτοσυσχέτιση χώρου-συχνότητας.

4.7.1 Αυτοσυσχέτιση χρόνου συχνότητας

Η αυτοσυσχέτιση χρόνου συχνότητας του MIMO διαύλου ουσιαστικά πρόκειται για τη διδιάστατη συνάρτηση που προκύπτει από την $R(\Delta t, \Delta f, \Delta x, \Delta y)$ για $\Delta x = 0, \Delta y = 0$, δηλ:

$$R(\Delta t, \Delta f) = R(\Delta t, \Delta f, \Delta x = 0, \Delta y = 0) \quad (4.37)$$

Πρακτικά, ο υπολογισμός της από τα δείγματα της $T(t, f, s)$ γίνεται από την εξ.(4.38)

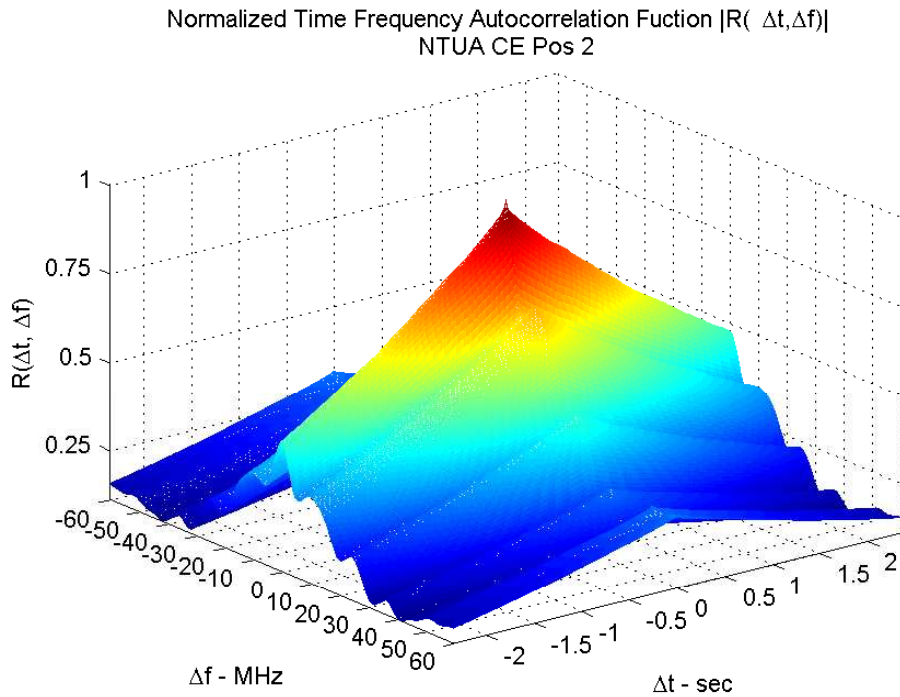
$$R(\Delta t, \Delta f) = \frac{E_{t,f,s} \{T(t, f, s) T(t + \Delta t, f + \Delta f, s)^*\}}{\sqrt{E_{t,f,s} \{|T(t, f, s)|^2\} E_{t,f,s} \{|T(t + \Delta t, f + \Delta f, s)|^2\}}} \quad (4.38)$$

Εναλλακτικά, η $R(\Delta t, \Delta f)$ μπορεί να υπολογιστεί από τον ευθύ μετασχηματισμό Fourier ως προς τ της μιγαδικής χωρο-χρονο μεταβλητής κρουστικής απόκρισης $h(t, \tau, s)$, δηλ.

$$R(\Delta t, \Delta f) = \frac{\int_{\tau=0}^{\tau_{\max}} E_{t,s} \{h(t, \tau, s) \cdot h(t + \Delta t, \tau, s)^*\} e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau}{\int_{\tau=0}^{\tau_{\max}} P_{stavg}(\tau) d\tau} \quad (4.39)$$

Οι υπολογισμοί των εξ.(4.38), (4.39) είναι ισοδύναμοι αν ισχύει η παραδοχή της στατικότητας και πειραματικά επιβεβαιώθηκε η ομοιότητα των αποτελεσμάτων τους. Για τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στη συνέχεια υιοθετήθηκε ο τρόπος που περιγράφει η εξ.(4.38). Στο

σχήμα 4.23 απεικονίζεται ενδεικτικά το μέτρο της $R(\Delta t, \Delta f)$ για μία μέτρηση οροφής-οροφής στην Πολυτεχνειούπολη.



Σχήμα 4.23: Παράδειγμα εκτίμησης της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης $R(\Delta t, \Delta f)$, ΕΜΠ Χημ. Μηχ. θέση πομπού 2

Η πρώτη παρατήρηση που μπορεί να γίνει στο σχήμα 4.23 αφορά στην αργή πτώση της χρονικής συσχέτισης των δειγμάτων, επιβεβαιώνοντας την πολύ αργή χρονική μεταβολή του διαύλου. Η δεύτερη παρατήρηση αφορά στην αμετάβλητη μορφή της $R(\Delta t, \Delta f = 0)$ για διάφορες τιμές Δf και αντίστοιχα της $R(\Delta t = 0, \Delta f)$ για διάφορες τιμές Δt . Αν οριστεί η συνάρτηση χρονικής αυτοσυσχέτισης διαύλου $R(\Delta t)$ ως

$$R(\Delta t) = R(\Delta t, \Delta f = 0) \quad (4.40)$$

και η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης συχνότητας $R(\Delta f)$

$$R(\Delta f) = R(\Delta t = 0, \Delta f) \quad (4.41)$$

τότε μπορεί να υποτεθεί η απλοποιητική παραδοχή παραγοντοποίησης της $R(\Delta t, \Delta f)$ σύμφωνα με την εξ.(4.42)

$$R(\Delta t, \Delta f) = R(\Delta t, \Delta f = 0) R(\Delta t = 0, \Delta f) \quad (4.42)$$

Υπενθυμίζεται ότι παρόμοια απλοποιητική παραδοχή διαχωρισμού είχε αναφερθεί στην παράγραφο 4.4 για τη μη κατευθυντική συνάρτηση σχέδασης συνάρτησης $S_{savg}(v, \tau)$. Οι δύο παραδοχές ουσιαστικά είναι ισοδύναμες όπως φανερώνει η εξ.(4.43) με χρήση του διδιάστατου

μετασχηματισμού Fourier.

$$\begin{aligned}
 R(\Delta t, \Delta f) &= R(\Delta t) R(\Delta f) \Leftrightarrow \\
 \iint_{\Delta t, \Delta f} R(\Delta t, \Delta f) e^{-j2\pi(v\Delta t - \tau\Delta f)} d\Delta t d\Delta f &= \iint_{\Delta t, \Delta f} R(\Delta t) R(\Delta f) e^{-j2\pi(v\Delta t - \tau\Delta f)} d\Delta t d\Delta f \Leftrightarrow \\
 S_{avg}(v, \tau) &= \int_{\Delta t} R(\Delta t) e^{-j2\pi v\Delta t} d\Delta t \cdot \int_{\Delta f} R(\Delta f) e^{-j2\pi\tau\Delta f} d\Delta f \Leftrightarrow \\
 S_{avg}(v, \tau) &= S_D(v) P_{stavg}(\tau)
 \end{aligned} \tag{4.43}$$

Συνεπώς, επιβεβαιώνεται η δυνατότητα διαχωρισμού του χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου στα πεδία του χρόνου t και της συχνότητας f και από τα αποτελέσματα αυτοσυσχέτισης χρόνου-συχνότητας $R(\Delta t, \Delta f)$.

4.7.1.1 Μεγέθη συνοχής στα πεδία του χρόνου και της συχνότητας

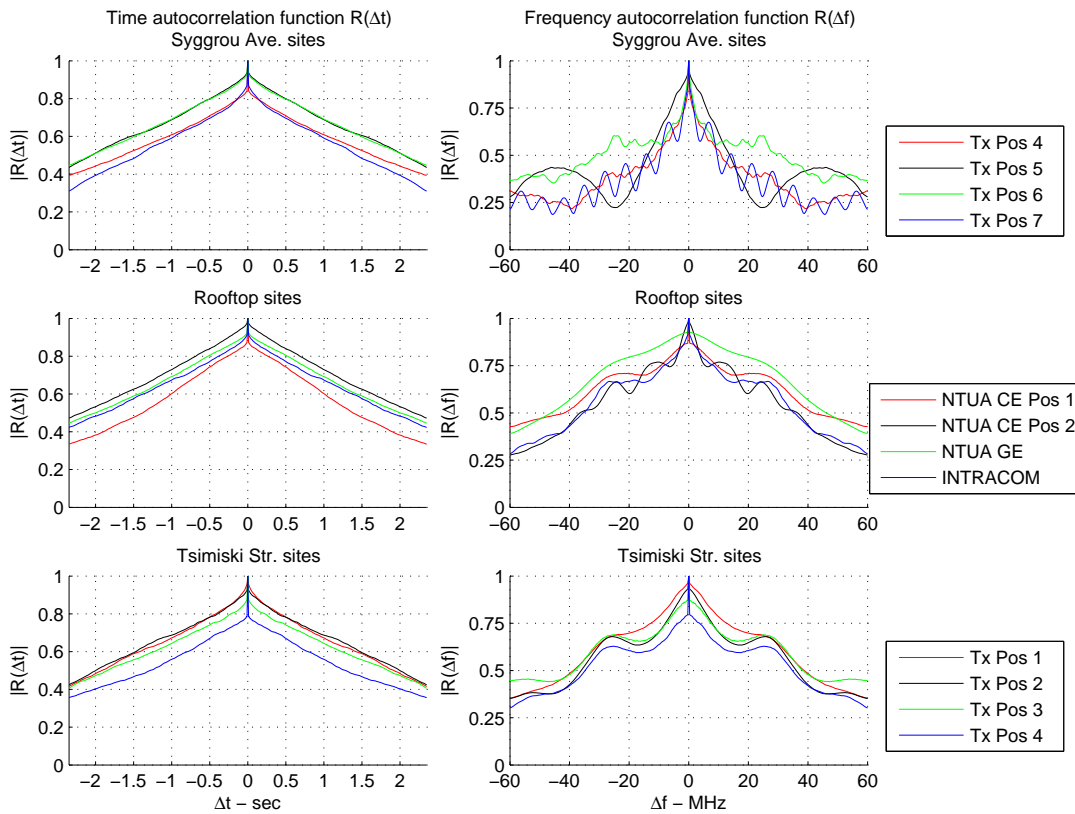
Οι συναρτήσεις αυτοσυσχέτισης χρόνου $R(\Delta t)$ και συχνότητας $R(\Delta f)$, όπως αυτές ορίζονται στις εξ. (4.40) και (4.41) απεικονίζονται στις δύο στήλες γραφημάτων του σχήματος 4.24 για το σύνολο των μετρήσεων. Από τις καμπύλες $R(\Delta t)$ είναι φανερό η έντονη χρονική συσχέτιση της συνάρτησης μεταφοράς για όλα τα περιβάλλοντα διάδοσης. Από την άλλη πλευρά, φαίνεται η πιο επιλεκτική ως προς τη συχνότητα συμπεριφορά του περιβάλλοντος στη λεωφ. Συγγρού συγκριτικά με τις μετρήσεις οροφής-οροφής και δρόμου -δρόμου. Η παρατήρηση αυτή είναι σε πλήρη συμφωνία με τα αποτελέσματα της παραγράφου 4.5 όπου είχε διαπιστωθεί η εντονότερη διασπορά καθυστέρησης διάδοσης στη λεωφ. Συγγρού. Γενικά, όσο πιο έντονη είναι η διασπορά του διαύλου σε ένα πεδίο τόσο πιο επιλεκτική είναι η συμπεριφορά του στο αντίστοιχο δυαδικό πεδίο περιγραφής της μεταβλητής του φύσης. Όμοια, η υψηλή χρονική συσχέτιση είναι σε συμφωνία με το στενό εύρος της φασματικής πυκνότητας ισχύος ολίσθησης Doppler που παρουσιάστηκε στην παράγραφο 4.4.1.

Γενικά, από τη συνάρτηση αυτοσυσχέτισης μιας στοχαστικής διαδικασίας είναι δυνατό να οριστεί το εύρος συνοχής ως το εύρος τιμών για το οποίο παρουσιάζεται ισχυρή συσχέτιση. Σε ότι αφορά το χαρακτηρισμό ραδιοδιαύλου στο πεδίο του χρόνου t ορίζεται ο χρόνος συνοχής (coherence time) T_{coh} ως ο χρόνος που η χρονική αυτοσυσχέτιση $R(\Delta t)$ υπερβαίνει ένα κατώφλι c_{time_thrs} όπως ορίζει η εξ.(4.44)

$$T_{coh} = \arg \min \{|R(\Delta t)| = c_{time_thrs}\} \tag{4.44}$$

Όμοια, στο πεδίο της συχνότητας f ορίζεται το εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth) BW_{coh} ως εκείνη η περιοχή συχνοτήτων που η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης συχνότητας $R(\Delta f)$ υπερβαίνει ένα κατώφλι c_{BW_thrs} όπως ορίζει η εξ.(4.45).

$$BW_{coh} = \arg \min \{|R(\Delta f)| = c_{BW_thrs}\} \tag{4.45}$$



Σχήμα 4.24: Εκτίμηση της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης χρόνου $R(\Delta t) = R(\Delta t, \Delta f = 0)$ και συχνότητας $R(\Delta t) = R(\Delta t, \Delta f = 0)$

Γενικά, μια συνάρτηση αυτοσυσχέτισης δεν είναι απαραίτητα γνησίως μονότονη και μπορεί να παρουσιάζει διακυμάνσεις τέτοιες που το επίπεδο κατωφλίου να τέμνεται περισσότερες από μία φορές για $\Delta t, \Delta f > 0$. Για παράδειγμα, αυτό είναι φανερό στο σχήμα 4.24 από τις καμπύλες της αυτοσυσχέτισης συχνότητας. Εντούτοις, η μοναδικότητα στον ορισμό των μεγεθών συνοχής εξασφαλίζεται από τον όρο $\arg \min$ στις εξ. (4.44), (4.45). Επιπλέον, η επιλογή των τιμών των κατωφλίων είναι γενικά αυθαίρετη και οι τιμές των μεγεθών συνοχής οφείλουν να συνοδεύονται από τα επίπεδα στα οποία αναφέρονται. Συνηθίζεται στη βιβλιογραφία τα αποτελέσματα για τα μεγέθη συνοχής να δίνονται για τα επίπεδα 0.5 ή/και 0.9[56]. Για αυτά τα επίπεδα κατωφλίων c_{time_thrs} , c_{BW_thrs} , οι τιμές των μεγεθών συνοχής T_{coh} και BW_{coh} που αντιστοιχούν σε κάθε θέση μέτρησης παρατίθενται στους πίνακες 4.4 και 4.5 αντίστοιχα. Οι τιμές των μεγεθών αντικατοπτρίζουν τις παρατηρήσεις χρονικής μεταβολής και επιλεκτικής συμπεριφοράς των πειραματικών ραδιοδιαύλων που διατυπώθηκαν παραπάνω.

4.7.2 Αυτοσυσχέτιση συχνότητας απόστασης

Συνεχίζοντας, μελετάται η αυτοσυσχέτιση συχνότητας-απόστασης σε πομπό και δέκτη. Χρησιμοποιώντας όλα τα χρονικά δείγματα, δηλ. $\Delta t = 0$, για το σύνολο των κεραιοστοιχείων πομπού, δηλ. $\Delta y = 0$, η αυτοσυσχέτιση συχνότητας-απόστασης στην κοντινή περιοχή του

Πίνακας 4.4: Χρόνος συνοχής T_{coh}

	T_{coh} (sec)	
	$c_{time_thrs} = 0.5$	$c_{time_thrs} = 0.9$
λεωφ. Συγγρού θέση 4	1.63	$< 9.2e - 3$
λεωφ. Συγγρού θέση 5	2.04	0.7
λεωφ. Συγγρού θέση 6	2.05	$73e - 3$
λεωφ. Συγγρού θέση 7	1.42	$< 9.2e - 3$
EMΠ κτ. Χημ. Μηχ. θέση 1	1.37	$< 9.2e - 3$
EMΠ κτ. Χημ. Μηχ. θέση 2	2.2	0.25
EMΠ κτ. Γεν. Εδρ.	2.0	$75e - 3$
INTRAKOM	1.87	$27e - 3$
οδός Τσιμισκή θέση 1	1.9	$92e - 3$
οδός Τσιμισκή θέση 2	2.0	$65e - 3$
οδός Τσιμισκή θέση 3	1.86	$< 9.2e - 3$
οδός Τσιμισκή θέση 4	1.27	$< 9.2e - 3$

Πίνακας 4.5: Εύρος ζώνης συνοχής BW_{coh}

	BW_{coh} (MHz)	
	$c_{BW_thrs} = 0.5$	$c_{BW_thrs} = 0.9$
λεωφ. Συγγρού θέση 4	10.9	< 0.3125
λεωφ. Συγγρού θέση 5	13.7	0.9375
λεωφ. Συγγρού θέση 6	31	0.625
λεωφ. Συγγρού θέση 7	9.6	< 0.3125
EMΠ κτ. Χημ. Μηχ. θέση 1	41.8	< 0.3125
EMΠ κτ. Χημ. Μηχ. θέση 2	36.56	2.188
EMΠ κτ. Γεν. Εδρ.	46.56	4.68
INTRAKOM	35.6	0.625
οδός Τσιμισκή θέση 1	38.75	4.06
οδός Τσιμισκή θέση 2	36.25	2.188
οδός Τσιμισκή θέση 3	38.44	< 0.3125
οδός Τσιμισκή θέση 4	34.69	< 0.3125

δέκτη $R(\Delta f, \Delta x)$ ορίζεται από την εξ.(4.46).

$$R(\Delta f, \Delta x) = R(\Delta t = 0, \Delta f, \Delta x, \Delta y = 0) \quad (4.46)$$

Ο προσδιορισμός της $R(\Delta f, \Delta x)$ από την εξ.(4.46) υλοποιείται ουσιαστικά από την μαθηματική έκφραση της εξ.(4.47)

$$R(\Delta f, \Delta x) = \frac{E_{t,f,x,y} \{T(t, f, x, y) T(t, f + \Delta f, x + \Delta x, y)^*\}}{\sqrt{E_{t,f,x,y} \{|T(t, f, x, y)|^2\}} E_{t,f,x,y} \{|T(t, f + \Delta f, x + \Delta x, y)|^2\}} \quad (4.47)$$

Ομοίως, η αυτοσυσχέτιση συχνότητας απόστασης στην κοντινή περιοχή του πομπού είναι η εκφυλισμένη μορφή της $R(\Delta t, \Delta f, \Delta x, \Delta y)$ που δίνεται στην εξ.(4.48)

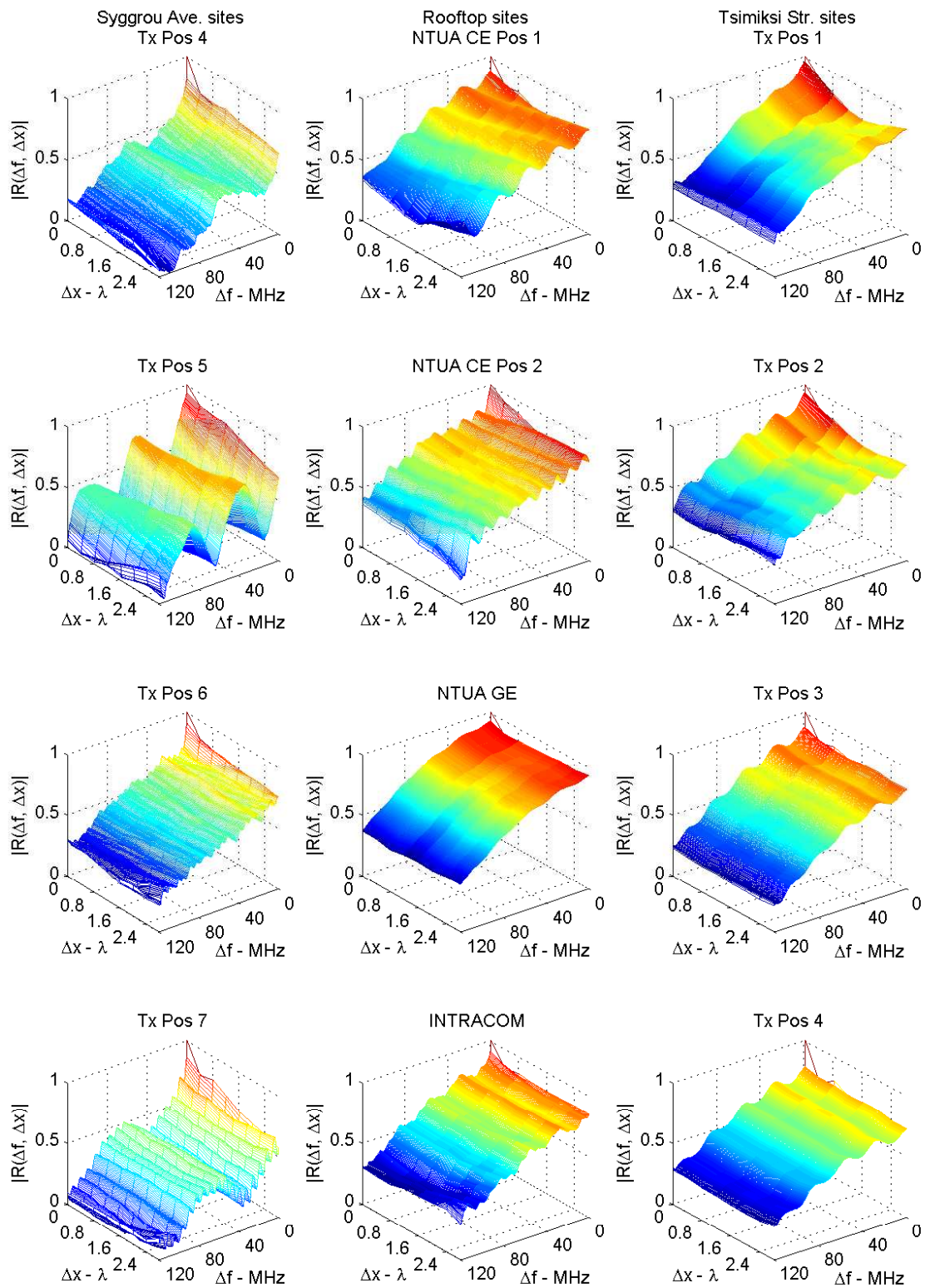
$$R(\Delta f, \Delta y) = R(\Delta t = 0, \Delta f, \Delta x, \Delta y = 0) \quad (4.48)$$

και η οποία υλοποιείται από την εξ.(4.49)

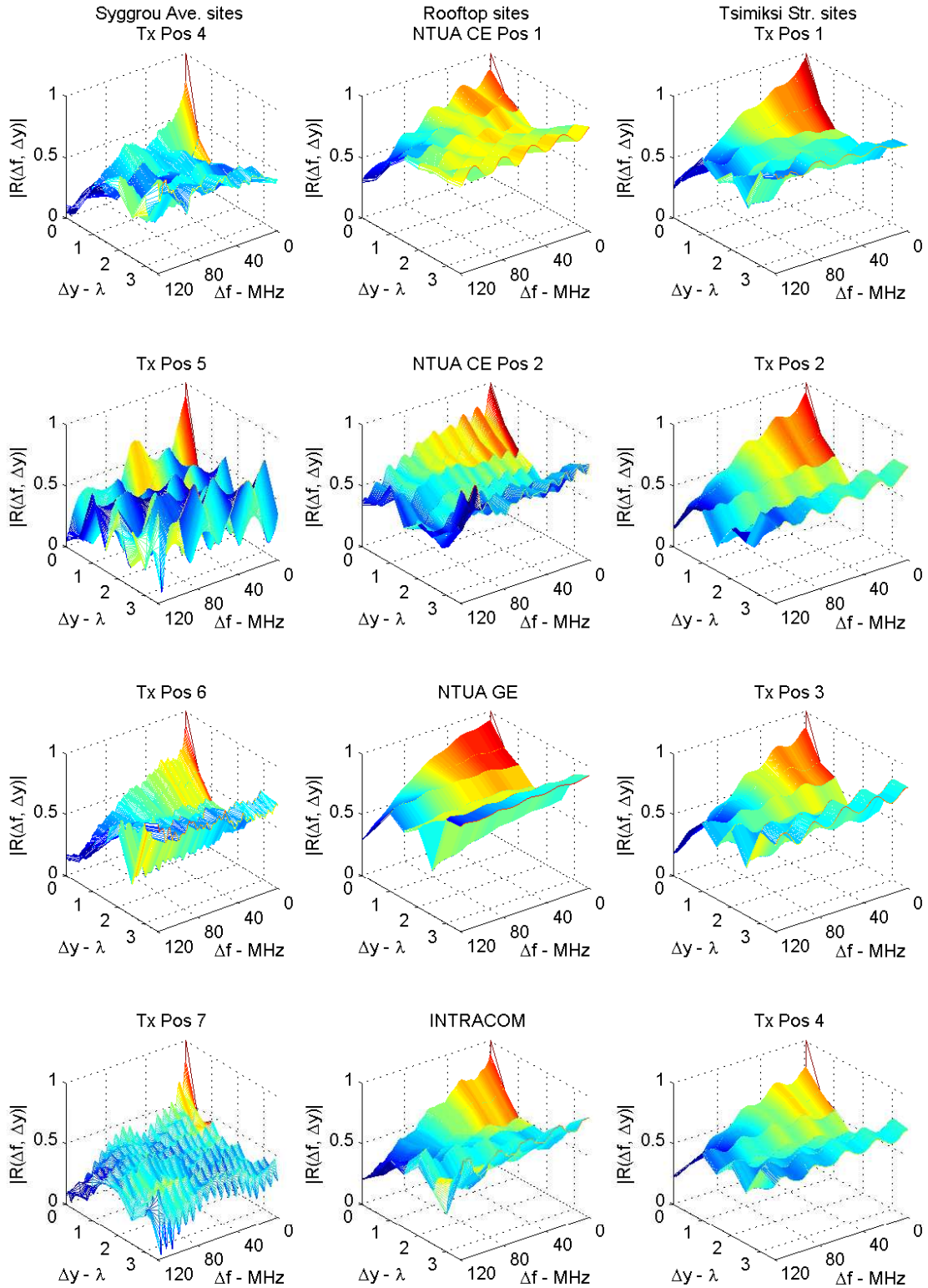
$$R(\Delta f, \Delta y) = \frac{E_{t,f,x,y} \{T(t, f, x, y) T(t, f + \Delta f, x, y + \Delta y)^*\}}{\sqrt{E_{t,f,x,y} \{|T(t, f, x, y)|^2\} E_{t,f,x,y} \{|T(t, f + \Delta f, x, y + \Delta y)|^2\}}} \quad (4.49)$$

Τα πειραματικά αποτελέσματα για το μέτρο των μιγαδικών $R(\Delta f, \Delta x)$ και $R(\Delta f, \Delta y)$ δίνονται στα σχήματα 4.25 και 4.26 αντίστοιχα. Μια απλή συγκριτική παρατήρηση που μπορεί να γίνει ανάμεσα στα δύο σχήματα είναι ότι ενώ η μορφή της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης συχνότητας $R(\Delta f, \Delta x = 0)$ και $R(\Delta f, \Delta y = 0)$ παραμένει όμοια, η μορφή της χωρικής αυτοσυσχέτισης, δηλ. $R(\Delta f = 0, \Delta x)$, $R(\Delta f = 0, \Delta y)$, εξαρτάται από το άκρο της ζεύξης που εξετάζεται. Όπως θα αναδειχθεί και παρακάτω αυτή η συμπεριφορά οφείλεται στις διαφορετικές συνθήκες γωνιακής διασποράς του διαύλου που υπάρχουν σε πομπό και δέκτη.

Κεφάλαιο 4. Πειραματικά αποτελέσματα στοχαστικού χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου



Σχήμα 4.25: Γραφική απεικόνιση διδιάστατης συνάρτησης αυτοσυσχέτισης συχνότητας Δf και απόστασης Δx στην στοιχειοκεραία δέκτη



Σχήμα 4.26: Γραφική απεικόνιση διδιάστατης συνάρτησης αυτοσυσχέτισης συχνότητας Δf και απόστασης Δy στην στοιχειοκεραία πομπού

4.7.3 Αυτοσυσχέτιση απόστασης κεραιοστοιχείων σε πομπό και δέκτη

Επικεντρώνοντας το ενδιαφέρον στην μελέτη της χωρικής αυτοσυσχέτισης διαύλου στα δύο άκρα της ζεύξης υπολογίζεται η συνάρτηση χωρικής αυτοσυσχέτισης $R(\Delta x, \Delta y)$ στις στοιχειοκεραίες δέκτη και πομπού. Η $R(\Delta x, \Delta y)$ είναι μια ειδική εκφυλισμένη περίπτωση της $R(\Delta t, \Delta f, \Delta x, \Delta y)$ όπως ορίζει η εξ.(4.50)

$$R(\Delta x, \Delta y) = R(\Delta t = 0, \Delta f = 0, \Delta x, \Delta y) \quad (4.50)$$

και ουσιαστικά της ο προσδιορισμός της γίνεται με εφαρμογή της εξ.(4.51).

$$R(\Delta x, \Delta y) = \frac{E_{t,f,x,y} \{T(t, f, x, y) T(t, f, x + \Delta x, y + \Delta y)^*\}}{\sqrt{E_{t,f,x,y} \{|T(t, f, x, y)|^2\}} E_{t,f,x,y} \{|T(t, f, x + \Delta x, y + \Delta y)|^2\}} \quad (4.51)$$

Η εξέταση της χωρικής συσχέτισης μόνο στο δέκτη ή μόνο στον πομπό μπορεί να γίνει από τις $R(\Delta x)$ και $R(\Delta y)$ αντίστοιχα, που δίνονται ως εξής

$$R(\Delta x) = R(\Delta x, \Delta y = 0) \quad (4.52)$$

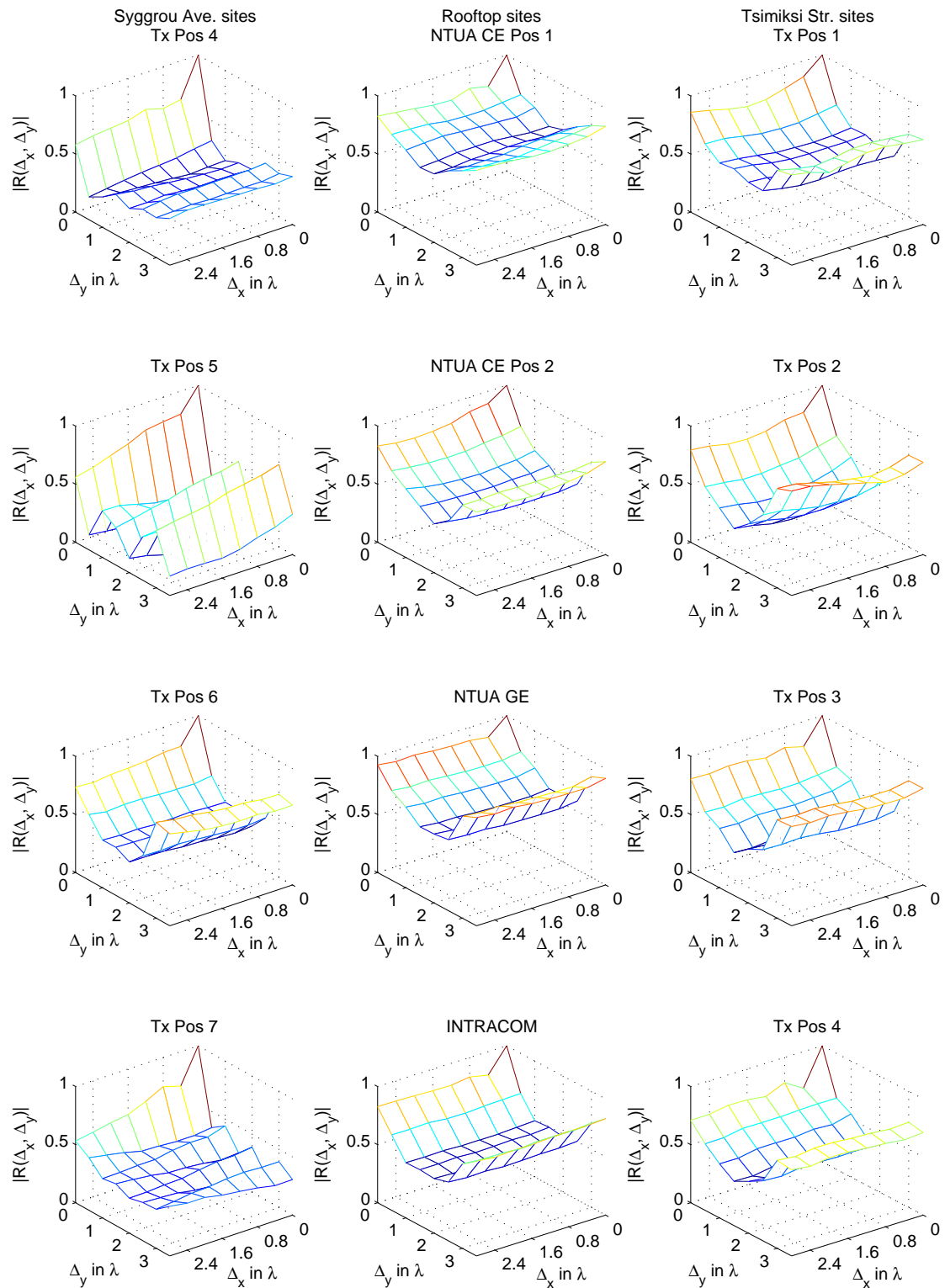
$$R(\Delta y) = R(\Delta x = 0, \Delta y) \quad (4.53)$$

Τα πειραματικά αποτελέσματα της $R(\Delta x, \Delta y)$ απεικονίζονται για το σύνολο των μετρήσεων στο σχήμα 4.26. Ουσιαστικά κάθε σημείο της πλέγματος της γραφικής παράστασης απεικονίζει τη μέση χωρική συσχέτιση που έχουν όλα εκείνα τα ζεύγη SISO διαύλων ευρείας ζώνης των οποίων τα κεραιοστοιχεία πομπού απέχουν Δy και τα κεραιοστοιχεία δέκτη απέχουν Δx . Γενικά, παρατηρείται η αυξημένη χωρική συσχέτιση των αποκρίσεων κεραιοστοιχείων που είναι τοποθετημένα σε οροφή (βλ. Rx λεωφ. Συγγρού, Tx/Rx ΕΜΠ, ΙΝΤΡΑΚΟΜ). Η αυξημένη χωρική συσχέτιση υποδεικνύει την μικρή γωνιακή διασπορά που αντιλαμβάνονται οι συγκεκριμένες στοιχειοκεραίες η οποία συνδέεται άμεσα με την θέση τους. Μια στοιχειοκεραία τοποθετημένη στην οροφή έχει περιορισμένους ή καθόλου σκεδαστές στην κοντινή της περιοχή και η γωνιακή διασπορά οφείλεται μόνο σε σκεδαστές που «φωτίζει» (illuminated scatterers) οι οποίοι βρίσκονται μακριά της οπότε προκαλούν μειωμένη γωνιακή διασπορά. Αντίθετα, οι στοιχειοκεραίες που βρίσκονται στο επίπεδο του δρόμου περιστοιχίζονται από σκεδαστές που αλληλεπιδρούν με το εκπεμπόμενο ή λαμβανόμενο σήμα προκαλώντας αυξημένη γωνιακή διασπορά και μειωμένη χωρική συσχέτιση. Αυτή η γενική παρατήρηση έχει εφαρμογή στον πομπό της λεωφ. Συγγρού όπου παρουσιάζεται πιο έντονη η αποσυσχέτιση των αποκρίσεων των κεραιοστοιχείων εκπομπής (βλ. σχήμα 4.28). Σε κάθε περίπτωση όμως, η χωρική συσχέτιση έχει να κάνει με τα συνολικά χαρακτηριστικά του μέσου διάδοσης. Για παράδειγμα, στην οδό Τσιμισκή παρουσιάζεται συγκριτικά αυξημένη χωρική συσχέτιση σε πομπό και δέκτη αν και είναι αμφότεροι τοποθετημένοι στο ύψος του δρόμου και υπάρχει πληθώρα σκεδαστών στην κοντινή τους περιοχή. Στην περίπτωση αυτή όμως, η διάδοση γίνεται κατά μήκος ενός στενού δρόμου ο οποίος επιβάλλει μειωμένη γωνιακή διασπορά. Επιπλέον, η

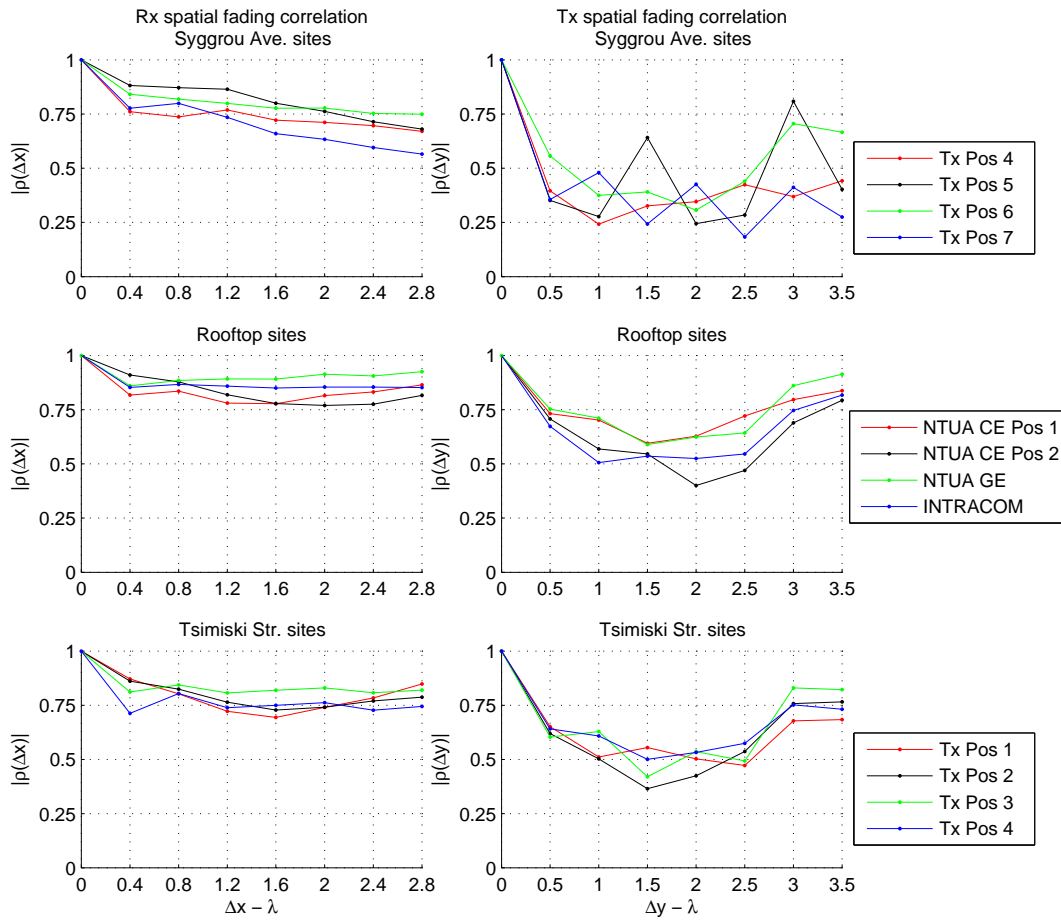
Κεφάλαιο 4. Πειραματικά αποτελέσματα στοχαστικού χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου

γενικότερη παρατήρηση που μπορεί να γίνει για την αυξημένη συσχέτιση μεταξύ των κεραιοστοιχείων του δέκτη σε σχέση με την αντίστοιχη του πομπού για το σύνολο των μετρήσεων μπορεί να εξηγηθεί από τα επιμέρους χαρακτηριστικά των κεραιών, οι οποίες έχουν διαφορετικό διάγραμμα ακτινοβολίας. Όπως περιγράφηκε στο κεφάλαιο 3, στο σύνολο των μετρήσεων η στοιχειοκεραία του πομπού συνετέθη από 8 διακριτά πανομοιότυπα δικωνικά στοιχεία με ομοιοκατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας το καθένα, τοποθετημένα ομοιόμορφα κατά μήκος ενός άξονα. Από την άλλη πλευρά, η στοιχειοκεραία του δέκτη ήταν μια ενιαία κατασκευή με 8 δίπολα η οποία είχε διάγραμμα ακτινοβολίας με 120° εύρος ζώνης 3dB και δυνατότητα λήψης εντός διαστήματος $[-\pi/2, \pi/2]$. Στην περίπτωση της οδού Τσιμισκή, όπου πομπός και δέκτης έχουν όμοια τοπολογικά χαρακτηριστικά ενώ οι κοντινές τους περιοχές έχουν όμοια μορφολογικά χαρακτηριστικά, η συγκριτικά μειωμένη χωρική συσχέτιση του πομπού ως προς το δέκτη αποδίδεται στο πιο ευρύ του διάγραμμα ακτινοβολίας.

Κεφάλαιο 4. Πειραματικά αποτελέσματα στοχαστικού χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου



Σχήμα 4.27: Γραφική απεικόνιση διδιάστατης συνάρτησης χωρικής αυτοσυσχέτισης σε δέκτη και πομπό



Σχήμα 4.28: Συσχέτιση διαλείψεων στενής ζώνης σε δέκτη και πομπό συναρτήσει των αποστάσεων διαχωρισμού κεραιοστοιχείων Δx , Δy αντίστοιχα

4.8 Οι πίνακες χωρικής συσχέτισης και η παραδοχή γινομένου Kronecker

Ένα από τα πιο διαδεδομένα μοντέλα MIMO ραδιοδιαύλου που ακολουθούν την στοχαστική προσέγγιση μοντελοποίησης είναι το μοντέλο Kronecker. Το μοντέλο αυτό περιγράφηκε στην παράγραφο 2.4 και πρόκειται για μια απλοποιημένη έκδοση του μοντέλου συσχέτισης της εξ. (2.78). Ο πίνακας χωρικής συσχέτισης των επιμέρους SISO διαύλων που απαρτίζουν ένα MIMO δίαυλο ορίζεται από την εξ.(4.54)

$$\mathbf{R}_{\text{vec}\{\mathbf{H}\}} = R(s_1, s_2) = E_{t,f} \left\{ \text{vec} \{ \mathbf{H}(t, f) \} \text{vec} \{ \mathbf{H}(t, f) \}^H \right\} \quad (4.54)$$

ενώ οι πίνακες χωρικής συσχέτισης σε δέκτη και πομπό από τις εξ.(4.55) και (4.56) αντίστοιχα.

$$\mathbf{R}_{R_x} = R(x_1, x_2) = E_{t,f} \left\{ \mathbf{H}(t, f) \mathbf{H}(t, f)^H \right\} \quad (4.55)$$

$$\mathbf{R}_{Tx} = R(y_1, y_2) = E_{t,f} \left\{ \mathbf{H}(t, f)^H \mathbf{H}(t, f) \right\} \quad (4.56)$$

Σύμφωνα με την απλοποιητική παραδοχή του γινομένου Kronecker ο πίνακας $\mathbf{R}_{vec\{\mathbf{H}\}}$ προσεγγίζεται από τον \mathbf{R}_{kron} ο οποίος δίνεται από την εξ.(4.57).

$$\mathbf{R}_{kron} = \mathbf{R}_{Tx} \otimes \mathbf{R}_{Rx} \quad (4.57)$$

Ουσιαστικά, η παραδοχή αυτή είναι ισοδύναμη με την παραδοχή διαχωρισιμότητας του χαρακτηρισμού συσχέτισης σε πομπό και δέκτη, δηλ. με την παραδοχή ότι

$$R(\Delta x, \Delta y) = R(\Delta x) R(\Delta y) \quad (4.58)$$

Πράγματι, όπως αναλύθηκε και στην παράγραφο 2.4.2.3, ισχύουν τα ακόλουθα. Έστω οι SISO δίαυλοι s_1, s_2 οι οποίοι αντιστοιχούν στις ζεύξεις των y_1, y_2 κεραιστοιχειών πομπού με τα x_1, x_2 κεραιστοιχεία δέκτη αντίστοιχα. Τότε, σύμφωνα με την παραδοχή Kronecker ισχύει ότι

$$R(s_1, s_2) = R(x_1, x_2) R(y_1, y_2) \quad (4.59)$$

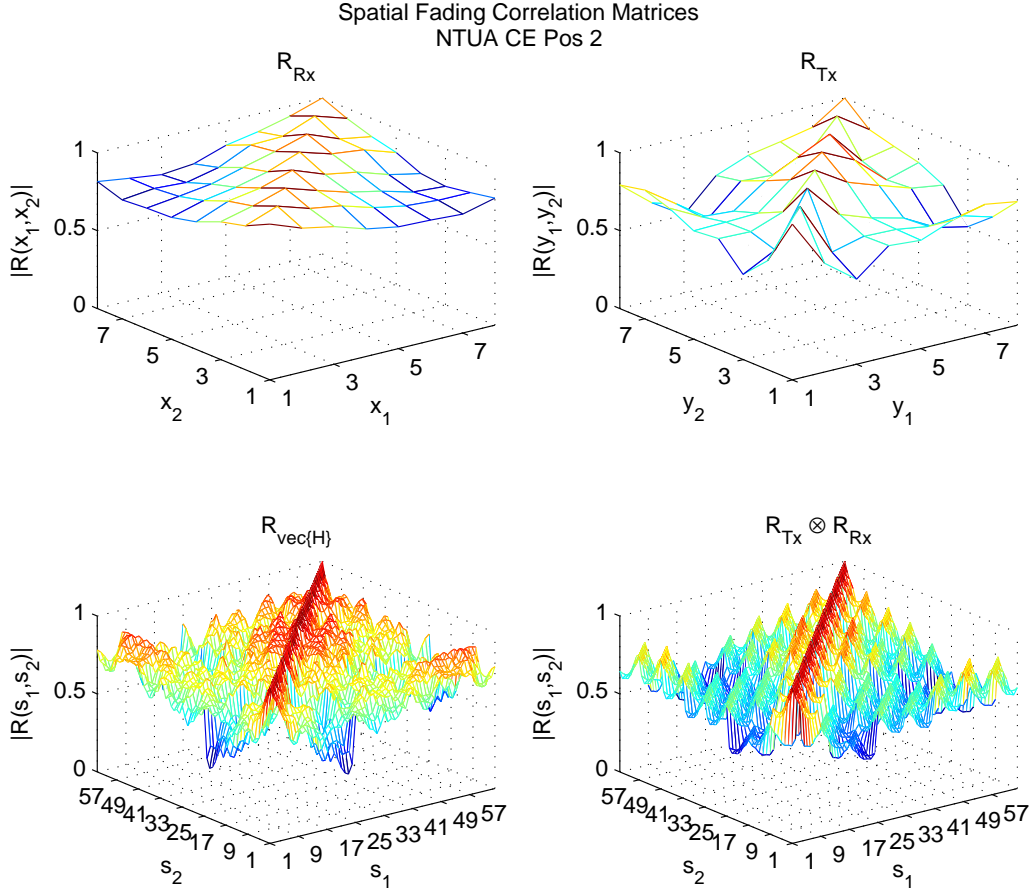
Ο όρος $R(s_1, s_2)$ είναι γενικά ισοδύναμος με τον όρο $R(\Delta x, \Delta y)$ στα πλαίσια της παραδοχής στατικότητας στο πεδία του χώρου στα ανοίγματα κεραιών πομπού και δέκτη. Ομοίως, λόγω στατικότητας οι όροι $R(x_1, x_2)$ και $R(y_1, y_2)$ είναι ισοδύναμοι με τους $R(\Delta x)$ και $R(\Delta y)$ αντίστοιχα. Συνεπώς, υπό συνθήκες στατικότητας στο χώρο, η προσέγγιση του γινομένου Kronecker είναι ισοδύναμη με την απλοποιητική παραδοχή διαχωρισιμότητας περιγραφής των πεδίων του χώρου πομπού και δέκτη.

Εντοπίζοντας την ανάλυση στην ορθότητα της προσέγγισης του γινομένου Kronecker, ορίζεται το μέγεθος $\Psi(\mathbf{R}_{vec\{\mathbf{H}\}}, \mathbf{R}_{kron})$ σύμφωνα με την εξ.(4.60) [18].

$$\Psi(\mathbf{R}_{vec\{\mathbf{H}\}}, \mathbf{R}_{kron}) = \frac{\|\mathbf{R}_{vec\{\mathbf{H}\}} - \mathbf{R}_{kron}\|_F}{\|\mathbf{R}_{vec\{\mathbf{H}\}}\|_F} = \frac{\|\mathbf{R}_{vec\{\mathbf{H}\}} - \mathbf{R}_{Tx} \otimes \mathbf{R}_{Rx}\|_F}{\|\mathbf{R}_{vec\{\mathbf{H}\}}\|_F} \quad (4.60)$$

Ο προσδιορισμός του μεγέθους Ψ αποτελεί μία μέθοδο ποσοτικής αξιολόγησης της απόκλισης που εισάγει η παραδοχή Kronecker. Γενικά, όσο μικρότερη η τιμή του Ψ τόσο μικρότερο είναι το σφάλμα που εισάγει η παραδοχή. Σημειώνεται ότι ενώ το μέγεθος Ψ φράζεται από κάτω στο 0, δε φράζεται άνω από το 1 αλλά μπορεί να λαμβάνει και μεγαλύτερες τιμές.

Για κάθε θέση μέτρησης προσδιορίστηκε το μέγεθος Ψ για συμμετρικά συστήματα MIMO $M_{ant} \times M_{ant}$ με $M_{ant} = 2, \dots, 8$. Στο σχήμα 4.30 απεικονίζονται τα αποτελέσματα του Ψ , όπου είναι φανερή η αύξηση του λάθους της προσέγγισης με την αύξηση του πλήθους του κεραιών. Συνεπώς, η χρήση της παραδοχής είναι περισσότερο αποδεκτή όσο μικρότερο το πλήθος των κεραιών. Το γεγονός αυτό έχει επιβεβαιωθεί επίσης και για περιβάλλοντα διάδοσης εσωτερικών χώρων τόσο πειραματικά [59] όσο και με χρήση προσομοιωτών ray tracing [60]. Ακόμη, η απόκλιση Ψ παρουσιάζεται μικρότερη στις μετρήσεις οροφής, όπου ο δίαυλος εμφανίζει υψηλότερη χωρική συσχέτιση και μεγαλύτερη στη λεωφ. Συγγρού όπου ο δίαυλος



Σχήμα 4.29: Ενδεικτική απεικόνιση πινάκων χωρικής συσχέτισης δέκτη \mathbf{R}_{Rx} , πομπού \mathbf{R}_{Tx} , MIMO διαύλου $\mathbf{R}_{vec\{\mathbf{H}\}}$ και γινομένου Kronecker \mathbf{R}_{kron} .

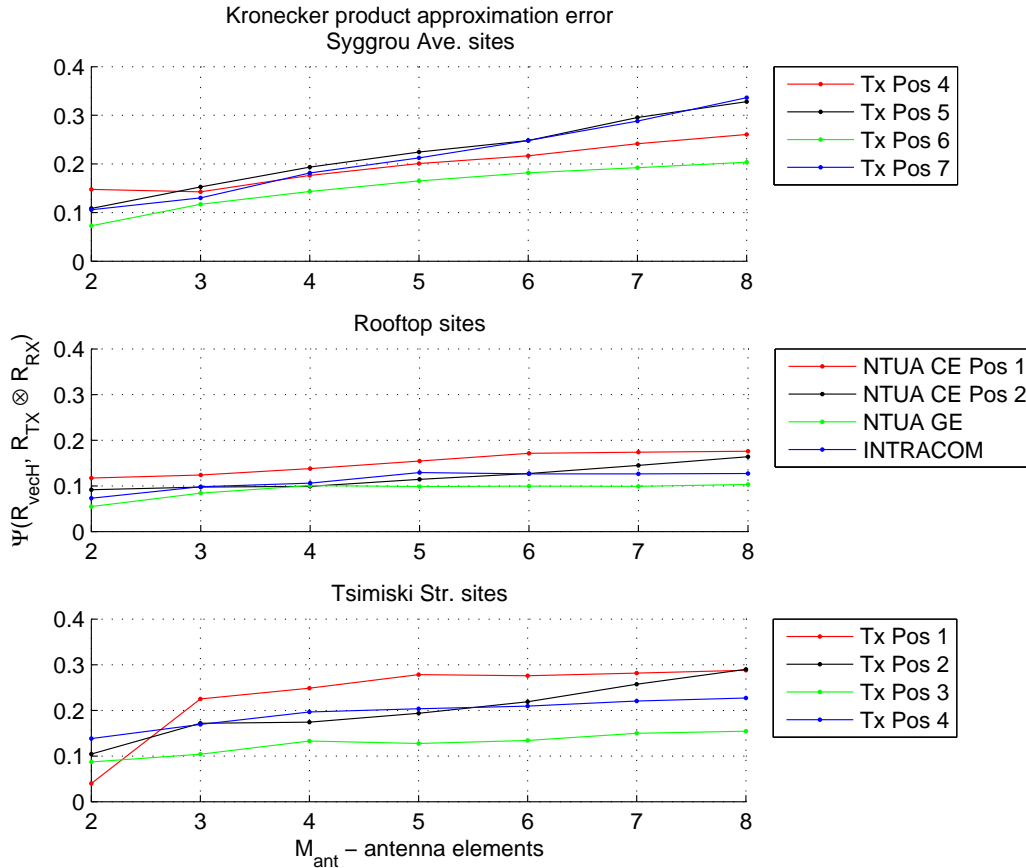
εμφανίζει τη μικρότερη χωρική συσχέτιση (λόγω της θέσης του πομπού).

Στη συνέχεια εξετάζεται η επίδραση της προσέγγισης γινομένου Kronecker στην περιγραφή της διασποράς του ραδιοδιαύλου στα πεδία της κατεύθυνσης διάδοσης. Οι διπλοκατευθυντικές φασματικές πυκνότητες ισχύος $P_{dd}(\varphi_R, \varphi_T)$ υπολογίζονται χρησιμοποιώντας την μη παραμετρική τεχνική μορφοποίησης λοβού ακτινοβολίας Capon beamforming [61], [62]. Επεκτείνοντας τη μέθοδο Capon για την ταυτόχρονη εκτίμηση της ισχύος σε διάφορα ζεύγη γωνιών άφιξης φ_R και αναχώρησης φ_T , η $P_{dd}(\varphi_R, \varphi_T)$ υπολογίζεται από την εξ.(4.61)

$$P_{dd,cap}(\varphi_R, \varphi_T) = \frac{1}{(\mathbf{a}(\varphi_R) \otimes \mathbf{a}(\varphi_T))^H \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{a}(\varphi_R) \otimes \mathbf{a}(\varphi_T))} \quad (4.61)$$

όπου \mathbf{R} ο πίνακας συχέτισης χωρικών δειγμάτων και \mathbf{a} είναι το διάνυσμα οδήγησης μια ULA στοιχειοκεραίας με M κεραιστοιχεία και Δ απόσταση διαχωρισμού μεταξύ τους, δηλ.

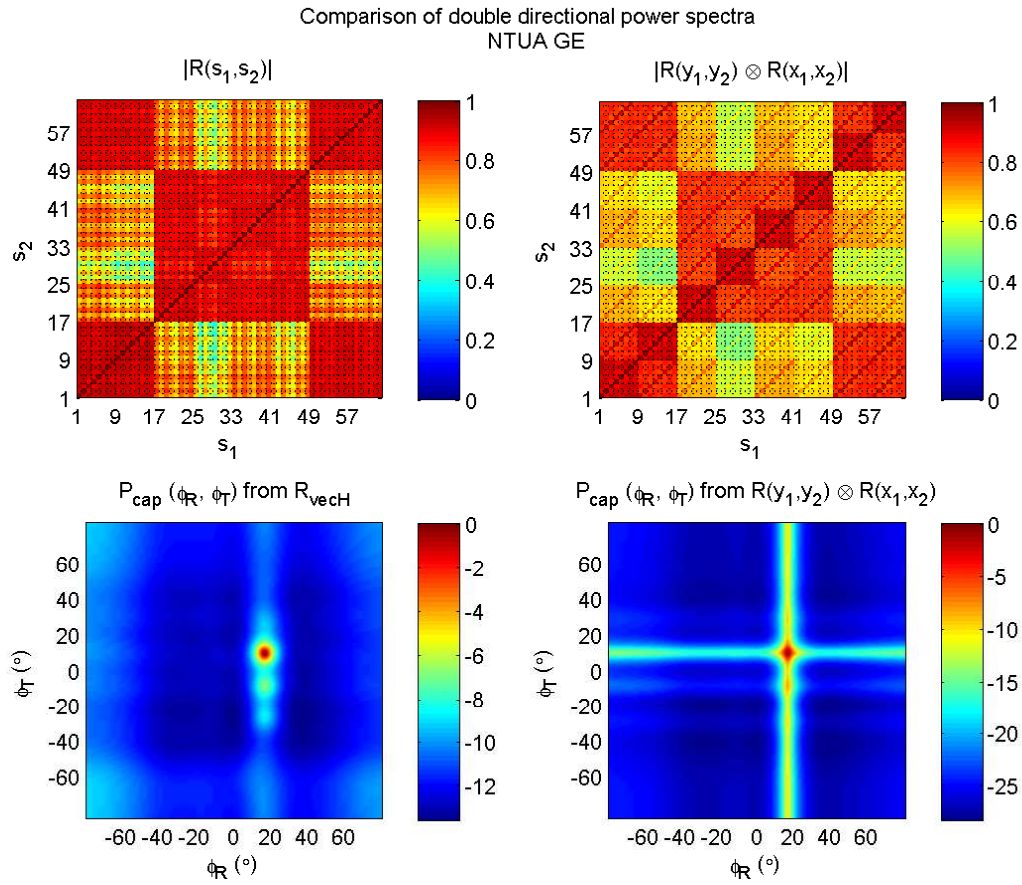
$$\mathbf{a}(\varphi) = \left[1 \quad e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\Delta \sin(\varphi)} \quad \dots \quad e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(M-1)\Delta \sin(\varphi)} \right]^T \quad (4.62)$$



Σχήμα 4.30: Λάθος της παραδοχής γινομένου Kronecker για τους πίνακες χωρικής συσχέτισης διαλείψεων

Εξετάζοντας τα αποτελέσματα των $P_{dd,cap}(\varphi_R, \varphi_T)$ υπολογισμένων από τους πίνακες $\mathbf{R}_{vec\{\mathbf{H}\}}$ και \mathbf{R}_{kron} γίνεται φανερή η επίδραση της παραδοχής Kronecker επιβεβαιώνοντας το σχολιασμό της παραγράφου 2.4.2.3. Η παραδοχή Kronecker ουσιαστικά επιβάλλει ανεξαρτησία στις περιθώριες γωνιακές φασματικές πυκνότητες ισχύος σε πομπό και δέκτη και αποσυσχετίζει τις γωνίες αναχώρησης από τις γωνίες άφιξης. Με άλλα λόγια, σύμφωνα με την παραδοχή Kronecker, η ισχύς που λαμβάνεται από κάποιες κατευθύνσεις άφιξης στην κοντινή περιοχή του δέκτη μπορεί να οφείλεται από όλες τις κατευθύνσεις αναχώρησης στην κοντινή περιοχή του πομπού. Είναι προφανές ότι αν και τέτοιες περιπτώσεις διάδοσης είναι υπαρκτές σε περιβάλλοντα έντονης σκέδασης, όπως π.χ. αυτά των εσωτερικών χώρων, εντούτοις δεν συμβαίνουν παντού. Ένα αξιόλογο αντιπαράδειγμα είναι η περίπτωση του περιβάλλοντος μέτρησης στην Πολυτεχνειούπολη κτίριο Γεν. Εδρών (NTUA GE). Σε αυτή την περίπτωση το μέγεθος Ψ λαμβάνει μικρές τιμές λόγω της υψηλής χωρικής συσχέτισης και στα δύο άκρα, αλλά η αποτύπωση των διπλοκατευθυντικών φασματικών πυκνοτήτων ισχύος που δίνεται στο σχήμα 4.31 φανερώνει το μειονέκτημα της μοντελοποίησης Kronecker. Η τοπολογία και μορφολογία του συγκεκριμένου περιβάλλοντος δεν επέτρεπε την ευρεία γωνιακή διασπορά γεγονός που απεικονίζεται στο κάτω αριστερό γράφημα ($P_{dd,cap}(\varphi_R, \varphi_T)$ με χρήση $\mathbf{R}_{vec\{\mathbf{H}\}}$). Από την άλλη πλευρά, η παραδοχή Kronecker συσχετίζει περισσότερες γωνίες αναχώρησης με γωνί-

εξ άφιξης όπως φανερώνει το μοτίβο σταυρού στο κάτω δεξιό γράφημα ($P_{dd, cap}(\varphi_R, \varphi_T)$ με χρήση \mathbf{R}_{kron}).



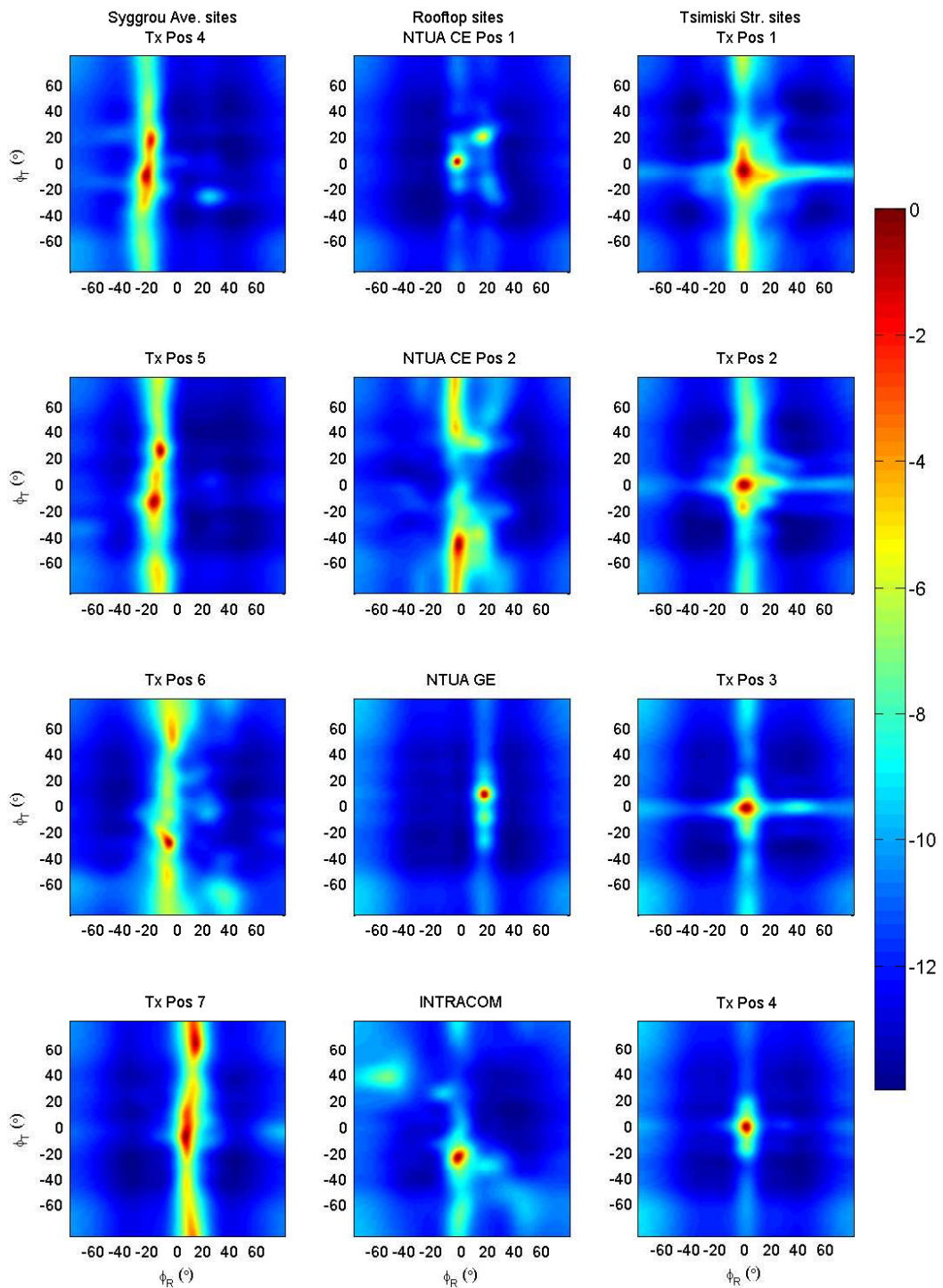
Σχήμα 4.31: Επίδειξη της επίδρασης της παραδοχής γινομένου Kronecker στην διπλοκατευθυντική γωνιακή φασματική πυκνότητα ισχύος

4.9 Γωνιακή φασματική πυκνότητα ισχύος

Συνεχίζοντας την ανάλυση στοχαστικού χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου, υπολογίζεται η διπλοκατευθυντική φασματική πυκνότητα ισχύος, για το σύνολο των μετρήσεων, χρησιμοποιώντας την μη παραμετρική μέθοδο Capon της εξ.(4.61). Οι πειραματικές τιμές της $P_{dd, cap}(\varphi_R, \varphi_T)$ προσδιορίστηκαν για $\varphi_R, \varphi_T \in [-\pi/2, \pi/2]$ λόγω της χρήσης ULA στοιχειοκεραιών. Όπως είναι φανερό από τον ορισμό του διανύσματος οδήγησης $\mathbf{a}(\varphi)$ της εξ.(4.62), η αντιστοιχία $\varphi \rightarrow \mathbf{a}(\varphi)$ είναι 1 προς 1 στο διάστημα που ο όρος $\sin(\varphi)$ ορίζεται μονοσήμαντα. Επειδή δεν είναι δυνατό να διακριθούν παραπληρωματικές γωνίες διάδοσης, στις οποίες το διάνυσμα απόκρισης είναι πανομοιότυπο, η ανάλυση σε πομπό και δέκτη περιορίζεται στο διάστημα $\varphi \in [-\pi/2, \pi/2]$ με τη γωνία $\varphi = 0$ να αντιστοιχεί στη κατεύθυνση που ορίζει η μεσοκάθετος της στοιχειοκεραίας. Τέλος, σημειώνεται ότι στην εφαρμογή της μεθόδου Capon χρησιμοποιήθηκε η εκτίμηση του πίνακα χωρικής συσχέτισης MIMO διαύλου $\mathbf{R}_{\text{vec}\{\mathbf{H}\}}$.

Κεφάλαιο 4. Πειραματικά αποτελέσματα στοχαστικού χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου

Στο σχήμα 4.32 απεικονίζονται τα πειραματικά αποτελέσματα της $P_{dd,cap}(\varphi_R, \varphi_T)$ για κάθε θέση μέτρησης. Από την απεικόνιση αυτή μπορούν να επιβεβαιωθούν οι παρατηρήσεις που είχαν γίνει στο σχολιασμό των αποτελεσμάτων χωρικής συσχέτισης της προηγούμενης ενότητας. Αρχικά, είναι φανερή η μειωμένη γωνιακή διασπορά που αντιλαμβάνονται οι στοιχειοκεραίες που βρίσκονταν τοποθετημένες σε ύψος οροφής (Tx/Rx στις μετρήσεις ΕΜΠ, ΙΝΤΡΑΚΟΜ και Rx στις μετρήσεις της λεωφ. Συγγρού). Αντίθετα, η γωνιακή διασπορά είναι αυξημένη στο πομπό σε όλες μετρήσεις της λεωφ. Συγγρού, ο οποίος περιστοιχιζόταν από σκεδαστές. Από την άλλη πλευρά, στη οδό Τσιμισκή ο περιορισμός της διάδοσης από τη γεωμετρία του δρόμου αναδεικνύεται αν παρατηρήσει κανείς τη μεταβολή της γωνιακής διασποράς με την αλλαγή των θέσεων εκπομπής η οποία αντιστοιχεί σε αύξηση της απόστασης διαχωρισμού πομπού-δέκτη. Για παράδειγμα το εύρος της γωνιακής διασποράς είναι πιο ευρύ στην θέση 1 όπου $d_{Tx-Rx} = 50\text{m}$ σε αντίθεση με τη θέση 4 όπου $d_{Tx-Rx} = 205\text{m}$. Τέλος, παρατηρείται ότι παρόλο που τα διαδιδόμενα κύματα αλληλεπιδρούν με πλήθος σκεδαστών, εντούτοις κάποιες ομάδες σκεδαστών (clusters of scatterers) παίζουν κυρίαρχο και ουσιαστικό ρόλο. Σε αυτές τις ομάδες οφείλεται το μεγαλύτερο ποσοστό της λαμβανόμενης ισχύος όπως αποτυπώνεται στα διαγράμματα του σχήματος 4.32. Εκεί φαίνεται ότι το πλήθος των ομάδων είναι μεγαλύτερο στη λεωφ. Συγγρού που έχει συγκριτικά αυξημένη διασπορά στα πεδία της κατεύθυνσης και καθυστέρησης διάδοσης. Το ακριβές μονοπάτι που διανύουν οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες δεν μπορεί να εξακριβωθεί, παρά μόνο αν γίνουν υποθέσεις μόνης η πολλαπλής σκέδασης κυμάτων. Αυτή η ανάλυση όμως ξεφεύγει από τα πλαίσια της αμιγούς προσέγγισης στατιστικού χαρακτηρισμού. Το ζήτημα της κατευθυντικής διάδοσης θα μελετηθεί σε μεγαλύτερο βάθος σε επόμενο κεφάλαιο της διατριβής στα πλαίσια της παραμετρικής μοντελοποίησης ραδιοδιαύλου.



Σχήμα 4.32: Γραφική αναπαράσταση της διπλοκατευθυντικής φασματικής πυκνότητας ισχύος για όλες τις μετρήσεις

4.10 Συμπεράσματα

Ολοκληρώνοντας την αξιολόγηση των πειραματικών δεδομένων ακολουθώντας την στοχαστική προσέγγιση χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου, μπορούν να διατυπωθούν τα παρακάτω συμπεράσματα από τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν για MIMO κανάλια με σταθερά άκρα (fixed wireless MIMO channels):

- Η στατικότητα ραδιοδιαύλου στο πεδίο του χρόνου είναι υπαρκτή λόγω της στατικής φύσης των μετρήσεων με πομπό και δέκτη τοποθετημένους σε σταθερές θέσεις.
- Η έλλειψη κίνησης των άκρων της ζεύξης συνεπάγεται περιορισμένες μεταβολές στη φάση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών με αποτέλεσμα η παραδοχή της ασυσχέτιστης σκέδασης (US) στο πεδίο της καθυστέρησης διάδοσης να μην επαληθεύεται πειραματικά για ένα σταθερό SISO δίαυλο. Αν όμως η παραδοχή εξεταστεί για το σύνολο των SISO διαύλων που απαρτίζουν το MIMO κανάλι, τότε επαληθεύεται πειραματικά κυρίως λόγω των μεταβολών στη φάση που προκαλεί η χωρική δειγματοληψία στα ανοίγματα των στοιχειοκεραιών πομπού δέκτη.
- Η χωρική δομή του διαύλου όπως αυτή εκφράζεται από τον πίνακα χωρικής συσχέτισης παραμένει χρονικά και συχνοτικά σταθερή.
- Οι συναρτήσεις σκέδασης των επιμέρους SISO διαύλων διαπιστώθηκε πως εμφανίζουν αυξημένη ομοιότητα, επιβεβαιώνοντας τις παραδοχές στατικότητας στα επιμέρους πεδία περιγραφής της μεταβλητής φύσης του ασύρματου μέσου διάδοσης
- Επιβεβαιώθηκε πειραματικά η δυνατότητα παραγοντοποίησης της συνάρτησης σκέδασης κάθε SISO καναλιού ως το γινόμενο της φασματικής πυκνότητας ισχύος ολίσθησης Doppler και του μέσου προφίλ καθυστέρησης ισχύος.
- Η παραδοχή του γινομένου Kronecker ουσιαστικά επιβάλλει τη διαχωριστικότητα περιγραφής της γωνιακής διασποράς στις κοντινές περιοχές πομπού και δέκτη. Αν και αυτό μπορεί να ανταποκρίνεται στην πραγματικότητα για περιβάλλοντα διάδοσης πλούσια σε σκέδαση, εντούτοις στα σταθερά περιβάλλοντα που εξετάστηκαν η παραδοχή αυτή αλλοιώνει τα κατευθυντικά χαρακτηριστικά διάδοσης.
- Ο ραδιοδίαυλος για σταθερές ζεύξεις βρέθηκε να είναι αργά χρονικά μεταβαλλόμενος, με ιδιαίτερα στενό εύρος ολίσθησης Doppler της τάξης 1 με 2Hz. Η φασματική πυκνότητα ισχύος ολίσθησης Doppler βρέθηκε να προσεγγίζεται από εκθετική συνάρτηση.
- Οι όποιοι κινούμενοι σκεδαστές δε βρέθηκε να επηρεάζουν τον στοχαστικό χαρακτηρισμό της χρονικής μεταβολής του διαύλου λόγω της κατεύθυνσης κίνησής τους και της μικρής τους συμβολής στη λαμβανόμενη ισχύ. Αν και η διάταξη μέτρησης δεν επέτρεπε την μέτρηση υψηλών ολισθήσεων Doppler αυτό το αποτέλεσμα έχει διατυπωθεί στη βιβλιογραφία και σε άλλες πειραματικές μελέτες.

Κεφάλαιο 4. Πειραματικά αποτελέσματα στοχαστικού χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου

- Η χωρική συσχέτιση των αποκρίσεων κεραιστοιχείων πομπού και δέκτη είναι άμεσα συνδεδεμένη με την θέση τους και με το περιβάλλον στις κοντινές τους περιοχές. Η χωρική συσχέτιση των πομποδεκτών στο ύψος του δρόμου βρέθηκε να είναι μειωμένη σε σχέση με αυτή πομποδεκτών τοποθετημένων σε οροφές κτιρίων.
- Στο σύνολο των σχεδαστών που αλληλεπιδρούν με τα διαδιδόμενα κύματα υπάρχουν κάποιες κυρίαρχες ομάδες σχεδαστών με κυρίαρχη επίδραση που ευθύνονται για το μεγαλύτερο ποσοστό της λαμβανόμενης ισχύος. Η ύπαρξη των ομάδων αυτών διαπιστώνεται από τις γωνιακές φασματικές πυκνότητες ισχύος πομπού και δέκτη όπου φαίνονται οι αυξημένες τιμές σε κάποιες γωνιακές περιοχές. Το πλήθος των ομάδων εξαρτάται άμεσα από τα χαρακτηριστικά διασποράς του ραδιοδιαύλου στο περιβάλλον διάδοσης που εξετάζεται.
- Συγκρίνοντας γενικά τα αποτελέσματα διασποράς καθυστέρησης διάδοσης και κατεύθυνσης για τις διάφορες θέσεις μέτρησης, διαπιστώνεται ότι η λεωφ. Συγγρού είναι το περιβάλλον με τη μεγαλύτερη διασπορά ενώ οι μετρήσεις οροφής-οροφής παρουσιάζουν τη μικρότερη διασπορά. Ακόμη, στις μετρήσεις της οδού Τσιμισκή, διαπιστώθηκε η έντονη επίδραση που έχει η μορφολογία του περιβάλλοντος και η τοπολογία της ζεύξης στα χαρακτηριστικά διασποράς.

□

Κεφάλαιο 5

Εκτίμηση παραμέτρων σήματος με τον πολυδιάστατο αλγόριθμο Unitary ESPRIT

5.1 Εισαγωγή

Το παρόν κεφάλαιο περιγράφει την εκτίμηση των παραμέτρων των διαδιδόμενων πολυδιαδρομικών συνιστωσών μέσω του πολυδιάστατου αλγορίθμου Unitary ESPRIT. Οι φυσικές παράμετροι των πολυδιαδρομικών συνιστωσών, όπως είναι π.χ. η κατεύθυνση και η καθυστέρηση διάδοσης, μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την αναπαράσταση της επίδρασης του ραδιοδιαύλου στο εκπεμπόμενο σήμα ακολουθώντας την παραμετρική προσέγγιση που περιγράφηκε στην ενότητα 2.4.3.2. Η παραμετρική μοντελοποίηση του καναλιού ακολουθεί μια παραμετρική δομή περιγραφής και επί της ουσίας ανάγεται στον προσδιορισμό του πλήθους των διαδιδόμενων κυμάτων, των τιμών των παραμέτρων τους αλλά και των μιγαδικών τους πλατών. Ο προσδιορισμός των χαρακτηριστικών αυτών με αυξημένη ακρίβεια γίνεται με την εφαρμογή αλγορίθμων εκτίμησης παραμέτρων σε πειραματικά δεδομένα ακολουθώντας τεχνικές επεξεργασίας σήματος συστοιχίας (array signal processing).

Μία από τις πιο διαδεδομένες τεχνικές που χρησιμοποιούνται για την παραμετρική εκτίμηση σήματος είναι ο αλγόριθμος ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) [63]. Ο συγκεκριμένος αλγόριθμος αν και δεν είναι βέλτιστος εντούτοις παρέχει λύσεις ιδιαίτερα ακριβείς με σχετικά μειωμένη υπολογιστική πολυπλοκότητα και χρησιμοποιείται ευρέως όχι μόνο σε προβλήματα προσδιορισμού φυσικών παραμέτρων κυμάτων σε ασύρματα συστήματα αλλά γενικότερα σε προβλήματα παραμετρικής εκτίμησης φασματικού περιεχομένου τα οποία ξεφεύγουν από το πεδίο των ασύρματων επικοινωνιών. Για την εφαρμογή του είναι απαραίτητο να ικανοποιείται μια βασική δομή μη μεταβλητότητας ως προς την ολίσθηση (shift invariance structure) των διαθέσιμων πειραματικών δειγμάτων. Πέραν αυτού του περιορισμού, είναι ιδιαίτερα εκλυστικός επειδή έχουν αναπτυχθεί παραλλαγές του οι οποίες εμφανίζουν όχι μόνο μειωμένη πολυπλοκότητα αλλά δίνουν την δυνατότητα για ταυτό-

χρονη εκτίμηση των πολλαπλών χαρακτηριστικών των κυμάτων. Μια τέτοια παραλλαγή είναι ο πολυδιάστατος αλγόριθμος Unitary ESPRIT [64] ο οποίος χρησιμοποιεί αριθμητική στο σύνολο των πραγματικών αριθμών.

5.1.1 Δομή του κεφαλαίου

Αρχικά, στην ενότητα 5.2, δίνεται το μοντέλο εισόδου-εξόδου συστήματος και εξηγείται η αλληλεπίδραση της παραμετρικής περιγραφής του σήματος με τα χαρακτηριστικά δειγματοληψίας στις διάφορες διαστάσεις. Στην ενότητα 5.3 περιγράφεται ο προσδιορισμός του διανυσματικού υποχώρου σήματος και η σύνδεση αυτού με την παραμετρική περιγραφή. Ο προσδιορισμός του διανυσματικού υποχώρου σήματος γίνεται αρχικά στο σύνολο των μιγαδικών αριθμών ενώ στη συνέχεια περιγράφεται αναλυτικά τόσο το μαθηματικό υπόβαθρο όσο και η μεθοδολογία υπολογισμού μιας ισοδύναμης έκφρασής του στο σύνολο των πραγματικών αριθμών. Απαραίτητη προϋπόθεση για την εφαρμογή του συγκεκριμένου αλγορίθμου είναι το σύστημα δειγματοληψίας σήματος να ικανοποιεί μια δομή μη μεταβλητή ως προς την ολίσθηση. Η δομή αυτή μαθηματικά περιγράφεται από τις εξισώσεις μη μεταβλητότητας και εξηγείται στην ενότητα 5.4. Στη συνέχεια, στην ενότητα 5.5, αναλύεται η βασική ιδέα της επαναληπτικής μεθόδου ομαδοποίησης παραμέτρων ενώ στην ενότητα 5.6 περιγράφεται ένα απαραίτητο βήμα προεπεξεργασίας, η ομαλοποίηση δεδομένων. Έχοντας, περιγράψει αναλυτικά όλες τις μεθόδους που απαιτούνται, στην ενότητα 5.7 περιγράφεται το σύνολο του πολυδιάστατου αλγορίθμου σε βήματα καθώς επίσης και δυο επιμέρους σημαντικά θέματα: α) ο προσδιορισμός των μιγαδικών πλατών των κυμάτων και β) ο προσδιορισμός του συνολικού τους πλήθους. Στην ενότητα 5.8 η γενική περιγραφή του αλγορίθμου εξειδικεύεται για την επεξεργασία των πειραματικών δεδομένων από τις μετρήσεις MIMO ραδιοδιαύλου. Τέλος, στην ενότητα 5.9 αναλύονται τεχνικές που εξασφαλίζουν μια εφικτή και αποδοτική υλοποίηση.

5.2 Μοντέλο εισόδου-εξόδου συστήματος

5.2.1 Παραμετρική περιγραφή

Θεωρείται η διάδοση L το πλήθος διακριτών σημάτων όπου το καθένα, έστω l , μπορεί να περιγραφεί από R το πλήθος διακριτές παραμέτρους και το μιγαδικό πλάτος s_l . Αν διεξαχθούν N το πλήθος μετρήσεις τότε στο n -οστό στιγμιότυπο μέτρησης το λαμβανόμενο σήμα, έστω $x(n)$, είναι το αποτέλεσμα της υπέρθεσης των διακριτών σημάτων. Έστω ότι το $x(n)$ δειγματοληπτείται σε R πλήθος διαστάσεις με M_r δείγματα σε κάθε διάσταση. Γενικά, για την εκτίμηση παραμέτρων σήματος είναι απαραίτητη η δειγματοληψία σε πεδία που έχουν σχέση φασματικής δυαδικότητας (spectral duality) με τα πεδία των παραμέτρων. Για παράδειγμα, για την εκτίμηση της γωνίας άφιξης χρειάζεται δειγματοληψία σε διάφορα σημεία του διανύματος θέσης της κεραίας του δέκτη ή για την εκτίμηση της καθυστέρησης άφιξης χρειάζεται δειγματοληψία σε διάφορες συχνότητες. Το σύνολο των πεδίων της δειγματοληψίας καλείται και *χώρος ανοίγματος* (aperture space) ενώ ο φασματικά δυαδικός του χώρος είναι ο *χώρος παραμέτρων* (parameter space). Ανάλογα με τη γεωμετρία του πλέγματος δειγματοληψίας του

λαμβανόμενου σήματος σε καθενμία από τις R διαστάσεις, η r -οστή παράμετρος του l -οστού κύματος συνδέεται με μια χωρική συχνότητα $\mu_l^{(r)}$. Θεωρώντας ότι η παραμετρική περιγραφή του l -οστού κύματος δίνεται από το διάνυσμα $\boldsymbol{\mu}_l$

$$\boldsymbol{\mu}_l = \left[\mu_l^{(1)} \quad \mu_l^{(2)} \quad \dots \quad \mu_l^{(R)} \right]^T \quad (5.1)$$

ενώ κάθε σημείο δειγματοληψίας του R -διάστατου πλέγματος ορίζεται από το διάνυσμα \mathbf{g}

$$\mathbf{g} = \left[g^{(1)} \quad g^{(2)} \quad \dots \quad g^{(R)} \right]^T \quad (5.2)$$

όπου $g^{(r)} \in \{1, \dots, M_r\}$, τότε το λαμβανόμενο σήμα υπό την επίδραση προσθετικού θορύβου δίνεται από την

$$x_{\mathbf{g}}(n) = \sum_{l=1}^L \left(s_l(n) \prod_{r=1}^R e^{j\mu_l^{(r)}g^{(r)}} \right) + w_{\mathbf{g}}(n) \Rightarrow \quad (5.3)$$

Σκοπός είναι ο προσδιορισμός του διανύσματος παραμέτρων $\boldsymbol{\mu}_l$ για κάθε κύμα καθώς και του μιγαδικού του πλάτους s_l χρησιμοποιώντας τα δείγματα του $x(n)$ και θεωρώντας την παραμετρική δομή που ορίζει η εξ.(5.3).

Εναλλακτικά, το σύνολο των $\boldsymbol{\mu}_l$ θα μπορούσε να προσδιοριστεί με χρήση του R -διάστατου μετασχηματισμού Fourier αλλά η εκτίμηση των $\mu_l^{(r)}$ θα ήταν ανεξάρτητη της παραμετρικής δομής και επίσης η διακριτική ικανότητα των εκτιμήσεων θα οριζόταν από το μέγεθος του πλέγματος δειγματοληψίας. Για παράδειγμα, σε περιπτώσεις όπου το ζητούμενο είναι η εκτίμηση της κατεύθυνσης διάδοσης τότε η χρήση περιορισμένων χωρικών δειγμάτων (όπως είναι π.χ οι αποκρίσεις στοιχειοκεραίων με περιορισμένο πλήθος στοιχείων) οδηγεί σε μειωμένη διακριτική ικανότητα εκτίμησης μέσω του μετασχηματισμού Fourier. Η ακρίβεια των εκτιμήσεων παραμέτρων βελτιώνεται σημαντικά αν χρησιμοποιηθούν αλγόριθμοι παραμετρικής εκτίμησης φάσματος (parametric spectral estimation algorithms) οι οποίοι βασίζονται σε μια παραμετρική δομή του σήματος σαν αυτή που περιγράφει η εξ.(5.3). Οι αλγόριθμοι αυτοί καλούνται γενικά αλγόριθμοι υψηλής διακριτικής ικανότητας (high-resolution ή αλλιώς super-resolution algorithms) και ο ESPRIT ανήκει σε αυτή την κατηγορία.

5.2.2 Σχέση εισόδου - εξόδου

Τα δείγματα μέτρησης $x_{\mathbf{g}}(n)$ σχηματίζουν το διάνυσμα $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$, όπου $M = \prod_{r=1}^R M_r$ το συνολικό πλήθος δειγμάτων ανά στιγμιότυπο μέτρησης, αν στοιβαχτούν ακολουθιακά όλες οι

διαστάσεις του πλέγματος \mathbf{g} όπως ορίζει η εξ. (5.4).

$$\mathbf{x}(n) = \begin{bmatrix} x_{0,0,\dots,0}(n) \\ x_{1,0,\dots,0}(n) \\ \vdots \\ x_{M_1-1,0,\dots,0}(n) \\ x_{0,1,\dots,0}(n) \\ \vdots \\ x_{M_1-2,M_2-1,\dots,M_R-1}(n) \\ x_{M_1-1,M_2-1,\dots,M_R-1}(n) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M \times 1} \quad (5.4)$$

Η παραμετρική σχέση εισόδου-εξόδου της εξ. (5.3) μπορεί τότε να εκφραστεί με την ακόλουθη μορφή

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{A}\mathbf{s}(n) + \mathbf{w}(n) \quad (5.5)$$

η οποία ονομάζεται *μοντέλο συστήματος* (system model). Τα μιγαδικά πλάτη των κυμάτων συγκεντρώνονται στο διάνυσμα

$$\mathbf{s}(n) = \begin{bmatrix} s_1(n) & s_2(n) & \dots & s_L(n) \end{bmatrix}^T \in \mathbb{C}^{L \times 1} \quad (5.6)$$

ενώ τα δείγματα του θορύβου $w_{\mathbf{g}}(n)$ είναι όμοια στοιβαγμένα στο διάνυσμα $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ όπως ορίζει η εξ. (5.7).

$$\mathbf{w}(n) = \begin{bmatrix} w_{0,0,\dots,0}(n) \\ w_{1,0,\dots,0}(n) \\ \vdots \\ w_{M_1-1,0,\dots,0}(n) \\ w_{0,1,\dots,0}(n) \\ \vdots \\ w_{M_1-2,M_2-1,\dots,M_R-1}(n) \\ w_{M_1-1,M_2-1,\dots,M_R-1}(n) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M \times 1} \quad (5.7)$$

Στο μοντέλο συστήματος, η πολυδιάστατη παραμετρική δομή της περιγραφής περιέχεται στον πίνακα οδήγησης $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times L}$ (steering matrix) που δίνεται από την ακόλουθη έκφραση

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\boldsymbol{\mu}_1) & \mathbf{a}(\boldsymbol{\mu}_2) & \dots & \mathbf{a}(\boldsymbol{\mu}_R) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M \times L} \quad (5.8)$$

όπου η κάθε στήλη αντιστοιχεί στο διάνυσμα οδήγησης του κάθε κύματος $\mathbf{a}(\boldsymbol{\mu})$ (steering vector). Το διάνυσμα οδήγησης $\mathbf{a}(\boldsymbol{\mu}_l)$ περιγράφει γενικά τη μεταβολή της απόκρισης σήματος κατά μήκος του πολυδιάστατου πλέγματος δειγματοληψίας που οφείλεται στη διάδοση του l -οστού κύματος και δίνεται από το γινόμενο Kronecker των διανυσμάτων οδήγησης $\mathbf{a}(\boldsymbol{\mu}_l^{(r)}) \in \mathbb{C}^{M_r \times 1}$ στις επιμέρους διαστάσεις του χώρου ανοίγματος, όπως δηλώνει η εξ. (5.9). Σημειώνεται ότι η αντιμεταθετική ιδιότητα δεν ισχύει για το γινόμενο Kronecker, όποτε η σειρά

των παραγόντων του γινομένου οφείλει να είναι αυτή που ορίζει η εξ.(5.9).

$$\mathbf{a}(\boldsymbol{\mu}_l) = \mathbf{a} \left(\left[\begin{array}{cccc} \mu_l^{(1)} & \mu_l^{(2)} & \dots & \mu_l^{(R)} \end{array} \right]^T \right) = \mathbf{a}(\mu_l^{(R)}) \otimes \mathbf{a}(\mu_l^{(R-1)}) \otimes \dots \otimes \mathbf{a}(\mu_l^{(1)}) \quad (5.9)$$

Εναλλακτικά, ο πίνακας οδήγησης μπορεί να σχηματιστεί ως το Khatri Rao γινόμενο των επιμέρους πινάκων οδήγησης $\mathbf{A}^{(r)} \in \mathbb{C}^{M_r \times L}$ σε κάθε διάσταση του χώρου ανοίγματος,

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}^{(R)} \diamond \mathbf{A}^{(R-1)} \diamond \dots \diamond \mathbf{A}^{(1)} \quad (5.10)$$

όπου το Khatri Rao γινόμενο ορίζεται ως το ανά στήλη γινόμενο Kronecker των παραγόντων του (column-wise Kronecker product) και συμβολίζεται με \diamond .

Ο πίνακας αυτοσυσχέτισης \mathbf{R}_{xx} του λαμβανόμενου σήματος δίνεται από την ακόλουθη έκφραση

$$\mathbf{R}_{xx} = E \{ \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \} = \mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H + \sigma_w^2 \mathbf{R}_{ww} \quad (5.11)$$

όπου με \mathbf{R}_{ss} συμβολίζεται ο πίνακας αυτοσυσχέτισης κυμάτων,

$$\mathbf{R}_{ss} = E \{ \mathbf{s}(n) \mathbf{s}^H(n) \} \quad (5.12)$$

με \mathbf{R}_{ww} ο πίνακας αυτοσυσχέτισης προσθετικού θορύβου

$$\sigma_w^2 \mathbf{R}_{ww} = E \{ \mathbf{w}(n) \mathbf{w}^H(n) \} \quad (5.13)$$

κανονικοποιημένος ώστε να ισχύει $tr \{ \mathbf{R}_{ww} \} = M$ (όπου $tr \{ \cdot \}$ ο τελεστής που υπολογίζει το ίχνος του ορίσματος του) και με σ_w^2 δηλώνεται η διασπορά του προσθετικού θορύβου.

Εκτίμηση των πινάκων αυτοσυσχέτισης

Οι εκφράσεις (5.11), (5.13) δηλώνουν τον ορισμό των πινάκων αυτοσυσχέτισης. Πρακτικά όμως, οι εκτιμήσεις τους μπορούν να υπολογιστούν συγκεντρώνοντας N συνεχόμενα στιγμιότυπα μέτρησης στους πίνακες δεδομένων \mathbf{X} και θορύβου \mathbf{W} σχηματίζοντας την σχέση εισόδου-εξόδου της εξ.(5.14).

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= \left[\begin{array}{cccc} \mathbf{x}(1) & \mathbf{x}(2) & \dots & \mathbf{x}(N) \end{array} \right] = \\ &= \mathbf{A} \left[\begin{array}{cccc} \mathbf{s}(1) & \mathbf{s}(2) & \dots & \mathbf{s}(N) \end{array} \right] + \left[\begin{array}{cccc} \mathbf{w}(1) & \mathbf{w}(2) & \dots & \mathbf{w}(N) \end{array} \right] = \\ &= \mathbf{A} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{W} \end{aligned} \quad (5.14)$$

Τότε, οι εκτιμήσεις των πινάκων αυτοσυσχέτισης σήματος και θορύβου δίνονται από τις εξ.(5.15) και (5.16) αντίστοιχα.

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) = \frac{1}{N} \mathbf{X} \mathbf{X}^H \quad (5.15)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{ww} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{w}(n)\mathbf{w}^H(n) = \frac{1}{N} \mathbf{W}\mathbf{W}^H \quad (5.16)$$

Η συγκέντρωση στιγμιότυπων στους πίνακες \mathbf{X} , \mathbf{W} είναι επιτρεπτή μόνο στην περίπτωση που ο πίνακας οδήγησης \mathbf{A} ή ισοδύναμα η παραμετρική περιγραφή των κυμάτων παραμένει χρονικά αμετάβλητη. Με άλλα λόγια, η εξ.(5.14) ισχύει μόνο αν κάθε l συνιστώσα θεωρείται σταθερό διάνυσμα $\boldsymbol{\mu}_l$ και η μόνη χρονική μεταβολή που υπάρχει είναι αυτή του μιγαδικού της πλάτους s_l .

5.3 Ο διανυσματικός υποχώρος σήματος

Ο αλγόριθμος ESPRIT ανήκει σε μια κατηγορία των αλγορίθμων υψηλής διακριτικής ικανότητας εκτίμησης παραμέτρων οι οποίοι ονομάζονται αλγόριθμοι διανυσματικού υποχώρου (subspace algorithms). Στην κατηγορία αυτή, οι παράμετροι κυμάτων εκτιμώνται χρησιμοποιώντας το διανυσματικό χώρο του πίνακα αυτοσυσχέτισης λαμβανόμενου σήματος \mathbf{R}_{xx} . Συγκεκριμένα, ο αλγόριθμος ESPRIT βασίζεται στο μέρος εκείνο του διανυσματικού χώρου λαμβανόμενου σήματος που αποτελεί μια ορθοκανονική βάση αναπαράστασης του ωφέλιμου μεριδίου του x , δηλ. του μέρους που οφείλεται στην διάδοση των L κυμάτων και όχι στο θόρυβο w . Το μέρος αυτό του διανυσματικού χώρου του \mathbf{R}_{xx} ονομάζεται διανυσματικός υποχώρος σήματος (signal subspace) και συμβολίζεται με \mathcal{S}_X .

Η βασική αρχή λειτουργίας όλων των αλγορίθμων υποχώρου σήματος έγκειται στην δυνατότητα προσδιορισμού των παραμέτρων σήματος, όπως αυτές περιέχονται στον πίνακα οδήγησης \mathbf{A} , μέσω του διανυσματικού υποχώρου σήματος. Πράγματι, ο πίνακας \mathbf{A} εξαρτάται από τις παραμέτρους σήματος $\boldsymbol{\mu}_l$, $l = 1, \dots, L$ και μπορεί να λάβει τιμές σε ένα διανυσματικό χώρο \mathcal{S}_A ο οποίος καλείται array manifold και ορίζεται από τις στήλες του \mathbf{A} . Αποδεικνύεται ότι ο χώρος αυτός μπορεί επίσης να οριστεί από το διανυσματικό υποχώρο σήματος. Συνεπώς, αντί να υπολογιστούν οι L λύσεις των R -διάστατων παραμέτρων σήματος $\boldsymbol{\mu}_l$ που αναπαράγουν τον πίνακα \mathbf{A} εναλλακτικά μπορούν να υπολογιστούν οι $\boldsymbol{\mu}_l$ που αναπαράγουν τον διανυσματικό υποχώρο σήματος. Στον αλγόριθμο ESPRIT αρχικά υπολογίζεται ο υποχώρος σήματος από τον \mathbf{R}_{xx} και στη συνέχεια χρησιμοποιώντας τη ειδική δομή μη μεταβλητότητας που έχουν τα δείγματα του πλέγματος \mathbf{g} εκτιμώνται οι $\boldsymbol{\mu}_l^{(r)}$ για κάθε διάσταση χωριστά επιλύοντας R το πλήθος συστήματα εξισώσεων. Τέλος, οι λύσεις ομαδοποιούνται ώστε να σχηματίσουν τα διανύσματα $\boldsymbol{\mu}_l$ και οι φυσικές παράμετροι του κάθε κύματος υπολογίζονται από την αμφιμονοσήμαντη σχέση αντίστοιχίας τους με τα διανύσματα $\boldsymbol{\mu}_l$ ανάλογα με τη γεωμετρία του πλέγματος g .

Στην παρούσα ενότητα θα δοθεί αρχικά το μαθηματικό υπόβαθρο της που επιτρέπει την ισοδυναμία του \mathcal{S}_X με τον \mathcal{S}_A . Στην συνέχεια θα δοθούν μεθοδολογίες υπολογισμού του \mathcal{S}_X στο σύνολο μιγαδικών αριθμών \mathbb{C} καθώς και οι ισοδύναμες εκφράσεις του στο σύνολο των πραγματικών αριθμών \mathbb{R} . Η παρουσίαση είναι γενική θεωρώντας ότι ο προσθετικός θόρυβος δεν είναι απαραίτητα λευκός. Η μετάβαση στο \mathbb{R} μειώνει σημαντικά την πολυπλοκότητα υλο-

ποίησης του αλγορίθμου αλλά απαιτεί κάποιες τροποποιήσεις στα βήματά του. Η έκδοση του αλγορίθμου η οποία υλοποιείται αποκλειστικά στο \mathbb{R} ονομάζεται *R-D Unitary ESPRIT* [65] και είναι αυτή που τελικά παρουσιάζεται σε επόμενη ενότητα του παρόντος κεφαλαίου. Παρόλα αυτά, η ανάλυση είναι γενική και ολοκληρωμένη αφού οι μέθοδοι παρουσιάζονται αρχικά στο \mathbb{C} και στη συνέχεια γίνεται η μετάβαση στο \mathbb{R} .

5.3.1 Εκτίμηση διανυσματικού υποχώρου σήματος με αριθμητική μιγαδικών αριθμών

Η μαθηματική σχέση αφετηρία για την ανάδειξη της ισοδυναμίας του \mathcal{S}_A με τον \mathcal{S}_X είναι η εξ.(5.17)

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma_w^2\mathbf{R}_{ww} \quad (5.17)$$

Η όποια πιθανή συσχέτιση μεταξύ των διαδιδόμενων κυμάτων εμπεριέχεται στον πίνακα \mathbf{R}_{ss} αλλά θεωρείται ότι η συσχέτιση είναι τέτοια ώστε ο βαθμός του πίνακα να παραμένει ίσος με το μέγιστο δηλ. $rank\{\mathbf{R}_{ss}\} = L$.

5.3.1.1 Απουσία θορύβου

Στην περίπτωση απουσίας θορύβου, δηλ. $\sigma_w^2 = 0$, τότε ισχύει ότι

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H \quad (5.18)$$

Η ανάλυση ιδιοτιμών (eigenvalue decomposition - EVD) του \mathbf{R}_{xx}

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{U}_{s,true}\mathbf{\Lambda}_{s,true}\mathbf{U}_{s,true}^H \quad (5.19)$$

δίνει μια ορθοκανονική βάση του διανυσματικού χώρου του \mathbf{R}_{xx} στις στήλες του $\mathbf{U}_{s,true}$ και τις αντίστοιχες ιδιοτιμές στη διαγώνιο του $\mathbf{\Lambda}_{s,true}$, δηλ.

$$\mathbf{\Lambda}_{s,true} = \text{diag}\{\lambda_{l,true}\}, \quad 1 \leq l \leq L \quad (5.20)$$

Σημειώνεται ότι λόγω της απουσίας θορύβου, ο διανυσματικός χώρος του \mathbf{R}_{xx} συμπίπτει με το διανυσματικό χώρο σήματος. Αντικαθιστώντας την (5.19) στην (5.18), ισχύει ότι

$$\mathbf{U}_{s,true}\mathbf{\Lambda}_{s,true}\mathbf{U}_{s,true}^H = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H \quad (5.21)$$

Δεδομένου ότι $rank(\mathbf{R}_{ss}) = rank(\mathbf{A}) = L$, η (5.21) υποδεικνύει ότι υπάρχει κάποιος μετασχηματισμός έστω \mathbf{T}_A ο οποίος συνδέει τον διανυσματικό χώρο σήματος $\mathbf{U}_{s,true}$ με τον πίνακα οδήγησης \mathbf{A}

$$\mathbf{A} = \mathbf{U}_{s,true}\mathbf{T}_A \quad (5.22)$$

Επειδή, όμως ο \mathbf{A} εξαρτάται εκτός από την γεωμετρία των αισθητήρων και από τις παραμέτρους των διαδιδόμενων κυμάτων προκύπτει ότι οι παράμετροι σήματος συνδέονται με το διανυσματικό χώρο σήματος $\mathbf{U}_{s,true}$.

5.3.1.2 Παρουσία θορύβου

Θεωρώντας την επίδραση του προσθετικού θορύβου τότε ο διανυσματικός χώρος του \mathbf{R}_{xx} διακρίνεται στον υποχώρο σήματος και τον υποχώρο θορύβου. Η εκτίμηση του διανυσματικού χώρου του υποχώρου σήματος μπορεί να γίνει με τη χρήση της γενικευμένης ανάλυσης ιδιοτιμών (generalized eigenvalue decomposition - GEVD)

$$\mathbf{R}_{xx}\mathbf{U} = \mathbf{R}_{ww}\mathbf{U}\mathbf{\Lambda} \quad (5.23)$$

η οποία ισχύει δεδομένης της ιδιότητας ορθογωνιότητας

$$\mathbf{U}^H\mathbf{R}_{ww}\mathbf{U} = \mathbf{I} \Rightarrow \mathbf{R}_{ww}\mathbf{U} = \mathbf{U}^{-H} \quad (5.24)$$

Πράγματι, ισχύει ότι

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx}\mathbf{U} = \mathbf{R}_{ww}\mathbf{U}\mathbf{\Lambda} &\Rightarrow \\ (\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma_w^2\mathbf{R}_{ww})\mathbf{U} = \mathbf{R}_{ww}\mathbf{U}\mathbf{\Lambda} &\Rightarrow \\ \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H\mathbf{U} = \mathbf{R}_{ww}\mathbf{U}\mathbf{\Lambda} - \sigma_w^2\mathbf{R}_{ww}\mathbf{U} &\Rightarrow \\ \mathbf{U}^H\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H\mathbf{U} = \mathbf{U}^H\mathbf{R}_{ww}\mathbf{U}\mathbf{\Lambda} - \sigma_w^2\mathbf{U}^H\mathbf{R}_{ww}\mathbf{U} &\Rightarrow \\ \mathbf{U}^H\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H\mathbf{U} = \mathbf{\Lambda} - \sigma_w^2\mathbf{I} &\Rightarrow \\ \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H = \mathbf{U}^{-H}(\mathbf{\Lambda} - \sigma_w^2\mathbf{I})\mathbf{U}^{-1} &\Rightarrow \\ \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H = \mathbf{R}_{ww}\mathbf{U}(\mathbf{\Lambda} - \sigma_w^2\mathbf{I})\mathbf{U}^H\mathbf{R}_{ww}^H &\Rightarrow \\ \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H = \mathbf{R}_{ww}\mathbf{U}(\mathbf{\Lambda} - \sigma_w^2\mathbf{I})\mathbf{U}^H\mathbf{R}_{ww}^H \end{aligned} \quad (5.25)$$

Δεδομένου ότι $rank\{\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H\} = L$, οι L γενικευμένες ιδιοτιμές του ζεύγους πινάκων $(\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H, \mathbf{R}_{ww})$ είναι ίσες με τις L μεγαλύτερες γενικευμένες ιδιοτιμές του ζεύγους πινάκων $(\mathbf{R}_{xx}, \mathbf{R}_{ww})$ μετατοπισμένες κατά σ_w^2 . Επιπλέον, μια εκτίμηση του υποχώρου σήματος δίνεται από το γινόμενο του \mathbf{R}_{ww} με τα γενικευμένα ιδιοδιανύσματα $\mathbf{U}_s = \mathbf{U}(:, 1:L)$ που αντιστοιχούν στις L μεγαλύτερες γενικευμένες ιδιοτιμές, δηλ.

$$S_X = Range\{\mathbf{R}_{ww}\mathbf{U}_s\} \quad (5.26)$$

οπότε υπάρχει πίνακας \mathbf{T}_A τέτοιος ώστε

$$\mathbf{A} = \mathbf{R}_{ww}\mathbf{U}_s\mathbf{T}_A \quad (5.27)$$

Ομοίως, το γινόμενο του \mathbf{R}_{ww} με τα υπόλοιπα $M - L$ γενικευμένα ιδιοδιανύσματα $\mathbf{U}_o = \mathbf{U}(:, L+1:M)$ αποτελεί μια εκτίμηση του υποχώρου θορύβου, δηλ.

$$S_W = Range\{\mathbf{R}_{ww}\mathbf{U}_o\} \quad (5.28)$$

Συνεπώς, το πρόβλημα εκτίμησης των υποχώρων σήματος S_X και θορύβου S_W από τους πίνακες αυτοσυσχέτισης λαμβανόμενου σήματος και θορύβου περιγράφεται από την ακόλουθη έκφραση

$$\mathbf{R}_{xx} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_s & \mathbf{U}_o \end{bmatrix} = \mathbf{R}_{ww} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_s & \mathbf{U}_o \end{bmatrix} \mathbf{\Lambda} \quad (5.29)$$

Όμως πρακτικά, οι ακριβείς τιμές των πινάκων αυτοσυσχέτισης δεν είναι γνωστές, οπότε αντί αυτών χρησιμοποιούνται οι εκτιμήσεις τους $\hat{\mathbf{R}}_{xx}, \hat{\mathbf{R}}_{ww}$ (βλ. εξ.(5.15)).

Λευκός Θόρυβος

Εξετάζοντας, την ειδική περίπτωση παρουσίας λευκού προσθετικού θορύβου, $\mathbf{R}_{ww} = \mathbf{I}$, τότε ισχύει ότι

$$\mathbf{R}_{ww} = \mathbf{I} \rightarrow \mathbf{R}_{xx} \mathbf{U} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \Rightarrow \mathbf{R}_{xx} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_s & \mathbf{U}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_s & \mathbf{U}_o \end{bmatrix} \mathbf{\Lambda} \quad (5.30)$$

και η εκτίμηση του υποχώρου σήματος γίνεται με την ανάλυση ιδιοτιμών του \mathbf{R}_{xx} .

Ισοδύναμα, όταν $\mathbf{R}_{ww} = \mathbf{I}$ είναι δυνατός ο προσδιορισμός του υποχώρου σήματος με χρήση της ανάλυσης ιδιόμορφων τιμών (singular value decomposition - SVD) του πίνακα λαμβανόμενου σήματος \mathbf{X} σύμφωνα με

$$\mathbf{R}_{ww} = \mathbf{I} \rightarrow \mathbf{X} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_s & \mathbf{U}_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\Sigma}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Sigma}_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_s^H \\ \mathbf{V}_o^H \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

Οι εκφράσεις (5.30) και (5.31) οδηγούν αμφότερες ισοδύναμα στην εκτίμηση του υποχώρου σήματος \mathbf{U}_s . Με άλλα λόγια, στην περίπτωση λευκού θορύβου ο υποχώρος σήματος μπορεί να εκτιμηθεί είτε μέσω της ανάλυσης ιδιοτιμών του πίνακα συσχέτισης \mathbf{R}_{xx} είτε με ανάλυση ιδιόμορφων τιμών του πίνακα δεδομένων \mathbf{X} .

5.3.1.3 Εναλλακτικός τρόπος προσδιορισμού μιγαδικού διανυσματικού υποχώρου σήματος

Η μαθηματική ανάλυση για την περίπτωση λευκού θορύβου μπορεί να επεκταθεί και για εφαρμογή στις περιπτώσεις όπου $\mathbf{R}_{ww} \neq \mathbf{I}$ με κατάλληλη επεξεργασία προλευκανσης (pre-whitening) του πίνακα δεδομένων. Ειδικότερα, αν υποθεθεί ότι ο \mathbf{R}_{ww} μπορεί να παραγοντοποιηθεί ως

$$\mathbf{R}_{ww} = \mathbf{L}_w \mathbf{L}_w^H \quad (5.32)$$

τότε είναι δυνατό να σχηματιστεί ο τροποποιημένος πίνακας δεδομένων \mathbf{X}' με

$$\mathbf{X}' = \mathbf{L}_w^{-1} \mathbf{X} \quad (5.33)$$

Τότε ο πίνακας αυτοσυσχέτισης \mathbf{R}'_{xx} του \mathbf{X}' συνδέεται με τον \mathbf{R}_{xx} ως εξής

$$\mathbf{R}'_{xx} = \mathbf{X}' \mathbf{X}'^H = (\mathbf{L}_w^{-1} \mathbf{X}) (\mathbf{L}_w^{-1} \mathbf{X})^H = \mathbf{L}_w^{-1} \mathbf{X} \mathbf{X}^H \mathbf{L}_w = \mathbf{L}_w^{-1} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{L}_w \quad (5.34)$$

ενώ η ανάλυση ιδιοτιμών του δίνεται από

$$\mathbf{R}'_{xx} = \mathbf{U}'\mathbf{\Sigma}^2\mathbf{U}'^H \quad (5.35)$$

Αντίστοιχα, η ανάλυση μοναδικών τιμών του \mathbf{X}' είναι

$$\mathbf{X}' = \mathbf{U}'\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (5.36)$$

Για να προσδιοριστεί η επίδραση της προλεύκανσης στον υπολογισμό του υποχώρου σήματος \mathbf{U}_s γίνεται η ακόλουθη ανάλυση (όμοια με αυτή της (5.25))

$$\begin{aligned} \mathbf{R}'_{xx} &= \mathbf{L}_w^{-1}\mathbf{R}_{xx}\mathbf{L}_w^{-H} = \mathbf{L}_w^{-1}(\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma_w^2\mathbf{R}_{ww})\mathbf{L}_w^{-H} = \\ &= \mathbf{L}_w^{-1}(\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma_w^2\mathbf{L}_w\mathbf{L}_w^H)\mathbf{L}_w^{-H} = \\ &= \mathbf{L}_w^{-1}\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H\mathbf{L}_w^{-H} + \sigma_w^2\mathbf{I} \Rightarrow \\ \mathbf{U}'\mathbf{\Sigma}^2\mathbf{U}'^H &= \mathbf{L}_w^{-1}\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H\mathbf{L}_w^{-H} + \sigma_w^2\mathbf{I} \Rightarrow \\ \mathbf{\Sigma}^2 - \sigma_w^2\mathbf{I} &= \mathbf{U}'^H\mathbf{L}_w^{-1}\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H\mathbf{L}_w^{-H}\mathbf{U}' \Rightarrow \\ \mathbf{U}'(\mathbf{\Sigma}^2 - \sigma_w^2\mathbf{I})\mathbf{U}'^H &= \mathbf{L}_w^{-1}\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H\mathbf{L}_w^{-H} \Rightarrow \\ \mathbf{L}_w\mathbf{U}'(\mathbf{\Sigma}^2 - \sigma_w^2\mathbf{I})\mathbf{U}'^H\mathbf{L}_w^H &= \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H \end{aligned} \quad (5.37)$$

Διαχωρίζοντας τον \mathbf{U}' στους υποχώρους σήματος \mathbf{U}'_s και θορύβου \mathbf{U}'_o η (5.37) γράφεται ως εξής

$$\mathbf{L}_w \begin{bmatrix} \mathbf{U}'_s & \mathbf{U}'_o \end{bmatrix} (\mathbf{\Sigma}^2 - \sigma_w^2\mathbf{I}) \begin{bmatrix} \mathbf{U}'_s & \mathbf{U}'_o \end{bmatrix}^H \mathbf{L}_w^H = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H \quad (5.38)$$

Τότε, αντίστοιχα με την (5.27) υπάρχει πίνακας \mathbf{T}_A ώστε να ισχύει

$$\mathbf{L}_w\mathbf{U}'_s\mathbf{T}_A = \mathbf{A} \Rightarrow \mathbf{L}_w\mathbf{U}'_s = \mathbf{A}\mathbf{T}_A^{-1} \Rightarrow \mathbf{L}_w\mathbf{U}'_s = \mathbf{R}_{ww}\mathbf{U}_s \Rightarrow \mathbf{U}_s = \mathbf{L}_w^{-H}\mathbf{U}'_s \quad (5.39)$$

Η έκφραση (5.39) αναδεικνύει την σχέση μεταξύ των μοναδικών διανυσμάτων \mathbf{U}' του \mathbf{X}' και των αντίστοιχων \mathbf{U} του \mathbf{X} .

Χρησιμοποιώντας την ανάλυση SVD του \mathbf{X}' ο υποχώρος \mathbf{U} του \mathbf{X} μπορεί να εκφραστεί ως εξής

$$\begin{aligned} \mathbf{X}' &= \mathbf{U}'\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \Rightarrow \\ \mathbf{L}_w^{-1}\mathbf{X} &= \mathbf{U}'\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \Rightarrow \\ \mathbf{X}\mathbf{V}\mathbf{\Sigma}^{-1} &= \mathbf{L}_w\mathbf{U}' \Rightarrow \\ \mathbf{X}\mathbf{V}_s\mathbf{\Sigma}_s^{-1} &= \mathbf{L}_w\mathbf{U}'_s \Rightarrow \\ \mathbf{X}\mathbf{V}_s\mathbf{\Sigma}_s^{-1} &= \mathbf{R}_{ww}\mathbf{U}_s \end{aligned} \quad (5.40)$$

από όπου φαίνεται ότι μπορεί να υπολογιστεί από τον πίνακα δεδομένων αρκεί να είναι γνωστοί οι \mathbf{V} και $\mathbf{\Sigma}$.

Για τον υπολογισμό των δεξιών ιδιόμορφων διανυσμάτων \mathbf{V} σχηματίζεται το γινόμενο

$$\mathbf{X}'^H\mathbf{X}' = (\mathbf{U}'\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H)^H \mathbf{U}'\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H = \mathbf{V}\mathbf{\Sigma}^H(\mathbf{U}'^H\mathbf{U}')\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H = \mathbf{V}\mathbf{\Sigma}^2\mathbf{V}^H \quad (5.41)$$

Όμως,

$$\begin{aligned}\mathbf{X}'^H \mathbf{X}' &= (\mathbf{L}_w^{-1} \mathbf{X})^H \mathbf{L}_w^{-1} \mathbf{X} = \mathbf{X}^H \mathbf{L}_w^{-H} \mathbf{L}_w^{-1} \mathbf{X} = \\ &= \mathbf{X}^H (\mathbf{L}_w \mathbf{L}_w^H)^{-1} \mathbf{X} = \mathbf{X}^H \mathbf{R}_{ww}^{-1} \mathbf{X}\end{aligned}\quad (5.42)$$

Συνεπώς, συνδυάζοντας τις (5.41) και (5.42) είναι φανερό ότι ο \mathbf{V} υπολογίζεται από την ανάλυση ιδιοτιμών του πίνακα $\mathbf{X}^H \mathbf{R}_{ww}^{-1} \mathbf{X}$ δηλ.

$$\mathbf{X}^H \mathbf{R}_{ww}^{-1} \mathbf{X} = \mathbf{V} \mathbf{\Sigma}^2 \mathbf{V}^H \quad (5.43)$$

Συνοψίζοντας, ο υπολογισμός του υποχώρου σήματος \mathbf{U}_s από τον πίνακα δεδομένων \mathbf{X} μπορεί να γίνει σε δύο στάδια. Αρχικά, υπολογίζονται τα δεξιά μοναδικά διανύσματα \mathbf{V} και οι αντίστοιχες μοναδικές τιμές $\mathbf{\Sigma}$ μέσω της (5.43), ενώ στη συνέχεια ο \mathbf{U}_s προσδιορίζεται από την (5.40).

5.3.2 Εκτίμηση του διανυσματικού υποχώρου σήματος με αριθμητική πραγματικών αριθμών

Η υπολογιστική πολυπλοκότητα του προσδιορισμού του διανυσματικού υποχώρου σήματος μπορεί μειωθεί σημαντικά αν χρησιμοποιηθεί αριθμητική πραγματικών αριθμών. Η μείωση επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας αντιστρέψιμους μετασχηματισμούς που αντιστοιχούν κεντροερμιτιανούς πίνακες [66] σε πίνακες με πραγματικούς αριθμούς. Στην παράγραφο αυτή περιγράφεται συνοπτικά το μαθηματικό πλαίσιο που επιτρέπει την εκτίμηση του διανυσματικού υποχώρου σήματος με αριθμητική πραγματικών αριθμών. Αρχικά, ορίζονται οι κεντροερμιτιανοί και οι αριστεροί Π -πραγματικοί πίνακες ενώ στη συνέχεια περιγράφεται η ισοδυναμία των διανυσματικών χώρων μιγαδικής και πραγματικής αριθμητικής.

5.3.2.1 Μαθηματικό Υπόβαθρο

Κεντρο-ερμιτιανοί ονομάζονται οι πίνακες $\mathbf{M} \in \mathbb{C}^{p \times q}$ για τους οποίους ισχύει ότι

$$\mathbf{M} = \mathbf{\Pi}_p \mathbf{M}^* \mathbf{\Pi}_q \quad (5.44)$$

όπου $\mathbf{\Pi}_q$

$$\mathbf{\Pi}_p = \begin{pmatrix} 0 & \cdots & 0 & 1 \\ \vdots & \ddots & 1 & 0 \\ 0 & \cdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 0 & & 0 \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{p \times p} \quad (5.45)$$

Ο $\mathbf{\Pi}_q$ καλείται πίνακας ανάκλασης (reflection matrix) και όταν πολλαπλασιάζει από αριστερά ένα οποιοδήποτε πίνακα προκαλεί αντιστροφή στη διάταξη των σειρών του ενώ όταν τον πολλαπλασιάζει από δεξιά προκαλεί την αντιστροφή των στηλών του.

Αντίστοιχα, μπορούν να οριστούν οι κεντρο-ερμιτιανές συστοιχίες αισθητήρων (centrosymmetric arrays), σαν εκείνες που οι θέσεις των αισθητήρων είναι συμμετρικές ως προς το κέντρο της συστοιχίας (array centroid) και τα μιγαδικά διαγράμματα ακινοβολίας των

συμμετρικών ζευγών είναι όμοια. Ο πίνακας απόκρισης των κεντρο-ερμιτιανών συστοιχιών ικανοποιεί την ακόλουθη σχέση

$$\mathbf{\Pi}_M \mathbf{A}^* = \mathbf{A} \mathbf{\Delta} \quad (5.46)$$

όπου $\mathbf{\Delta}$ είναι ένας διαγώνιος ορθομοναδιαίος (unitary) πίνακας.

Αριστεροί Π-πραγματικοί (left Π-real, [66]) $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{p \times q}$ ονομάζονται οι πίνακες για τους οποίους ισχύει

$$\mathbf{\Pi}_p \mathbf{Q}^* = \mathbf{Q} \Leftrightarrow \mathbf{\Pi}_p \mathbf{Q} = \mathbf{Q}^* \quad (5.47)$$

Η μετάβαση από την αριθμητική μιγαδικών στην αριθμητική των πραγματικών αριθμών γίνεται με βάση το ακόλουθο θεώρημα:

Θεώρημα [66]: Έστω $\mathbf{Q}_p \in \mathbb{C}^{p \times p}$ και $\mathbf{Q}_q \in \mathbb{C}^{q \times q}$ δύο οποιοδήποτε αντιστρέψιμοι αριστεροί Π-πραγματικοί πίνακες. Η επίδραση τους σε ένα οποιοδήποτε μιγαδικό κεντρο-ερμιτιανό πίνακα $\mathbf{M} \in \mathbb{C}^{p \times q}$ σύμφωνα με την $\varphi(\mathbf{M}) = \mathbf{Q}_p^{-1} \mathbf{M} \mathbf{Q}_q$ προκαλεί την αντιστοίχιση του \mathbf{M} στο σύνολο πινάκων με πραγματικές τιμές, δηλ. $\varphi(\mathbf{M}) \in \mathbb{R}^{p \times q}$.

Επιπλέον, η δυνατότητα υπολογισμού μιας ορθοκανονικής βάσης του διανυσματικού χώρου ενός κεντρο-ερμιτιανού πίνακα με αριθμητική πραγματικών αριθμών παρέχεται από το ακόλουθο λήμμα:

Λήμμα: Έστω $\mathbf{M} \in \mathbb{C}^{p \times q}$ κεντρο-ερμιτιανός πίνακας και $\mathbf{Q}_p \in \mathbb{C}^{p \times p}$ και $\mathbf{Q}_q \in \mathbb{C}^{q \times q}$ δύο οποιοδήποτε ορθομοναδιαίοι αριστεροί Π-πραγματικοί πίνακες. Αν η ανάλυση SVD του πραγματικού πίνακα $\varphi(\mathbf{M}) = \mathbf{Q}_p^H \mathbf{M} \mathbf{Q}_q$ είναι $\varphi(\mathbf{M}) = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H$ τότε η SVD ανάλυση του \mathbf{M} δίνεται από την έκφραση

$$\mathbf{M} = (\mathbf{Q}_p \mathbf{U}) \mathbf{\Sigma} (\mathbf{V}^H \mathbf{Q}_q^H) \quad (5.48)$$

και επιπλέον οι πίνακες $\mathbf{Q}_p \mathbf{U}$ και $\mathbf{Q}_q \mathbf{V}$ είναι αριστεροί Π-πραγματικοί.

Συνεπώς, η μείωση της πολυπλοκότητας υπολογισμού του υποχώρου σήματος με πράξεις πραγματικών αριθμών είναι εφικτή αν αυτός γίνει χρησιμοποιώντας κεντροερμιτιανούς πίνακες. Μέχρι το σημείο αυτό έχει παρουσιαστεί ο προσδιορισμός του υποχώρου σήματος είτε από τον πίνακα δεδομένων \mathbf{X} μέσω της ανάλυσης ιδιόμορφων τιμών μιας προεπεξεργασμένης μορφής του, της \mathbf{X}' είτε από το ζεύγος πινάκων αυτοσυσχέτισης \mathbf{R}_{xx} , \mathbf{R}_{ww} μέσω της γενικευμένης ανάλυσης ιδιοτιμών. Κανείς όμως από τους πίνακες αυτούς δεν είναι κεντροερμιτιανός.

5.3.2.2 Η επεξεργασία forward-backward averaging

Η δυνατότητα εκμετάλλευσης των ιδιοτήτων των κεντρο-ερμιτιανών πινάκων δίνεται από την τεχνική *forward-backward averaging (fba)* που μπορεί να εφαρμοστεί στην περίπτωση κεντρο-ερμιτιανών συστοιχιών αισθητήρων. Η τεχνική αυτή προκαλεί την τεχνητή παραγωγή στιγμιότυπων του πίνακα δεδομένων ώστε να βελτιωθεί η εκτίμηση του πίνακα αυτοσυσχέτισης και να αντιμετωπιστούν περιπτώσεις όπου τα προσπίπτοντα κύματα παρουσιάζουν υψηλό βαθμό συσχέτισης προκαλώντας μείωση του βαθμού του πίνακα αυτοσυσχέτισης. Ουσιαστικά, γεννιόνται εικονικά στιγμιότυπα αλλάζοντας την διάταξη των αισθητήρων και λαμβάνοντας το

συζυγές της απόκρισης τους. Όταν χρησιμοποιούνται κεντρο-συμμετρικές συστοιχίες αισθητήρων, ο fba πίνακας αυτοσυσχέτισης \mathbf{R}_{xx}^{fb} είναι:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx}^{fb} &= \frac{1}{2} (\mathbf{R}_{xx} + \mathbf{\Pi}_M \mathbf{R}_{xx}^* \mathbf{\Pi}_N) = \\ &= \frac{1}{2} (\mathbf{A} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{A}^H + \sigma_w^2 \mathbf{R}_{ww} + \mathbf{\Pi}_M (\mathbf{A}^* \mathbf{R}_{ss}^* \mathbf{A}^T + \sigma_w^2 \mathbf{R}_{ww}^*) \mathbf{\Pi}_N) = \\ &= \mathbf{A} \underbrace{\frac{1}{2} (\mathbf{R}_{ss} + \mathbf{\Delta} \mathbf{R}_{ss}^* \mathbf{\Delta}^H)}_{\mathbf{R}_{ss}^{fb}} \mathbf{A}^H + \sigma_w^2 \underbrace{\frac{1}{2} (\mathbf{R}_{ww} + \mathbf{\Pi}_M \mathbf{R}_{ww}^* \mathbf{\Pi}_N)}_{\mathbf{R}_{ww}^{fb}} \Rightarrow \\ &= \mathbf{R}_{xx}^{fb} = \mathbf{A} \mathbf{R}_{ss}^{fb} \mathbf{A}^H + \sigma_w^2 \mathbf{R}_{ww}^{fb} \end{aligned} \quad (5.49)$$

Για τον προσδιορισμό μιας εκτίμησης του \mathbf{R}_{xx}^{fb} , ορίζεται ο επεκταμένος πίνακας δεδομένων \mathbf{X}_{fb}

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{fb} &= \mathcal{F}_{fb}(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} \mathbf{X} & \mathbf{\Pi}_M \mathbf{X}^* \mathbf{\Pi}_N \end{bmatrix} = \\ &= \mathbf{A} \begin{bmatrix} \mathbf{S} & \mathbf{\Delta} \mathbf{S}^* \mathbf{\Pi}_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{W} & \mathbf{\Pi}_M \mathbf{W}^* \mathbf{\Pi}_N \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M \times 2N} \end{aligned} \quad (5.50)$$

όπου είναι φανερός ο διπλασιασμός των στιγμιότυπων από N σε $2N$. Όμοια ορίζεται ο επεκταμένος πίνακας θορύβου \mathbf{W}_{fb} ως

$$\mathbf{W}_{fb} = \begin{bmatrix} \mathbf{W} & \mathbf{\Pi}_M \mathbf{W}^* \mathbf{\Pi}_N \end{bmatrix} \quad (5.51)$$

Η εκτίμηση $\widehat{\mathbf{R}}_{xx}^{fb}$ υπολογίζεται ως εξής:

$$\widehat{\mathbf{R}}_{xx}^{fb} = \frac{1}{2N} \mathbf{X}_{fb} \mathbf{X}_{fb}^H = \frac{1}{2N} (\mathbf{X} \mathbf{X}^H + \mathbf{\Pi}_M \mathbf{X}^* \mathbf{X}^{*H} \mathbf{\Pi}_M) \quad (5.52)$$

Όμοια, η εκτίμηση $\widehat{\mathbf{R}}_{ww}^{fb}$ δίνεται από την έκφραση

$$\widehat{\mathbf{R}}_{ww}^{fb} = \frac{1}{2N} \mathbf{W}_{fb} \mathbf{W}_{fb}^H = \frac{1}{2N} (\mathbf{W} \mathbf{W}^H + \mathbf{\Pi}_M \mathbf{W}^* \mathbf{W}^{*H} \mathbf{\Pi}_M) \quad (5.53)$$

Αποδεικνύεται ότι οι διανυσματικοί μιγαδικοί υποχώροι σήματος και θορύβου δεν επηρεάζονται από ένα ενδεχόμενο στάδιο προεπεξεργασίας fba του πίνακα δεδομένων [67]. Συνεπώς, οι μέθοδοι υπολογισμού του μιγαδικού υποχώρου σήματος που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα μπορούν να εφαρμοστούν ως έχουν αρκεί να αντικατασταθούν οι \mathbf{R}_{xx} , \mathbf{R}_{ww} , \mathbf{X} , \mathbf{W} από τους \mathbf{R}_{xx}^{fb} , \mathbf{R}_{ww}^{fb} , \mathbf{X}_{fb} , \mathbf{W}_{fb} αντίστοιχα.

5.3.2.3 Ο υποχώρος σήματος στο σύνολο των πραγματικών αριθμών

Τόσο ο πίνακας \mathbf{R}_{xx}^{fb} όσο και ο πίνακας \mathbf{X}_{fb} είναι κεντροερμιτιανοί, οπότε είναι δυνατή η εφαρμογή του θεωρήματος που διατυπώθηκε παραπάνω ώστε να υπολογιστεί ο διανυσματικός υποχώρος σήματος με πραγματικές τιμές \mathbf{E}_s . Πράγματι, χρησιμοποιώντας τον fba πίνακα αυτοσυσχέτισης \mathbf{R}_{xx}^{fb} υπολογίζεται το ζεύγος των πραγματικών πινάκων \mathbf{G}_{xx} και \mathbf{G}_{ww} , ως

εξής

$$\begin{aligned}\mathbf{G}_{xx} &= \varphi(\mathbf{R}_{xx}^{fb}) = \mathbf{Q}_M^H \mathbf{R}_{xx}^{fb} \mathbf{Q}_M = \\ &= \frac{1}{2} (\mathbf{Q}_M^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{Q}_M + \mathbf{Q}_M^H \mathbf{\Pi}_M \mathbf{R}_{xx}^* \mathbf{\Pi}_M \mathbf{Q}_M) = \\ &= \frac{1}{2} (\mathbf{Q}_M^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{Q}_M + \mathbf{Q}_M^{H*} \mathbf{R}_{xx}^* \mathbf{Q}_M^*) \Rightarrow \\ &\mathbf{G}_{xx} = \text{Re} \{ \mathbf{Q}_M^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{Q}_M \}\end{aligned}\quad (5.54)$$

και

$$\mathbf{G}_{ww} = \text{Re} \{ \mathbf{Q}_M^H \mathbf{R}_{ww} \mathbf{Q}_M \} \quad (5.55)$$

Παρακάτω ακολουθεί όμοια ανάλυση με αυτή που παρουσιάστηκε για το πεδίο μιγαδικών τιμών. Από την εξ.(5.52) και πολλαπλασιάζοντας τον \mathbf{R}_{xx}^{fb} με τους \mathbf{Q}_M , \mathbf{Q}_M^H προκύπτει ότι

$$\begin{aligned}\mathbf{Q}_M^H \mathbf{R}_{xx}^{fb} \mathbf{Q}_M &= \mathbf{Q}_M^H \mathbf{A} \mathbf{R}_{ss}^{fb} \mathbf{A}^H \mathbf{Q}_M + \sigma_w^2 \mathbf{Q}_M^H \mathbf{R}_{ww} \mathbf{Q}_M \\ \mathbf{G}_{xx} &= \mathbf{Q}_M^H \mathbf{A} \mathbf{R}_{ss}^{fb} \mathbf{A}^H \mathbf{Q}_M + \sigma_w^2 \mathbf{G}_{ww}\end{aligned}\quad (5.56)$$

Αν ο πίνακας \mathbf{G}_{ww} παραγοντοποιηθεί ως $\mathbf{G}_{ww} = \mathbf{L} \mathbf{L}^H$ τότε ορίζεται ο \mathbf{G}'_{xx} ως

$$\mathbf{G}'_{xx} = \mathbf{L}^{-1} \mathbf{G}_{xx} \mathbf{L}^{-H} \quad (5.57)$$

Σημειώνεται ότι ο πίνακας \mathbf{L} συνδέεται με τον αντίστοιχο πίνακα \mathbf{L}_w παραγοντοποίησης του \mathbf{R}_{ww}^{fb} και ισχύει ότι $\mathbf{L} = \mathbf{Q}_M^H \mathbf{L}_w \mathbf{Q}_M$. Η ανάλυση ιδιοτιμών του \mathbf{G}'_{xx} δίνεται από την

$$\mathbf{G}'_{xx} = \mathbf{E}' \mathbf{\Sigma}^2 \mathbf{E}'^H \quad (5.58)$$

όποτε ισχύει ότι

$$\begin{aligned}\mathbf{L}^{-1} \mathbf{G}_{xx} \mathbf{L}^{-H} &= \mathbf{E}' \mathbf{\Sigma}^2 \mathbf{E}'^H \Rightarrow \\ \mathbf{G}_{xx} \mathbf{L}^{-H} \mathbf{E}' &= \mathbf{L} \mathbf{E}' \mathbf{\Sigma}^2 = \mathbf{G}_{ww} \mathbf{L}^{-H} \mathbf{E}' \mathbf{\Sigma}^2\end{aligned}\quad (5.59)$$

Θέτοντας $\mathbf{E} = \mathbf{L}^{-H} \mathbf{E}'$ προκύπτει ότι ο \mathbf{E} δίνεται από τη γενικευμένη ανάλυση ιδιοτιμών του ζεύγους πινάκων \mathbf{G}_{xx} , \mathbf{G}_{ww} , δηλ.

$$\mathbf{G}_{xx} \mathbf{E} = \mathbf{G}_{ww} \mathbf{E} \mathbf{\Sigma}^2 \quad (5.60)$$

με

$$\mathbf{E}^H \mathbf{G}_{ww} \mathbf{E} = \mathbf{I} \quad (5.61)$$

Συγκρίνοντας την (5.60) με την αντίστοιχη σχέση (5.29) γενικευμένης ανάλυσης ιδιοτιμών του ζεύγους \mathbf{R}_{xx} , \mathbf{R}_{ww} και βάσει του ορισμού των \mathbf{G}_{xx} , \mathbf{G}_{ww} προκύπτει η ακόλουθη έκφραση που συνδέει τον πραγματικό πίνακα \mathbf{E} με τον μιγαδικό πίνακα \mathbf{U}

$$\mathbf{E} = \mathbf{Q}_M^H \mathbf{U} \Leftrightarrow \mathbf{U} = \mathbf{Q}_M \mathbf{E} \quad (5.62)$$

Επιπλέον, από την εξ.(5.56) με πράξεις όμοιες της εξ.(5.37) προκύπτει ότι

$$\mathbf{L}\mathbf{E}'(\boldsymbol{\Sigma}^2 - \sigma_w^2\mathbf{I})\mathbf{E}'^H\mathbf{L}^H = \mathbf{Q}_M^H\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}^{fb}\mathbf{A}^H\mathbf{Q}_M \quad (5.63)$$

Είναι λοιπόν φανερό ότι λαμβάνοντας τα L πιο σημαντικά ιδιοδιανύσματα $\mathbf{E}'_s = \mathbf{E}'(:, 1:P)$, υπάρχει πίνακας \mathbf{T}_A τέτοιος ώστε

$$\begin{aligned} \mathbf{L}\mathbf{E}'_s\mathbf{T}_A &= \mathbf{Q}_M^H\mathbf{A} \Rightarrow \\ \mathbf{Q}_M\mathbf{L}\mathbf{E}'_s\mathbf{T}_A &= \mathbf{A} \end{aligned} \quad (5.64)$$

Όμως, ισχύει ότι $\mathbf{E}'_s = \mathbf{L}^H\mathbf{E}_s$ οπότε η σχέση μεταξύ του πίνακα απόκρισης \mathbf{A} και του υποχώρου σήματος πραγματικών τιμών $\mathbf{G}_{ww}\mathbf{E}_s$ γίνεται

$$\mathbf{A} = \mathbf{Q}_M\mathbf{L}\mathbf{E}'_s\mathbf{T}_A = \mathbf{Q}_M\mathbf{L}\mathbf{L}^H\mathbf{E}_s\mathbf{T}_A \Rightarrow \mathbf{A} = \mathbf{Q}_M\mathbf{G}_{ww}\mathbf{E}_s\mathbf{T}_A \quad (5.65)$$

5.3.2.4 Εναλλακτικός τρόπος προσδιορισμού του διανυσματικού υποχώρου σήματος πραγματικών τιμών

Όμοια με την περίπτωση αριθμητικής μιγαδικών αριθμών, ο υποχώρος σήματος πραγματικών αριθμών $\mathbf{G}_{ww}\mathbf{E}_s$ είναι δυνατό να υπολογιστεί με μια έμμεση μέθοδο απευθείας από τον επεκταμένο πίνακα δεδομένων \mathbf{X}_{fb} . Πράγματι, όμοια με την σχ. (5.43) μπορεί να γραφεί ότι

$$\mathbf{X}_{fb}^H\mathbf{R}_{ww}^{fb-1}\mathbf{X}_{fb} = \mathbf{V}\boldsymbol{\Sigma}^2\mathbf{V}^H \quad (5.66)$$

ενώ αντίστοιχα με την σχ. (5.40) ισχύει ότι

$$\mathbf{X}_{fb}\mathbf{V}\boldsymbol{\Sigma}^{-1} = \mathbf{R}_{ww}^{fb}\mathbf{U} \quad (5.67)$$

Σκοπεύοντας στην εξαγωγή μιας περιγραφής με πίνακες πραγματικών αριθμών και λαμβάνοντας υπόψη ότι $\mathbf{L}_w = \mathbf{Q}_M\mathbf{L}\mathbf{Q}_M^H$ αποδεικνύεται ότι ο υποχώρος σήματος πραγματικών τιμών δίνεται συναρτήσει του επεκταμένου πίνακα δεδομένων και των δεξιών ιδιόμορφων διανυσμάτων αυτού από την έκφραση $\mathbf{G}_{ww}\mathbf{E}_s = \mathbf{Q}_M^H\mathbf{X}_{fb}\mathbf{V}_s\boldsymbol{\Sigma}_s^{-1}$. Πράγματι, ισχύει ότι

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{fb}\mathbf{V}\boldsymbol{\Sigma}^{-1} &= \mathbf{R}_{ww}^{fb}\mathbf{U} \Leftrightarrow \\ \mathbf{X}_{fb}\mathbf{V}\boldsymbol{\Sigma}^{-1} &= \mathbf{L}_w\mathbf{L}_w^H\mathbf{U} \Leftrightarrow \\ \mathbf{X}_{fb}\mathbf{V}\boldsymbol{\Sigma}^{-1} &= (\mathbf{Q}_M\mathbf{L})(\mathbf{Q}_M\mathbf{L})^H\mathbf{U} \Leftrightarrow \\ \mathbf{X}_{fb}\mathbf{V}\boldsymbol{\Sigma}^{-1} &= \mathbf{Q}_M\mathbf{L}\mathbf{L}^H\mathbf{Q}_M^H\mathbf{U} \Leftrightarrow \\ \mathbf{X}_{fb}\mathbf{V}\boldsymbol{\Sigma}^{-1} &= \mathbf{Q}_M\mathbf{G}_{ww}\mathbf{E} \Rightarrow \\ \mathbf{X}_{fb}\mathbf{V}_s\boldsymbol{\Sigma}_s^{-1} &= \mathbf{Q}_M\mathbf{G}_{ww}\mathbf{E}_s \Rightarrow \\ \mathbf{Q}_M^H\mathbf{X}_{fb}\mathbf{V}_s\boldsymbol{\Sigma}_s^{-1} &= \mathbf{G}_{ww}\mathbf{E}_s \end{aligned} \quad (5.68)$$

5.4 Δομή μη μεταβλητή ως προς την ολίσθηση

Η εκτίμηση παραμέτρων σήματος με χρήση του αλγορίθμου ESPRIT βασίζεται στην εκμετάλλευση της μη μεταβλητότητας των αποκρίσεων ως προς την ολίσθηση. Για την περιγραφή της βασικής ιδέας των δομών αυτών έστω ένα σύνολο από M πανομοιότυπους αισθητήρες διατεταγμένους γραμμικά ομοιόμορφα κατά μήκος ενός άξονα. Τότε, είναι δυνατό να οριστούν δύο υποσύνολα αισθητήρων έστω α, β με ίσο πλήθος αισθητήρων m . Η υποτιθέμενη γραμμική και ομοιόμορφη γεωμετρία, επιβάλει γραμμική γεωμετρία των δύο υποσυνόλων. Τα λαμβανόμενα m σήματα σε ένα πλήθος L προσπιπτόντων κυμάτων \mathbf{s} είναι

$$\mathbf{x}_\alpha(n) = \mathbf{A}_\alpha \mathbf{s}(n) + \mathbf{w}_\alpha(n) \quad (5.69)$$

και

$$\mathbf{x}_\beta(n) = \mathbf{A}_\beta \mathbf{s}(n) + \mathbf{w}_\beta(n) \quad (5.70)$$

Στην περίπτωση που τα υποσύνολα α, β έχουν επιλεγεί ώστε να έχουν όμοιες γεωμετρίες απλά μετατοπισμένες στο χώρο, τότε τα διανύσματα απόκρισης των δύο υποσυστοιχιών στο l -οστό προσπίπτον κύμα $\mathbf{a}_\alpha(\mu_l)$ και $\mathbf{a}_\beta(\mu_l)$ συνδέονται μεταξύ τους με ένα παράγοντα ολίσθησης φάσης, δηλ.

$$\mathbf{a}_\beta(\mu_l) = \mathbf{a}_\alpha(\mu_l) e^{jD\mu_l} \quad \text{με } D \in \mathbb{Z} \quad (5.71)$$

όπου ο παράγοντας D δηλώνει την γεωμετρική μετατόπιση μεταξύ των δύο υποσυνόλων κατά μήκος του γραμμικού άξονα. Για το σύνολο των L πηγών, η σχέση μεταξύ των πινάκων $\mathbf{A}_\alpha(\mu_l)$ και $\mathbf{A}_\beta(\mu_l)$ εκφράζεται ως

$$\mathbf{A}_\beta = \mathbf{A}_\alpha \mathbf{\Phi} \quad \text{με } \mathbf{\Phi} = \text{diag} \left\{ e^{j\phi_l} \right\} = \text{diag} \left\{ e^{j\mu_l D} \right\}_{l=1}^L \quad (5.72)$$

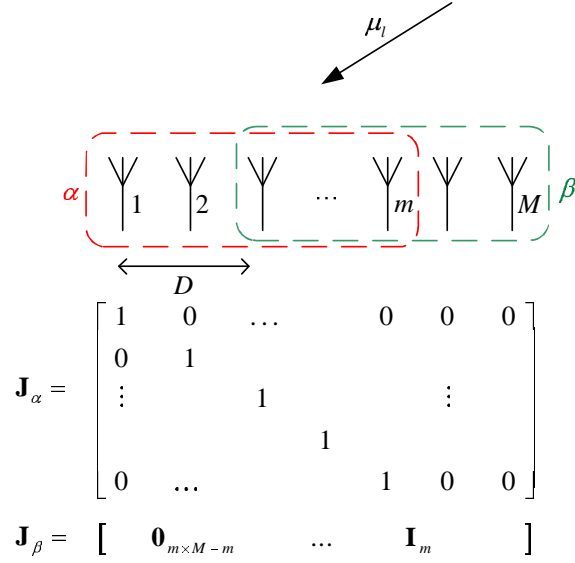
Η σχέση (5.72) καλείται και εξίσωση μη μεταβλητότητας ως προς την ολίσθηση (*shift invariance equation*) και σε αυτή οι προς εκτίμηση παράμετροι των σημάτων περιλαμβάνονται μέσω των μ_p και στους τρεις όρους $\mathbf{A}_\alpha, \mathbf{A}_\beta$ και $\mathbf{\Phi}$. Ουσιαστικά όμως, οι $\mathbf{A}_\alpha, \mathbf{A}_\beta$ είναι υποπίνακες του \mathbf{A} οι οποίοι μπορούν να εξαχθούν πολλαπλασιάζοντας με κατάλληλους πίνακες επιλογής, $\mathbf{J}_\alpha, \mathbf{J}_\beta$ δηλ.

$$\mathbf{A}_\alpha = \mathbf{J}_\alpha \mathbf{A} \quad \mathbf{A}_\beta = \mathbf{J}_\beta \mathbf{A} \quad (5.73)$$

οπότε η εξίσωση (5.72) γίνεται

$$\mathbf{J}_\alpha \mathbf{A} \mathbf{\Phi} = \mathbf{J}_\beta \mathbf{A} \quad (5.74)$$

Η μη μεταβλητή ως προς την ολίσθηση δομή σε μία διάσταση δειγματοληψίας (π.χ της χωρικής δειγματοληψίας κατά μήκος ενός άξονα) καθώς και οι πίνακες επιλογής για μία γενική περίπτωση $m < M$ απεικονίζεται στο σχ. (5.1) Στην περίπτωση που τα δύο υποσύνολα έχουν το μέγιστο δυνατό πλήθος κοινών αισθητήρων, δηλ. μέγιστη επικάλυψη με $m = M - 1$, τότε το ένα υποσύνολο μπορεί να είναι η συστοιχία $(1 : M - 1)$ ενώ το δεύτερο η συστοιχία $(2 : M)$



Σχήμα 5.1: Παράδειγμα δομής μη μεταβλητής ως προς την ολίσηση σε μία διάσταση δειγματοληψίας για $m = M - 2$

και θα ισχύει ότι $D = 1$. Όταν $m = M - 1$ τότε οι πίνακες επιλογής είναι

$$\mathbf{J}_\alpha = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_m & \mathbf{0}_{m \times 1} \end{bmatrix} \quad \text{και} \quad \mathbf{J}_\beta = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{m \times 1} & \mathbf{I}_m \end{bmatrix} \quad (5.75)$$

Στο σημείο αυτό είναι δυνατό να αξιοποιηθεί η ισοδυναμία περιγραφής του συνόλου αποκρίσεων με τον υποχώρο σήματος σύμφωνα με την (5.27). Υπάρχει δηλαδή, αντιστρέψιμος πίνακας \mathbf{T}_A ώστε $\mathbf{A} = \mathbf{R}_{ww} \mathbf{U}_s \mathbf{T}_A$, οπότε ισχύει

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_a \mathbf{R}_{ww} \mathbf{U}_s \mathbf{T}_A \Phi &= \mathbf{J}_b \mathbf{R}_{ww} \mathbf{U}_s \mathbf{T}_A \Rightarrow \\ \mathbf{J}_a \mathbf{R}_{ww} \mathbf{U}_s \mathbf{T}_A \Phi \mathbf{T}_A^{-1} &= \mathbf{J}_b \mathbf{R}_{ww} \mathbf{U}_s \end{aligned} \quad (5.76)$$

Θέτοντας

$$\Psi = \mathbf{T}_A \Phi \mathbf{T}_A^{-1} \quad (5.77)$$

η τελική μορφή της μη μεταβλητής ως προς την ολίσηση εξίσωσης είναι

$$\mathbf{J}_a \mathbf{R}_{ww} \mathbf{U}_s \Psi = \mathbf{J}_b \mathbf{R}_{ww} \mathbf{U}_s \quad (5.78)$$

όπου οι προς εκτίμηση παράμετροι εμπεριέχονται στον πίνακα Ψ , ενώ ο μιγαδικός υποχώρος σήματος μπορεί να προσδιοριστεί από τα πειραματικά δεδομένα ακολουθώντας την μεθοδολογία που περιγράφηκε στην προηγούμενη ενότητα. Μετά την επίλυση της (5.78) ως προς Ψ είναι δυνατό να προσδιοριστούν οι παράμετροι μ_l , από τα στοιχεία του πίνακα Φ . Ο Φ προκύπτει από την διαγωνοποίηση του Ψ η οποία μπορεί απλά να γίνει με την ανάλυση ιδιοτιμών του, δηλ.

$$\Phi = \mathbf{T}_A^{-1} \Psi \mathbf{T}_A \quad (5.79)$$

Τελικά, οι εκτιμήσεις των μ_i υπολογίζονται ως

$$\mu_i = \arg \{ \phi_i \} \quad (5.80)$$

ενώ η αντιστοίχιση των μ_i με τις φυσικές παραμέτρους διάδοσης, π.χ. την γωνία άφιξης $\varphi_{R,i}$ γίνεται ανάλογα με την γεωμετρία της συστοιχίας των αισθητήρων.

5.4.1 Πίνακες επιλογής δειγμάτων στις R διαστάσεις

Η παραπάνω ανάλυση, περιγράφει την εφαρμογή του αλγορίθμου για την εκτίμηση παραμέτρων σήματος σε μία διάσταση, π.χ. για το προσδιορισμό των γωνιών άφιξης των προσπίπτοντων κυμάτων. Στην περίπτωση που υπάρχουν διαθέσιμοι αισθητήρες σε περισσότερα από ένα πεδία δειγματοληψίας, έστω R , τότε είναι δυνατή η από κοινού εκτίμηση των R παραμέτρων του κάθε κύματος. Ουσιαστικά, πρέπει να σχηματιστούν R το πλήθος εξισώσεις μη μεταβλητότητας ως προς την ολίσθηση με κατάλληλη επιλογή R ζευγών από υποσύνολα αισθητήρων, ένα ζεύγος για κάθε είδος παραμέτρου προς εκτίμηση. Αν υποθεθεί ότι το κάθε υποσύνολο έχει το μέγιστο πλήθος αισθητήρων, δηλ. $M_r - 1$, ώστε να εξασφαλίζεται η μέγιστη δυνατή διακριτική ικανότητα, τότε το ζεύγος των πινάκων επιλογής για την r -οστή διάσταση δίνονται από την ακόλουθη έκφραση

$$\mathbf{J}_1^{(M_r)} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{M_r-1} & \mathbf{0}_{(M_r-1) \times 1} \end{bmatrix} \quad \text{και} \quad \mathbf{J}_2^{(M_r)} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(M_r-1) \times 1} & \mathbf{I}_{M_r-1} \end{bmatrix} \quad (5.81)$$

και συνδέονται μεταξύ τους ως εξής

$$\mathbf{J}_{(r)1} = \mathbf{\Pi}_{m_r} \mathbf{J}_{(r)2} \mathbf{\Pi}_M \quad (5.82)$$

όπου

$$m_r = \frac{M(M_r - 1)}{M_r}, \quad , 1 \leq r \leq R \quad (5.83)$$

Για την r -οστή διάσταση, η μη μεταβλητή ως προς την ολίσθηση εξίσωση δίνεται από

$$\mathbf{J}_1^{(M_r)} \mathbf{A}_u^{(r)} \mathbf{\Phi}_r = \mathbf{J}_2^{(M_r)} \mathbf{A}_u^{(r)}, \quad \text{με} \quad \mathbf{\Phi}_r = \text{diag} \left\{ e^{j\mu_i^{(r)}} \right\}_{l=1}^L \quad (5.84)$$

όπου $\mathbf{A}_u^{(r)}$ ο πίνακας απόκρισης των M_r αισθητήρων. Θεωρώντας το μοντέλο εισόδου-εξόδου της εξ.(5.5), όπου οι έξοδοι του συνόλου των M αισθητήρων είναι στοιβαγμένες στο διάνυσμα $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ και ο πίνακας απόκρισης $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times L}$ συνδέεται με τους επιμέρους $\mathbf{A}_u^{(r)}$ με την (5.8), τότε οι πίνακες επιλογής για τον σύνολο των M αισθητήρων είναι

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{(r)i} &= \mathbf{I}_{M_R} \otimes \mathbf{I}_{M_{R-1}} \otimes \dots \otimes \mathbf{I}_{M_{r+1}} \otimes \mathbf{J}_i^{(M_r)} \otimes \mathbf{I}_{M_{r-1}} \otimes \dots \otimes \mathbf{I}_{M_1} \\ &= \mathbf{I}_{\prod_{k=r+1}^R M_k} \otimes \mathbf{J}_i^{(M_r)} \otimes \mathbf{I}_{\prod_{k=1}^{r-1} M_k} \quad i = 1, 2 \end{aligned} \quad (5.85)$$

ενώ οι εξισώσεις μη μεταβλητότητας ως προς την ολίσθηση δίνονται από

$$\mathbf{J}_{(r)1} \mathbf{A} \Phi_r = \mathbf{J}_{(r)2} \mathbf{A}, \text{ με } \Phi_r = \text{diag} \left\{ e^{j\mu_l^{(r)}} \right\}_{l=1}^L, \quad r = 1, \dots, R \quad (5.86)$$

Τέλος, αντικαθιστώντας τον πίνακα απόκρισης με τον υποχώρο σήματος, οι R το πλήθος εξισώσεις γίνονται

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{(r)1} \mathbf{R}_{ww} \mathbf{U}_s \mathbf{T}_A \Phi_r &= \mathbf{J}_{(r)2} \mathbf{R}_{ww} \mathbf{U}_s \mathbf{T}_A \Rightarrow \\ \mathbf{J}_{(r)1} \mathbf{R}_{ww} \mathbf{U}_s \Psi_r &= \mathbf{J}_{(r)2} \mathbf{R}_{ww} \mathbf{U}_s, \quad \text{με } \Psi_r = \mathbf{T}_A \Phi_r \mathbf{T}_A^{-1} \end{aligned} \quad (5.87)$$

Στην ειδική περίπτωση που ο θόρυβος είναι λευκός τότε οι εξισώσεις λαμβάνουν την ακόλουθη μορφή

$$\mathbf{J}_{(r)1} \mathbf{U}_s \Psi_r = \mathbf{J}_{(r)2} \mathbf{U}_s \quad (5.88)$$

5.4.2 Οι εξισώσεις μη μεταβλητότητας με πραγματικές τιμές

Η σχέση (5.87) δίνει τις εξισώσεις μη μεταβλητότητας συναρτήσει του μιγαδικού υποχώρου \mathbf{U}_s και του εν γένει ερμιτιανού πίνακα αυτοσυσχέτισης \mathbf{R}_{ww} . Χρησιμοποιώντας την (5.65) είναι δυνατό να προκύψουν οι αντίστοιχες εξισώσεις στο πεδίο των πραγματικών αριθμών, δηλ. συναρτήσει των \mathbf{E}_s και \mathbf{G}_{ww} . Πράγματι, ξεκινώντας από την (5.86) και σύμφωνα με την (5.65) ισχύει ότι

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{(r)1} \mathbf{A} \Phi_r &= \mathbf{J}_{(r)2} \mathbf{A} \Rightarrow \\ \mathbf{J}_{(r)1} \mathbf{Q}_M \mathbf{G}_{ww} \mathbf{E}_s \mathbf{T}_A \Phi_r &= \mathbf{J}_{(r)2} \mathbf{Q}_M \mathbf{G}_{ww} \mathbf{E}_s \mathbf{T}_A \Rightarrow \\ \mathbf{Q}_{m_r}^H \mathbf{J}_{(r)1} \mathbf{Q}_M \mathbf{G}_{ww} \mathbf{E}_s \mathbf{T}_A \Phi_r &= \mathbf{Q}_{m_r}^H \mathbf{J}_{(r)2} \mathbf{Q}_M \mathbf{G}_{ww} \mathbf{E}_s \mathbf{T}_A \end{aligned} \quad (5.89)$$

Όμως, λόγω των (5.82) και (5.47) ισχύει ότι

$$\mathbf{Q}_{m_r}^H \mathbf{J}_{(r)2} \mathbf{Q}_M = (\mathbf{Q}_{m_r}^H \mathbf{J}_{(r)1} \mathbf{Q}_M)^* \quad (5.90)$$

Ορίζοντας τα ζεύγη πινάκων $\mathbf{K}_{(r)1}$, $\mathbf{K}_{(r)2}$ ως εξής

$$\mathbf{K}_{(r)1} = 2 \text{Re} \{ \mathbf{Q}_{m_r}^H \mathbf{J}_{(r)2} \mathbf{Q}_M \}, \quad \mathbf{K}_{(r)2} = 2 \text{Im} \{ \mathbf{Q}_{m_r}^H \mathbf{J}_{(r)2} \mathbf{Q}_M \} \quad (5.91)$$

ισχύει ότι

$$\begin{aligned} (\mathbf{K}_{(r)1} - j\mathbf{K}_{(r)2}) \mathbf{G}_{ww} \mathbf{E}_s \mathbf{T}_A \Phi_r &= (\mathbf{K}_{(r)1} + j\mathbf{K}_{(r)2}) \mathbf{G}_{ww} \mathbf{E}_s \mathbf{T}_A \Rightarrow \\ \mathbf{K}_{(r)1} \mathbf{G}_{ww} \mathbf{E}_s \mathbf{T}_A (\Phi_r - \mathbf{I}) &= j\mathbf{K}_{(r)2} \mathbf{G}_{ww} \mathbf{E}_s \mathbf{T}_A (\Phi_r + \mathbf{I}) \end{aligned} \quad (5.92)$$

Ο πίνακας Φ_r είναι διαγώνιος οπότε για το l -οστό στοιχείο ισχύει ότι

$$\mathbf{K}_{(r)1} \mathbf{G}_{ww} \mathbf{E}_s \mathbf{T}_A (e^{j\mu_l^{(r)}} - 1) = j\mathbf{K}_{(r)2} \mathbf{G}_{ww} \mathbf{E}_s \mathbf{T}_A (e^{j\mu_l^{(r)}} + 1) \quad (5.93)$$

Αλλά σύμφωνα με τον ορισμό της συνάρτησης \tan ισχύει

$$\tan\left(\frac{\mu_l^{(r)}}{2}\right) = \frac{e^{j\frac{\mu_l^{(r)}}{2}} - e^{-j\frac{\mu_l^{(r)}}{2}}}{j\left(e^{j\frac{\mu_l^{(r)}}{2}} + e^{-j\frac{\mu_l^{(r)}}{2}}\right)} = \frac{e^{j\mu_l^{(r)}} - 1}{j\left(e^{j\mu_l^{(r)}} + 1\right)} \quad (5.94)$$

οπότε για το l -οστό σήμα ισχύει

$$\mathbf{K}_{(r)1} \mathbf{G}_{ww} \mathbf{E}_s \mathbf{T}_A \tan\left(\frac{\mu_l^{(r)}}{2}\right) = \mathbf{K}_{(r)2} \mathbf{G}_{ww} \mathbf{E}_s \mathbf{T}_A \quad (5.95)$$

Συγκεντρώνοντας το σύνολο των L σημάτων στον διαγώνιο πίνακα $\mathbf{\Omega}_r$,

$$\mathbf{\Omega}_r = \text{diag} \left\{ \tan\left(\frac{\mu_l^{(r)}}{2}\right) \right\}_{l=1}^L \quad (5.96)$$

ισχύει ότι

$$\mathbf{K}_{(r)1} \mathbf{G}_{ww} \mathbf{E}_s \mathbf{T}_A \mathbf{\Omega}_r = \mathbf{K}_{(r)2} \mathbf{G}_{ww} \mathbf{E}_s \mathbf{T}_A \quad (5.97)$$

και θέτοντας

$$\mathbf{Y}_r = \mathbf{T}_A \mathbf{\Omega}_r \mathbf{T}_A^{-1} \quad (5.98)$$

οι εξισώσεις μη μεταβλητότητας με πραγματικούς αριθμούς λαμβάνουν την ακόλουθη μορφή

$$\mathbf{K}_{(r)1} \mathbf{G}_{ww} \mathbf{E}_s \mathbf{Y}_r = \mathbf{K}_{(r)2} \mathbf{G}_{ww} \mathbf{E}_s \quad (5.99)$$

με τους πίνακες $\mathbf{K}_{(r)1}$, $\mathbf{K}_{(r)2}$ να δίνονται από την (5.91).

5.5 Η ταυτόχρονη ανάλυση Schur

Ιδανικά, οι R το πλήθος λύσεις $\mathbf{Y}_r \in \mathbb{R}^{L \times L}$ των εξ. (5.99) θα πρέπει να έχουν τις ίδιες ιδιοτιμές και να μοιράζονται κοινά ιδιοδιανύσματα. Η πληροφορία για τις προς εκτίμηση παραμέτρους $\mu_l^{(r)}$ βρίσκεται στα στοιχεία των διαγωνίων των $\mathbf{\Omega}_r$ δηλαδή στις ιδιοτιμές των \mathbf{Y}_r . Η ομαδοποίηση των R διαφορετικών παραμέτρων που αντιστοιχούν στο ίδιο προσπίπτον κύμα εξασφαλίζεται αν υπάρχει κοινός πίνακας ιδιοδιανυσμάτων \mathbf{T}_A ώστε να ισχύει η εξ.(5.98). Πρακτικά όμως, η επίδραση του προσθετικού θορύβου καθώς και το πεπερασμένο πλήθος των διαθέσιμων στιγμιότυπων N καθιστούν αδύνατο να μοιράζονται R πίνακες \mathbf{Y}_r κοινό σύνολο ιδιοδιανυσμάτων, οπότε το ζητούμενο ανάγεται στο προσδιορισμό της «μέσης ιδιοδομής» (average eigenstructure) των \mathbf{Y}_r . Στην ειδική περίπτωση από κοινού εκτίμησης δύο παραμέτρων, δηλ. $R = 2$, το πρόβλημα λύνεται με την ανάλυση ιδιοτιμών του μιγαδικού $\mathbf{Y}_1 + j\mathbf{Y}_2 \in \mathbb{C}^{L \times L}$, οπότε η ομαδοποίηση των παραμέτρων υποδηλώνεται από το πραγματικό και φανταστικό μέρος των μιγαδικών ιδιοτιμών. Για τα πολυδιάστατα προβλήματα με $R \geq 3$ ο προσδιορισμός της μέσης ιδιοδομής καθώς και η αυτόματη ομαδοποίηση των εκτιμήσεων των

παραμέτρων επιτυγχάνεται με την ταυτόχρονη ανάλυση Schur (*simultaneous Schur decomposition - SSD*, [68]).

Πράγματι, σύμφωνα με τη θεωρία γραμμικής άλγεβρας οι ιδιοτιμές των \mathbf{Y}_r δεν είναι απαραίτητο να υπολογιστούν με την από κοινού διαγωνοποίηση τους από τον ορθομοναδιαίο \mathbf{T}_A . Εναλλακτικά, σύμφωνα με το λήμμα Schur [69] γενικά για κάθε τετραγωνικό πίνακα π.χ \mathbf{C} , υπάρχει ένας ορθομοναδιαίος πίνακας Θ ώστε το γινόμενο $\mathbf{T}_u = \Theta^T \mathbf{C} \Theta$ να είναι άνω τριγωνικός πίνακας. Οι \mathbf{T}_u και \mathbf{C} είναι όμοιοι δηλ. έχουν τις ίδιες ιδιοτιμές οι οποίες και βρίσκονται στην κύρια διαγώνιο του \mathbf{T}_u . Συνεπώς, για το δεδομένο πρόβλημα αντί να βρεθεί ο πίνακας \mathbf{T}_A που διαγωνοποιεί από κοινού τους \mathbf{Y}_r και αναδεικνύει τις ιδιοτιμές τους στους διαγώνιους Ω_r , αρκεί να βρεθεί ο μετασχηματισμός ομοιότητας Θ ώστε να υπολογιστεί ο άνω τριγωνικός $\mathbf{U}_r = \Theta^T \mathbf{Y}_r \Theta$. Η απαραίτητη πληροφορία για τον προσδιοσμό των προς εκτίμηση παραμέτρων βρίσκεται στα στοιχεία των κυρίων διαγώνιων των \mathbf{U}_r .

5.5.1 Συνάρτηση κόστους

Ο αλγόριθμος για τον υπολογισμό του Θ βασίζεται στην απο κοινού ελαχιστοποίηση του κάτω τριγωνικού μέρους των \mathbf{U}_r . Για λόγο αυτό, έστω $\mathcal{L}\{\cdot\}$ ο τελεστής που εξάγει το κάτω τριγωνικό μέρος του πίνακα ορίσμάτος του μηδενίζοντας το άνω τριγωνικό μέρος και την κύρια διαγώνιο αυτού. Τότε, σκοπός είναι ο προσδιορισμός του $\Theta \in \mathbb{R}^{L \times L}$ που ελαχιστοποιεί την ακόλουθη συνάρτηση κόστους $\psi(\Theta)$

$$\psi(\Theta) = \sum_{r=1}^R \|\mathcal{L}\{\Theta^T \mathbf{Y}_r \Theta\}\|_F^2 \quad (5.100)$$

5.5.2 Αλγόριθμος τύπου Jacobi

Στους αλγόριθμους τύπου Jacobi οι ορθογώνιοι πίνακες Θ αναλύονται σε γινόμενα περιστροφών Jacobi Θ_{qp} . Οι Θ_{qp} ορίζονται ως οι ορθογώνιοι πίνακες με όλα τα στοιχεία της κυρίας διαγώνιου μοναδιαία εκτός από αυτά που βρίσκονται στις γραμμές p και q και όλα τα στοιχεία της κυρίας αντιγώνιου μηδενικά εκτός από αυτά των γραμμών p και q . Τα στοιχεία των θέσεων pp , qq είναι ίσα με c ενώ τα στοιχεία των θέσεων pq , qp ίσα με s και $-s$ αντίστοιχα. Οι πραγματικοί αριθμοί c και s είναι το συνημίτονο και το ημίτονο της γωνίας περιστροφής θ , δηλ. $c = \cos \theta$ και $s = \sin \theta$. Οπότε, οι περιστροφές Jacobi δίνονται από την έκφραση

$$\Theta_{qp} = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & c & \cdots & s & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & -s & \cdots & c & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (5.101)$$

ενώ ο πίνακας Θ εκφράζεται ως το γινόμενο

$$\Theta = \prod_{N_{sweeps}} \prod_{q=1}^L \prod_{p=1}^{q-1} \Theta_{qp} \quad (5.102)$$

όπου N_{sweeps} το πλήθος των σαρώσεων που εκτελέστηκαν.

Η ελαχιστοποίηση της συνάρτησης κόστους $\psi(\Theta)$ επιτυγχάνεται με επαναληπτικό τρόπο όπου σε κάθε επανάληψη επιλέγεται η γωνία περιστροφής ϑ που ελαχιστοποιεί όσο το δυνατό περισσότερο την μεταβολή της $\psi(\Theta)$. Αν \mathbf{Y}_r και \mathbf{Y}'_r είναι οι πίνακες δυο διαδοχικών επαναλήψεων τότε αυτοί συνδέονται μεταξύ τους με την έκφραση

$$\mathbf{Y}'_r = \Theta_{pq}^T \mathbf{Y}_r \Theta_{pq} \quad (5.103)$$

Η γωνία περιστροφής ϑ επιλέγεται ως αυτή που ελαχιστοποιεί την διαφορά

$$\Delta\psi(\Theta_{pq}) = \sum_{r=1}^R \left(\left\| \mathcal{L}\{\mathbf{Y}'_r\} \right\|_F^2 - \left\| \mathcal{L}\{\mathbf{Y}_r\} \right\|_F^2 \right) \quad (5.104)$$

δεδομένου ότι πρέπει να ισχύει $\Delta\psi(\Theta_{pq}) < 0$. Η ακριβής μέθοδος επιλογής της ϑ σε κάθε επανάληψη ανάγεται στον προσδιορισμό των ριζών ενός πολυωνύμου τετάρτης τάξης. Οι λεπτομέρειες υλοποίησης της επαναληπτικής μεθόδου περιγράφονται στην αναφορά [68].

5.6 Η ομαλοποίηση των μετρούμενων δεδομένων

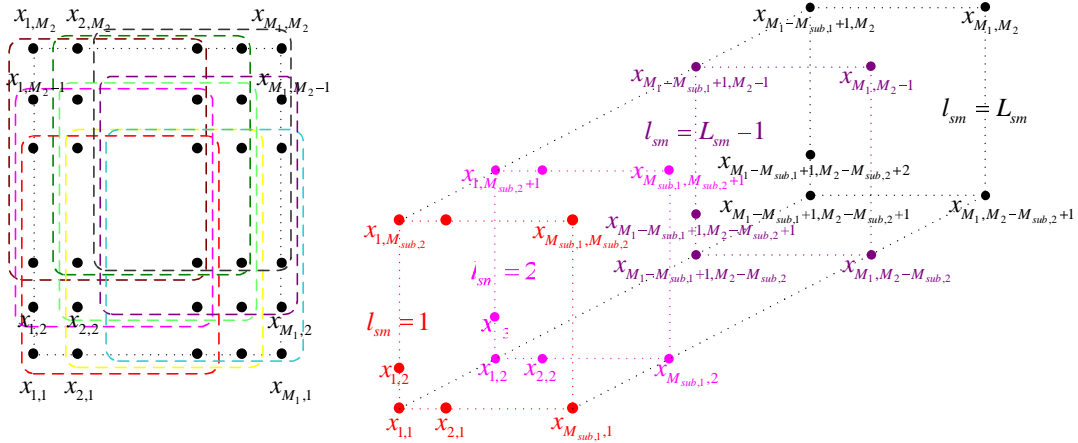
Εκτός από την τεχνική forward backward averaging, η αύξηση των στιγμιότυπων μέτρησης και η αποσυσχέτιση των προσπιπτόντων κυμάτων μπορεί να επιτευχθεί με την ομαλοποίηση των μετρούμενων δεδομένων (*smoothing*) [70]. Η χρήση της ομαλοποίησης δεδομένων είναι απαραίτητο βήμα προ-επεξεργασίας πριν την εφαρμογή του πολυδιάστατου αλγόριθμου ESPRIT όταν υπάρχει διαθέσιμο ένα μοναδικό στιγμιότυπο μέτρησης, δηλ. $N = 1$. Σύμφωνα με τη μέθοδο αυτή, στην r -οστή διάσταση σχηματίζονται $L_{sm,r}$ το πλήθος υποσυστοιχίες αισθητήρων από τη συστοιχία των M_r αισθητήρων, όπου η καθεμία έχει $M_{sub_r} = M_r - L_{sm,r} + 1$ το πλήθος στοιχεία. Ο σχηματισμός της l_r -οστής υποσυστοιχίας γίνεται με εφαρμογή του ακόλουθου πίνακα επιλογής δεδομένων

$$\mathbf{J}_{l_r}^{(M_r)} = \left[\mathbf{0}_{M_{sub_r} \times (l_r-1)} \quad \mathbf{I}_{M_{sub_r}} \quad \mathbf{0}_{M_{sub_r} \times (L_r-l_r)} \right] \quad 1 \leq l_r \leq L_{sm,r} \quad (5.105)$$

Η ταυτόχρονη εφαρμογή της τεχνικής ομαλοποίησης δεδομένων στο σύνολο των R διαστάσεων [64], μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας τους $L_{sm} = \prod_{r=1}^R L_{sm,r}$ το πλήθος πίνακες επιλογής

$\mathbf{J}_{l_1, l_2, \dots, l_{R-1}, l_R} \in \mathbb{R}^{M_{sub} \times M}$ με $M_{sub} = \prod_{r=1}^R M_{sub_r}$ και

$$\mathbf{J}_{l_1, l_2, \dots, l_{R-1}, l_R} = \mathbf{J}_{l_R}^{(M_R)} \otimes \mathbf{J}_{l_{R-1}}^{(M_{R-1})} \otimes \dots \otimes \mathbf{J}_{l_2}^{(M_2)} \otimes \mathbf{J}_{l_1}^{(M_1)} \quad (5.106)$$



Σχήμα 5.2: Παράδειγμα διδιάστατης ομαλοποίησης ενός στιγμιότυπου μέτρησης

Τότε, τα ομαλοποιημένα δεδομένα περιέχονται στον πίνακα $\mathbf{X}^{sm} \in \mathbb{C}^{M_{sub} \times NL_{sm}}$ που σχηματίζεται ως εξής

$$\mathbf{X}^{sm} = \mathcal{F}^{sm} \{\mathbf{X}\} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{1,1,\dots,1} \mathbf{X} & \mathbf{J}_{1,1,\dots,2} \mathbf{X} & \dots & \mathbf{J}_{1,1,\dots,2} \mathbf{X} \end{bmatrix} \quad (5.107)$$

Στο σχ. δίνεται ένα παράδειγμα 2-D ομαλοποίησης ενός στιγμιότυπου μέτρησης, όπου με διαφορετικά χρώματα απεικονίζονται η ομαδοποίηση των δειγμάτων για τον σχηματισμό των εικονικών ομαλοποιημένων στιγμιότυπων. Ουσιαστικά, η τεχνική ομαλοποίησης αυξάνει το πλήθος των διαθέσιμων στιγμιότυπων από N σε NL_{sm} αλλά ως επιβάρυνση προκαλεί τη μείωση τους πλήθους των αισθητήρων από M σε M_{sub} . Επιπλέον, στον αλγόριθμο Unitary ESPRIT εμπεριέχεται η χρήση της τεχνικής forward backward averaging που διπλασιάζει τα στιγμιότυπα μέτρησης με τον σχηματισμό του κεντροεπιμιανού πίνακα \mathbf{X}_{fb} . Οπότε, η προσθήκη της τεχνικής ομαλοποίησης ως βήμα προεπεξεργασίας δημιουργεί συνολικά $2NL_{sm}$ στιγμιότυπα που χρησιμοποιούνται στον αλγόριθμο για τον προσδιορισμό του υποχώρου σήματος. Συνεπώς, ο πίνακας δεδομένων που χρησιμοποιείται στον αλγόριθμο είναι ο $\mathbf{X}_{fb}^{sm} \in \mathbb{C}^{M_{sub} \times 2NL_{sm}}$ με $\mathbf{X}_{fb}^{sm} = \mathcal{F}_{fb} \{\mathcal{F}^{sm} \{\mathbf{X}\}\} = \mathcal{F}_{fb}^{sm} \{\mathbf{X}\}$ όπου με $\mathcal{F}_{fb}^{sm} \{\cdot\}$ συμβολίζεται ο τελεστής προεπεξεργασίας δεδομένων βάσει της τεχνικής ομαλοποίησης αρχικά και της τεχνικής fba στη συνέχεια.

5.7 Ο αλγόριθμος Unitary Esprit R -διαστάσεων

Η μαθηματική ανάλυση που παρουσιάστηκε από την αρχή του κεφαλαίου συγκεντρώνεται στην παράγραφο αυτή για την περιγραφή της επίλυσης του προβλήματος προσδιορισμού R παραμέτρων για έστω L το πλήθος κύματα με χρήση του αλγορίθμου R -D Unitary ESPRIT. Αρχικά, γίνεται η απαραίτητη προεπεξεργασία των πειραματικών δεδομένων μέσω των τεχνικών ομαλοποίησης και fba. Στη συνέχεια, εκτιμάται ο διανυσματικός υποχώρος σήματος, σχηματίζονται και επιλύονται οι R εξισώσεις μη μεταβλητότητας ως προς την ολίσθηση, και εκτιμώνται από κοινού οι συχνότητες μέσω της τεχνικής SSD. Τέλος, από τις συχνότητες προσδιορίζονται οι φυσικές παράμετροι κάθε κύματος ανάλογα με τη γεωμετρία και τα επιμέρους χαρακτηρι-

στικά των αισθητήρων σε κάθε πεδίο δειγματοληψίας. Τα βήματα και οι βασικές εξισώσεις του αλγορίθμου παρατίθενται στον πίνακα 5.1 για την γενική περίπτωση όπου ο προσθετικός θόρυβος είναι συσχετισμένος [71].

5.7.1 Εκτίμηση των μιγαδικών πλατών

Οι εκτιμήσεις των παραμέτρων $\hat{\mu}_l^{(r)}$ μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να προσδιοριστούν τα μιγαδικά πλάτη των κυμάτων. Αρχικά, ανακατασκευάζεται μια εκτίμηση του πίνακα απόκρισης $\hat{\mathbf{A}}$ σύμφωνα με την σχ.(5.8). Το διανύσμα μιγαδικών πλατών $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ μπορεί να υπολογιστεί ώστε να ικανοποιείται η σχέση εισόδου εξόδου του συστήματος ελαχιστοποιώντας μια συνάρτηση κόστους. Αν σκοπός είναι η ελαχιστοποίηση του σφάλματος $\mathbf{e} = \|\mathbf{x} - \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{s}}\|_F^2$ τότε η εκτίμηση $\hat{\mathbf{s}}$ υπολογίζεται από την σχ.(5.108) χρησιμοποιώντας τον Moore-Penrose ψευδοαντίστροφο του πίνακα απόκρισης $\hat{\mathbf{A}}^\dagger = \left(\hat{\mathbf{A}}^H \hat{\mathbf{A}}\right)^{-1} \hat{\mathbf{A}}^H$.

$$\hat{\mathbf{s}}_{LS} = \hat{\mathbf{A}}^\dagger \mathbf{x} = \left(\hat{\mathbf{A}}^H \hat{\mathbf{A}}\right)^{-1} \hat{\mathbf{A}}^H \mathbf{x}(n) \quad (5.108)$$

Στην περίπτωση που σκοπός είναι ο προσδιορισμός της βέλτιστης γραμμικής μη πολωμένης εκτίμησης (best linear unbiased estimate - BLUE) των μιγαδικών πλατών τότε το $\hat{\mathbf{s}}$ δίνεται από την ακόλουθη έκφραση

$$\hat{\mathbf{s}}_{BLUE} = \left(\hat{\mathbf{A}}^H \mathbf{R}_{ww}^{-1} \hat{\mathbf{A}}\right)^{-1} \hat{\mathbf{A}}^H \mathbf{R}_{ww}^{-1} \mathbf{x}(n) \quad (5.109)$$

αρκεί να ισχύει η παραδοχή ότι ο πίνακας αυτοσυσχετίσης θορύβου \mathbf{R}_{ww} είναι αντιστρέψιμος. Οι εκτιμήσεις $\hat{\mathbf{s}}_{BLUE}$ είναι αυτές που εμφανίζουν την ελάχιστη μεταβλητότητα ή αλλιώς αυτές που ελαχιστοποιούν το σφάλμα $e_l = s_l - \hat{s}_l$.

Πίνακας 5.1: Ο αλγόριθμος R-D Unitary ESPRIT

Βήμα 0: Προεπεξεργασία μετρούμενων δεδομένων:

Σχηματισμός πίνακα $\mathbf{X}_{fb}^{sm} = \mathcal{F}_{fb}^{sm} \{\mathbf{X}\}$ και βάσει αυτού υπολογισμός του ζεύγους πινάκων \mathbf{G}_{xx} , \mathbf{G}_{ww} .

Βήμα 1: Εκτίμηση υποχώρου σήματος:

Ο υποχώρος σήματος πραγματικών τιμών μπορεί να υπολογιστεί από την γενικευμένη ανάλυση ιδιοτιμών του ζεύγους πινάκων \mathbf{G}_{xx} , \mathbf{G}_{ww}

$$\mathbf{G}_{xx}\mathbf{E}_s = \mathbf{G}_{ww}\mathbf{E}_s\mathbf{\Sigma}^2 \text{ με } \mathbf{E}_s^H\mathbf{G}_{ww}\mathbf{E}_s = \mathbf{I}$$

ή εναλλακτικά από την ακόλουθη έκφραση

$$\mathbf{G}_{ww}\mathbf{E}_s = \mathbf{Q}_M^H\mathbf{X}_{fb}\mathbf{V}_s\mathbf{\Sigma}_s^{-1}$$

με \mathbf{V}_s , $\mathbf{\Sigma}_s$ να είναι οι πίνακες με τα L πιο σημαντικά ιδιοδιανύσματα και ιδιοτιμές του πίνακα $\mathbf{X}_{fb}^{smH}\mathbf{R}_{ww}^{fb,sm^{-1}}\mathbf{X}_{fb}^{sm}$. Δηλαδή, αν

$$\mathbf{X}_{fb}^{smH}\mathbf{R}_{ww}^{fb,sm^{-1}}\mathbf{X}_{fb}^{sm} = \mathbf{V}\mathbf{\Sigma}^2\mathbf{V}^H$$

τότε $\mathbf{V}_s = \mathbf{V}(:, 1:L)$ και $\mathbf{\Sigma}_s = \mathbf{\Sigma}(1:L, 1:L) = \text{diag}\{\sigma_l\}_{l=1}^L$

Βήμα 2: Επίλυση των R εξισώσεων μη μεταβλητότητας ως προς την ολίσθηση:

Επίλυση των R γραμμικών συστημάτων εξισώσεων

$$\mathbf{K}_{(r)1}\mathbf{G}_{ww}\mathbf{E}_s\mathbf{Y}_r = \mathbf{K}_{(r)2}\mathbf{G}_{ww}\mathbf{E}_s, \quad 1 \leq r \leq R$$

με μία από τις ακόλουθες μεθόδους: ελαχίστων τετραγώνων (least squares - LS), ολικών ελαχίστων τετραγώνων (total least squares - TLS), ή δομημένων ελαχίστων τετραγώνων (structured least squares - SLS [72])

Βήμα 3: Από κοινού εκτίμηση συχνοτήτων:

Υπολογισμός της ταυτόχρονης ανάλυσης Schur (SSD) των $\mathbf{Y}_r \in \mathbb{R}^{L \times L}$ ως:

$$\mathbf{U}_r = \mathbf{\Theta}^T\mathbf{Y}_r\mathbf{\Theta}, \quad 1 \leq r \leq R$$

Τότε αν $u_{ll}^{(r)}$, $1 \leq l \leq L$ είναι τα διαγώνια στοιχεία του \mathbf{U}_r , οι εκτιμήσεις των συχνοτήτων $\hat{\mu}_l^{(r)}$ δίνονται ως εξής:

$$\hat{\mu}_l^{(r)} = 2 \arctan \left(u_{ll}^{(r)} \right), \quad 1 \leq r \leq R, \quad 1 \leq l \leq L$$

5.7.2 Προσδιορισμός του πλήθους των προσπιπτόντων κυμάτων

Στην ανάλυση του προβλήματος εκτίμησης παραμέτρων που έχει παρουσιαστεί μέχρι εδώ, το πλήθος των κυμάτων L έχει θεωρηθεί γνωστό. Τα αποτελέσματα του αλγορίθμου ESPRIT εξαρτώνται άμεσα από την τιμή του L , μια και το πλήθος των πηγών παίζει ουσιαστικό ρόλο από το πρώτο κιόλας βήμα του αλγορίθμου, δηλ. την εκτίμηση του υποχώρου σήματος π.χ. ως τα L πιο σημαντικά γενικευμένα ιδιοδιανύσματα του ζεύγους πινάκων \mathbf{G}_{xx} , \mathbf{G}_{ww} . Σημειώνεται ότι το μέγιστο πλήθος πηγών L_{\max} που μπορεί να εκτιμηθεί από τον ESPRIT εξαρτάται από το πλήθος των δειγμάτων σε κάθε πεδίο δειγματοληψίας καθώς και το πλήθος των διαθέσιμων στιγμιοτύπων μέτρησης και δίνεται από την ακόλουθη έκφραση

$$L_{\max} = \min \{m_1, m_2, \dots, m_R, 2NL_{sm}\} \quad (5.110)$$

όπου οι m_r , $r = 1, \dots, R$ δίνονται από την εξ. (5.83).

Το πρόβλημα προσδιορισμού του πλήθους των πηγών είναι ευρύ και εμφανίζεται σε πολλά προβλήματα στατιστικής επεξεργασίας σήματος για διάφορες εφαρμογές που ξεφεύγουν από τις ασύρματες επικοινωνίες και καλείται αλλιώς ως πρόβλημα επιλογής τάξης μοντέλου (*model order selection problem*).

5.7.2.1 Κριτήρια θεωρίας πληροφορίας

Η πιο διαδεδομένη τακτική για την επιλογή του πλήθους των πηγών είναι η χρήση κριτηρίων θεωρίας πληροφορίας (*information theoretic criteria*) όπως είναι το κριτήριο Akaike και το κριτήριο ελάχιστου μήκους περιγραφής MDL (*minimum description length*) [73]. Αμφότερα διαχωρίζουν τον υποχώρο σήματος από τον υποχώρο θορύβου με συναρτήσεις κόστους που περιλαμβάνουν τις ιδιοτιμές του πίνακα αυτοσυσχέτισης λαμβανόμενου σήματος (διατεταγμένες σε φθίνουσα σειρά). Οι συναρτήσεις αυτές είναι λογαριθμικές συναρτήσεις πιθανοφάνειας οι οποίες ενσωματώνουν κάποιο όρο ποινής (*penalized log-likelihood functions*). Η χρήση των κριτηρίων προϋποθέτει ότι η μέθοδος που θα χρησιμοποιηθεί για την εκτίμηση των παραμέτρων είναι μέγιστης πιθανοφάνειας. Ο ESPRIT όμως είναι ένας αλγόριθμος στατιστικά λιγότερο αποδοτικός οπότε πιθανό κάποιες από τις παραδοχές που είχαν γίνει κατά την ανάπτυξη των κριτηρίων να μην ισχύουν.

Τα κριτήρια θεωρίας πληροφορίας μπορούν γενικά να οδηγήσουν σε ικανοποιητικές λύσεις επιλογής της τάξης μοντέλου, δεδομένου ότι η δομή του μοντέλου είναι ορθή. Στο πρόβλημα εκτίμησης παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών, το μοντέλο της εξ.(5.5) δέχεται την περιγραφή του λαμβανόμενου σήματος από L ανακλώμενες συνιστώσες και προσθετικό θόρυβο. Ο όρος του θορύβου περιγράφει όποιο μέρος του λαμβανόμενου σήματος δεν οφείλεται σε ανακλάσεις, δηλ. το θερμικό θόρυβο αλλά και όλες τις πολυδιαδρομικές συνιστώσες που οφείλονται σε άλλους μηχανισμούς διάδοσης και οι οποίες καλούνται με τον όρο σχεδάσεις διάχυσης (*diffuse scattering*). Συνεπώς, ακόμα και στην περίπτωση ορθής επιλογής της παραμέτρου L το παραμένον λάθος μοντελοποίησης (*residual modeling error*) στην αναπα-

ράσταση του λαμβανόμενου σήματος οφείλεται στο θερμικό θόρυβο και στις μη εκτιμημένες πολυδιαδρομικές συνιστώσες. Αν στο παραμένον λάθος μοντελοποίησης κυριαρχούν οι μη εκτιμημένες πολυδιαδρομικές συνιστώσες τότε τα κριτήρια θεωρίας πληροφορίας πολύ συχνά αποτυγχάνουν στην επιλογή της τάξης μοντέλου [71].

5.7.2.2 Μέθοδος σύγκρισης με πειραματικά δεδομένα

Μια διαφορετική μέθοδος για την επιλογή της τάξης μοντέλου έχει προταθεί στην [74]. Η μέθοδος αυτή είναι ένα σχήμα δοκιμής και σφάλματος (trial and error) και έχει την ακόλουθη αρχή λειτουργίας: ο αλγόριθμος ESPRIT εκτελείται επαναληπτικά για διαδοχικές τιμές του $L = 1, \dots, L_{\max}$, εκτιμώνται οι παράμετροι και τα μιγαδικά πλάτη των κυμάτων, γίνεται ανασύνθεση της περιγραφής του ραδιοδιαύλου η οποία και συγκρίνεται με τα μετρημένα πειραματικά δεδομένα. Όταν ολοκληρωθεί η δοκιμή όλων των πιθανών τιμών του L τότε επιλέγεται το σύνολο των πολυδιαδρομικών συνιστωσών το οποίο προσεγγίζει καλύτερα τα πειραματικά δεδομένα. Πιο συγκεκριμένα, η ανασύνθεση των M δειγμάτων για κάθε στιγμιότυπο της συνάρτησης μεταφοράς γίνεται με χρήση της σχ.(5.111)

$$\text{vec} \{ \mathbf{T}_{rc.nf} \} = \hat{\mathbf{A}} \cdot \hat{\mathbf{s}} \quad (5.111)$$

ενώ η σύγκριση με τα μετρούμενα δεδομένα γίνεται χρησιμοποιώντας περιγραφές διαύλου στα R πεδία διασποράς. Πράγματι, σχηματίζοντας την χροστική απόκριση του ανακατασκευασμένου διαύλου $\hat{\mathbf{h}}_{rc}$ μέσω του R -διάστατου αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier

$$\hat{\mathbf{h}}_{rc} = \underbrace{\mathcal{F}^{-1} \{ \mathcal{F}^{-1} \{ \dots \mathcal{F}^{-1} \{ \mathbf{T}_{rc.nf} \} \} \}}_{R \text{ αντίστροφοι μετασχηματισμοί Fourier}} \quad (5.112)$$

και την αντίστοιχη του μετρημένου διαύλου \mathbf{h}_{meas}

$$\mathbf{h}_{meas} = \mathcal{F}^{-1} \{ \mathcal{F}^{-1} \{ \dots \mathcal{F}^{-1} \{ \mathbf{T} \} \} \} \quad (5.113)$$

μπορεί να υπολογιστεί το πλάτος της μέγιστης αγνοημένης πολυδιαδρομικής συνιστώσας γ_n ως εξής:

$$\gamma_n = \max \left\{ \left| \mathbf{h}_{meas} - \hat{\mathbf{h}}_{rc} \right| \right\} \quad (5.114)$$

Αν η ελάχιστη εκτιμημένη συνιστώσα είναι $s_{\min} = \min \{ \hat{\mathbf{s}} \}$ τότε θα πρέπει η μέγιστη αγνοημένη συνιστώσα να είναι μικρότερη από την ελάχιστη εκτιμημένη δηλ., $\gamma_n < s_{\min}$. Τέλος, η τιμή της γ_n θα πρέπει να είναι όσο το δυνατό μικρότερη ώστε να προσεγγίζεται το δυνατό καλύτερα ο ραδιοδιάυλος από το εκτιμημένο σύνολο των L πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Αναλυτικά, η μέθοδος επιλογής πλήθους πηγών συγκρίνοντας με τα πειραματικά δεδομένα δίνεται στον πίνακα 5.7.2.2 [74]. Σημειώνεται ότι κατά την εφαρμογή της μεθόδου σε κάθε επανάληψη εκτελείται ο ESPRIT που περιλαμβάνει τον υπολογισμό του υποχώρου σήματος. Εντούτοις, τα L_{\max} πιο σημαντικά ιδιοδιανύσματα μπορούν να υπολογιστούν εφάπαξ και σε κάθε επανά-

ληψη απλά να αλλάζει το πλήθος αυτών l που θεωρείται ότι αποτελούν ορθοκανονική βάση για την περιγραφή του υποχώρου σήματος.

Πίνακας 5.2: Μέθοδος επιλογής πλήθους πολυδιαδρομικών συνιστωσών συγκρίνοντας με τα πειραματικά δεδομένα

Βήμα 1:
 for $l = 1 : L_{\max}$

- εκτέλεση αλγορίθμου R-D Unitary Esprit για την εκτίμηση των παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών $\{\hat{\mu}_l^{(1)}, \dots, \hat{\mu}_l^{(R)}\}_{l=1}^l$
- υπολογισμός μιγαδικών πλατών $\hat{\mathbf{s}}_l$
- ανασύνθεση της χροστικής απόκρισης $\hat{\mathbf{h}}_{rc} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$
- υπολογισμός της μέγιστης αγνοημένης πολυδιαδρομικής συνιστώσας $\gamma_{n,l} = \max \left\{ \left| \mathbf{h}_{meas} - \hat{\mathbf{h}}_{rc} \right| \right\}$
- σύγκριση με την ελάχιστη εκτιμημένη συνιστώσα $s_{l,\min} = \min \{ \hat{\mathbf{s}}_l \}$. Αν $s_{l,\min} < \gamma_{n,l}$ τότε το σύνολο των l εκτιμημένων παραμέτρων απορρίπτεται

end

Βήμα 2:
 Επιλογή του συνόλου παραμέτρων με $l_{\min\text{ind}}$ το πλήθος κύματα όπου $l_{\min\text{ind}} = \operatorname{argmin}_l \{ \gamma_{n,p} \}$

5.8 Η εφαρμογή του αλγορίθμου στα μετρημένα δεδομένα

Η εφαρμογή του πολυδιάστατου αλγορίθμου ESPRIT σε πειραματικά δεδομένα για την εκτίμηση παραμέτρων σήματος συνδέεται άμεσα με το μετρητικό σύστημα συλλογής των πειραματικών δεδομένων. Στην προκειμένη περίπτωση όπου χρησιμοποιήθηκε η μετρητική διάταξη που περιγράφηκε στο κεφάλαιο 3 η εφαρμογή του 3-D ESPRIT είναι δυνατή αφού η δειγματοληψία του διαύλου στο χώρο καθώς και στη συχνότητα ικανοποιεί την δομή μη μεταβλητότητας ως προς την ολίσθηση. Πράγματι, η χρήση στοιχειοκεραιών ULA σε πομπό και δέκτη, καθώς και η χρήση του πολυτονικού σήματος διέγερσης με σταθερό βήμα τόνων επιτρέπουν τον σχηματισμό 3-D υπο-συστοιχείων δειγμάτων με όμοιες γεωμετρίες που διαφέρουν απλά ως προς τη μετατόπιση αλλά όχι ως προς την ολίσθηση. Αν θεωρηθεί ότι η διάσταση $r = 1$ αντιστοιχεί στα χωρικά δείγματα δέκτη, η διάσταση $r = 2$ στα χωρικά δείγματα πομπού και η διάσταση

$r = 3$ στα συχνοτικά δείγματα, τότε ισχύει ότι

$$\begin{aligned} M_1 &= M_R = 8 \\ M_2 &= M_T = 8 \\ M_3 &= M_f \end{aligned} \quad (5.115)$$

Η αντιστοίχιση των χωρικών συχνοτήτων της l -οστής συνιστώσας $\mu_l^{(r)}$ συνδέονται με τις παραμέτρους του σήματος μέσω της γεωμετρίας του συστήματος μέτρησης. Η χρήση ULA και στα δύο άκρα της ζεύξης ορίζει ότι οι χωρικές συχνότητες $\mu_{R,l}$ στο δέκτη και $\mu_{T,l}$ στον πομπό συνδέονται με τις γωνίες άφιξης $\varphi_{R,l}$ και αναχώρησης $\varphi_{T,l}$ σύμφωνα με την εξ. (5.116)

$$\begin{aligned} \mu_l^{(1)} &= \mu_{R,l} = -\frac{2\pi}{\lambda} \Delta_R \sin(\varphi_{R,l}) \\ \mu_l^{(2)} &= \mu_{T,l} = -\frac{2\pi}{\lambda} \Delta_T \sin(\varphi_{T,l}) \end{aligned} \quad (5.116)$$

όπου Δ_R, Δ_T η απόσταση διαχωρισμού διαδοχικών κεραιστοιχείων σε δέκτη και πομπό αντίστοιχα. Σημειώνεται ότι η γωνία $\varphi_R, \varphi_T = 0^\circ$ αντιστοιχεί στη μεσοκάθετο του άξονα της στοιχειοκεραίας, ενώ το πεδίο τιμών των παραμέτρων είναι $\varphi_R, \varphi_T \in [-90, 90^\circ]$. Τα διανύσματα οδήγησης $\mathbf{a}_R(\mu_{R,l}), \mathbf{a}_T(\mu_{T,l})$ λόγω της l -οστής συνιστώσας σε δέκτη και πομπό δίνονται από την

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_R(\mu_{R,l}) &= \begin{bmatrix} 1 & e^{j\mu_{R,l}} & \dots & e^{j(M_R-1)\mu_{R,l}} \end{bmatrix}^T \in \mathbb{C}^{M_R \times 1} \\ \mathbf{a}_T(\mu_{T,l}) &= \begin{bmatrix} 1 & e^{j\mu_{T,l}} & \dots & e^{j(M_T-1)\mu_{T,l}} \end{bmatrix}^T \in \mathbb{C}^{M_T \times 1} \end{aligned} \quad (5.117)$$

όπου το πρώτο κεραιστοιχείο έχει θεωρηθεί το κεραιστοιχείο αναφορά μηδενικής φάσης. Τέλος, η χωρική συχνότητα $\mu_{f,l}$ συνδέεται με την καθυστέρηση διάδοσης τ_l από την εξ. (5.118)

$$\mu_l^{(3)} = \mu_{f,l} = -2\pi\Delta_f\tau_l \quad (5.118)$$

όπου $\Delta_f = BW_{meas}/(M_f - 1)$ η απόσταση διαχωρισμού δύο διαδοχικών τόνων. Το διάνυσμα οδήγησης $\mathbf{a}_f(\mu_{f,l})$ στο άνοιγμα συχνοτήτων (frequency aperture) λόγω της l -οστής πολυδιαδρομικής συνιστώσας δίνεται από την

$$\mathbf{a}_f(\mu_{f,l}) = \begin{bmatrix} e^{-j\left(\frac{M_f-1}{2}\right)\mu_{T,l}} & \dots & e^{-j\mu_{T,l}} & 1 & e^{j\mu_{T,l}} & \dots & e^{j\left(\frac{M_f-1}{2}\right)\mu_{T,l}} \end{bmatrix}^T \in \mathbb{C}^{M_f \times 1} \quad (5.119)$$

όπου έχει θεωρηθεί ότι τόνος μηδενικής φάσης αντιστοιχεί στη συχνότητα dc.

5.9 Θέματα Υλοποίησης Αλγορίθμου

Αν και ο R-D Unitary ESPRIT θεωρείται ένας αλγόριθμος μειωμένης υπολογιστικής πολυπλοκότητας, η υλοποίηση του με απευθείας εφαρμογή των μαθηματικών εκφράσεων του

πίνακα 5.1 μπορεί να παρουσιάσει πρακτικά προβλήματα πολυπλοκότητας με την αύξηση των πεδίων μέτρησης R ή/και του πλήθους των δειγμάτων M . Επιπλέον, υπάρχουν κάποια σημεία στην μέχρι τώρα περιγραφή τα οποία χρειάζεται να αποσαφηνιστούν για μια αποτελεσματική υλοποίηση.

Παρακάτω, αρχικά δίνεται ένα τυπικό παράδειγμα επίδειξης της πολυπλοκότητας υλοποίησης του αλγορίθμου χρησιμοποιώντας ένα μοναδικό στιγμιότυπο μετρημένων δεδομένων. Στη συνέχεια της ενότητας δίνονται λεπτομέρειες για τον τρόπο υλοποίησης των βημάτων του αλγορίθμου και παρουσιάζονται τεχνικές για μείωση της πολυπλοκότητας των υπολογισμών. Πιο συγκεκριμένα, δίνονται λεπτομέρειες για τα ακόλουθα θέματα:

- επιλογή αριστερών Π-πραγματικών πινάκων
- παράμετροι ομαλοποίησης δεδομένων
- αποδοτική υλοποίηση βημάτων προεπεξεργασίας δεδομένων
- εκτίμηση πίνακα αυτοσυσχέτισης θορύβου
- εκτίμηση υποχώρου σήματος με μειωμένη πολυπλοκότητα
- εκτίμηση μιγαδικών πλατών με μειωμένη πολυπλοκότητα
- επιλογή παραμέτρων μεθόδου SSD

Παράδειγμα αυξημένης πολυπλοκότητας υλοποίησης

Το βασικότερο πρόβλημα κατά την εφαρμογή του αλγορίθμου σε ένα προσωπικό υπολογιστή είναι ο ιδιαίτερα αυξημένος όγκος των δεδομένων, η αδυναμία φόρτωσής τους στην μνήμη RAM και η εκτέλεση μαθηματικών πράξεων σε αυτά. Πράγματι, έστω ένα ασύρματο σύστημα μέτρησης όπου ο ραδιοδιάυλος δειγματοληπτείται σε $R = 3$ διαστάσεις με $M_R = M_1 = 8$ κεραιστοιχεία δέκτη, $M_T = M_2 = 8$ κεραιστοιχεία πομπού, ενώ το πολυτονικό σήμα διέγερσης αποτελείται από $M_f = M_3 = 385$ τόνους στο εύρος ζώνης μέτρησης. Το διάνυσμα \mathbf{x} ενός στιγμιότυπου μέτρησης (snapshot) έχει διαστάσεις $M \times 1 = M_1 M_2 M_3 \times 1 = 24640 \times 1$ και σε ένα υπολογιστή με αριθμητική κινητής υποδιαστολής διπλής ακρίβειας καταλαμβάνει περίπου 376 KBytes μνήμης. Αν στο βήμα προεπεξεργασίας δεδομένων εφαρμοστεί αρχικά 3-D ομαλοποίηση με $M_{sub,r} = \lceil 2/3 M_r \rceil + 1$, $r = 1, \dots, 3$ και στην συνέχεια η τεχνική fba, τότε ο πίνακας $\mathbf{X}_{fb}^{sm} = \mathcal{F}_{fb}^{sm} \{\mathbf{x}\}$ που προκύπτει έχει μέγεθος $M_{sub} \times 2L_{sm} = 9216 \times 2340$ και καταλαμβάνει περίπου 360 MBytes μνήμης. Ο πίνακας αυτοσυσχέτισης $\mathbf{R}_{xx}^{fb,sm}$ θα έχει διαστάσεις 9216×9216 , θα καταλαμβάνει περίπου 1.3 GB μνήμης και ο υπολογισμός της ανάλυσης ιδιοτιμών αυτού αποτελεί ένα πρόβλημα ιδιαίτερα αυξημένης υπολογιστικής πολυπλοκότητας. Αν υποθεθεί ότι υπάρχουν π.χ. 25 πολυδιαδρομικές συνιστώσες τότε για τον ορισμό του υποχώρου σήματος αρκούν τα 25 πιο σημαντικά ιδιοδιανύσματα ενώ τα υπόλοιπα δεν έχουν καμία χρησιμότητα στη συνέχεια του αλγορίθμου. Με το παράδειγμα αυτό αναδεικνύεται τόσο η αύξηση του όγκου των δεδομένων λόγω των βημάτων προεπεξεργασίας όσο και η υπολογιστική σπατάλη που μπορεί να υπάρξει στον προσδιορισμό του υποχώρου

σήματος. Το πρόβλημα γίνεται ακόμη πιο έντονο για $R > 3$ αν π.χ. χρησιμοποιηθούν και διαδοχικά χρονικά δείγματα μέτρησης για τον εκτίμηση της ολίσθησης συχνότητας Doppler κάθε συνιστώσας.

5.9.1 Επιλογή αριστερών Π-πραγματικών πινάκων

Ένα τυπικό παράδειγμα τετραγωνικών αριστερών Π-πραγματικών πινάκων περιττής και άρτιας διάστασης με αραιή δομή (sparse), που μπορούν να χρησιμοποιηθούν στην υλοποίηση του αλγορίθμου, είναι οι ακόλουθοι [64]:

$$\mathbf{Q}_{2n}^{(s)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_n & j\mathbf{I}_n \\ \mathbf{\Pi}_n & -j\mathbf{\Pi}_n \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Q}_{2n+1}^{(s)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_n & \mathbf{0} & j\mathbf{I}_n \\ \mathbf{0}^T & \sqrt{2} & \mathbf{0}^T \\ \mathbf{\Pi}_n & \mathbf{0} & -j\mathbf{\Pi}_n \end{bmatrix} \quad (5.120)$$

Η αραιή δομή των $\mathbf{Q}_M^{(s)}$ είναι το σημαντικό τους πλεονέκτημα γιατί όχι μόνο καταλαμβάνουν περιορισμένη μνήμη για την αποθήκευση των μη μηδενικών στοιχείων τους αλλά επίσης οι αριθμητικές πράξεις (προσθέσεις και πολλαπλασιασμοί) με τους πίνακες αυτούς εμφανίζουν μειωμένη πολυπλοκότητα.

5.9.2 Επιλογή παραμέτρων τεχνικής R-D ομαλοποίησης

Η τεχνική της ομαλοποίησης δεδομένων που περιγράφηκε στην ενότητα 5.6 χρησιμοποιείται για την τεχνητή παραγωγή στιγμιτύπων μέτρησης ώστε να εξασφαλίζεται η αποσυσχέτιση των κυμάτων. Σύμφωνα με την [75] όπου μελετήθηκαν διεξοδικά οι παράμετροι ομαλοποίησης, η βέλτιστη επιλογή πλήθους δειγμάτων $M_{sub,r}$ στην r -οστή διάσταση δίνεται από την εξ. (5.121)

$$M_{sub,r} = \left\lceil \frac{2}{3}M_r \right\rceil + 1, \quad r = 1, \dots, 3 \quad (5.121)$$

Το πλήθος των δειγμάτων M_{sub} που θα χρησιμοποιηθούν για τον υπολογισμό του υποχώρου σήματος είναι

$$M_{sub} = \prod_{r=1}^3 \left(\left\lceil \frac{2}{3}M_r \right\rceil + 1 \right) \quad (5.122)$$

ενώ το πλήθος των στιγμιτύπων L_{sm} που παράγονται τεχνητά από την ομαλοποίηση είναι

$$L_{sm} = \prod_{r=1}^3 \left(M_r - \left\lceil \frac{2}{3}M_r \right\rceil + 1 \right) \quad (5.123)$$

Η παραπάνω επιλογή είναι βέλτιστη με την έννοια ότι οδηγεί στον υπολογισμό του υποχώρου σήματος με το μεγαλύτερο δυνατό βαθμό, δηλ. δίνει τη δυνατότητα για εκτίμηση παραμέτρων του μεγαλύτερου πλήθους πολυδιαδρομικών συνιστωσών.

5.9.3 Αποδοτική υλοποίηση βημάτων προεπεξεργασίας δεδομένων

Εξετάζοντας προσεκτικά την επίδραση του τελεστή $\mathcal{F}_{fb}^{sm} \{\cdot\}$ στο διάνυσμα \mathbf{x} είναι φανερό ότι για το σχηματισμό του \mathbf{X}_{fb}^{sm} δεν εκτελούνται αριθμητικές πράξεις μεταξύ των στοιχείων του \mathbf{x} (εκτός από τον υπολογισμό του μιγαδικού συζυγούς). Ουσιαστικά, ο \mathbf{X}_{fb}^{sm} σχηματίζεται από την αναδιάταξη των M στοιχείων του \mathbf{x} σε $M_{sub} \times 2L$ το πλήθος θέσεις. Επιπλέον, το σχήμα αναδιάταξης του τελεστή $\mathcal{F}_{fb}^{sm} \{\cdot\}$ εμφανίζει γενικά κάποιο συγκεκριμένο μοτίβο και για τον ορισμό του αρκεί ο προσδιορισμός των θέσεων των στοιχείων του \mathbf{x} που βρίσκονται στην πρώτη γραμμή και στήλη του \mathbf{X}_{fb}^{sm} . Το γεγονός αυτό είναι δυνατό να αξιοποιηθεί στην υλοποίηση ώστε να μη σχηματιστεί και αποθηκευτεί ο πλήρης \mathbf{X}_{fb}^{sm} αλλά στις πράξεις όπου εμπλέκεται αυτός να χρησιμοποιούνται τα στοιχεία του \mathbf{x} σύμφωνα με το σχήμα αναδιάταξης.

Παράδειγμα προεπεξεργασίας

Παρακάτω γίνεται μια απλή επίδειξη της επίδρασης του τελεστή $\mathcal{F}_{fb}^{sm} \{\cdot\}$ σε ένα διάνυσμα $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{27 \times 1}$ με $M_1 = M_2 = M_3 = 3$ και $M_{sub,1} = M_{sub,2} = M_{sub,3} = 2$. Πράγματι, εφαρμόζοντας την 3-D ομαλοποίηση στο διάνυσμα

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \dots & x_{26} & x_{27} \end{bmatrix}^T \quad (5.124)$$

προκύπτει ένας πίνακας $\mathbf{X}^{sm} = \mathcal{F}^{sm} \{\mathbf{x}\} \in \mathbb{C}^{M_{sub} \times L_{sm}}$ με $M_{sub} = 8, L_{sm} = 8$, ο οποίος αν υποστεί την επεξεργασία fba δίνει τον πίνακα $\mathbf{X}_{fb}^{sm} \in \mathbb{C}^{8 \times 16}$

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{fb}^{sm} &= \mathcal{F}_{fb} \{\mathbf{X}^{sm}\} = \mathcal{F}_{fb}^{sm} \{\mathbf{x}\} = \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{X}^{sm} & \mathbf{\Pi}_8 (\mathbf{X}^{sm})^* \mathbf{\Pi}_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{F}^{sm} \{\mathbf{x}\} & \mathbf{\Pi}_8 (\mathcal{F}^{sm} \{\mathbf{x}\})^* \mathbf{\Pi}_8 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.125)$$

Τελικά, η επίδραση του τελεστή \mathcal{F}_{fb}^{sm} στο διάνυσμα \mathbf{x} απεικονίζεται αναλυτικά στην εξ. (5.126)

$$\begin{aligned} &\mathcal{F}_{fb}^{sm} \{\mathbf{x}\} = \\ &\begin{bmatrix} x_1 & x_{10} & x_4 & x_{13} & x_2 & x_{11} & x_5 & x_{14} & x_{27}^* & x_{18}^* & x_{24}^* & x_{15}^* & x_{26}^* & x_{17}^* & x_{23}^* & x_{14}^* \\ x_2 & x_{11} & x_5 & x_{14} & x_3 & x_{12} & x_6 & x_{15} & x_{26}^* & x_{17}^* & x_{23}^* & x_{14}^* & x_{25}^* & x_{16}^* & x_{22}^* & x_{13}^* \\ x_4 & x_{13} & x_7 & x_{16} & x_5 & x_{14} & x_8 & x_{17} & x_{24}^* & x_{15}^* & x_{21}^* & x_{12}^* & x_{23}^* & x_{14}^* & x_{20}^* & x_{11}^* \\ x_5 & x_{14} & x_8 & x_{17} & x_6 & x_{15} & x_9 & x_{18} & x_{23}^* & x_{14}^* & x_{20}^* & x_{11}^* & x_{22}^* & x_{13}^* & x_{19}^* & x_{10}^* \\ x_{10} & x_{19} & x_{13} & x_{22} & x_{11} & x_{20} & x_{14} & x_{23} & x_{18}^* & x_9^* & x_{15}^* & x_6^* & x_{17}^* & x_8^* & x_{14}^* & x_5^* \\ x_{11} & x_{20} & x_{14} & x_{23} & x_{12} & x_{21} & x_{15} & x_{24} & x_{17}^* & x_8^* & x_{14}^* & x_5^* & x_{16}^* & x_7^* & x_{13}^* & x_4^* \\ x_{13} & x_{22} & x_{16} & x_{25} & x_{14} & x_{23} & x_{17} & x_{26} & x_{15}^* & x_6^* & x_{12}^* & x_3^* & x_{14}^* & x_5^* & x_{11}^* & x_2^* \\ x_{14} & x_{23} & x_{17} & x_{26} & x_{15} & x_{24} & x_{18} & x_{27} & x_{14}^* & x_5^* & x_{11}^* & x_2^* & x_{13}^* & x_4^* & x_{10}^* & x_1^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.126)$$

από όπου είναι εύκολο να δει κανείς ότι ο υπολογισμός του \mathbf{X}_{fb}^{sm} μπορεί να γίνει εύκολα αν προσδιοριστούν οι θέσεις των στοιχείων του \mathbf{x} τα οποία βρίσκονται στις πρώτες L_{sm} στήλες της πρώτης γραμμής του \mathbf{X}_{fb}^{sm} (δηλ. τα $\mathbf{X}_{fb}^{sm}(1, 1 : L_{sm})$) καθώς επίσης και οι θέ-

σεις των στοιχείων του \mathbf{x} τα οποία τοποθετούνται στην πρώτη στήλη του \mathbf{X}_{fb}^{sm} (δηλ. τα στοιχεία $\mathbf{X}_{fb}^{sm}(1, :)$). Πιο συγκεκριμένα στο παραπάνω παράδειγμα ο υπολογισμός των διανυσμάτων θέσεων $\mathbf{c}_{ind,sm} = \begin{bmatrix} 1 & 10 & 4 & 13 & 2 & 11 & 5 & 14 \end{bmatrix}^T \in \mathbb{R}^{L_{sm}(=8) \times 1}$ και $\mathbf{r}_{ind,sm} = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 4 & 5 & 10 & 11 & 13 & 14 \end{bmatrix}^T \in \mathbb{R}^{M_{sub}(=8) \times 1}$ είναι αρκετός ώστε στη συνέχεια με απλές πράξεις προσδιορισμού θέσης (indexing operations) να οριστούν όλα τα στοιχεία του \mathbf{X}_{fb}^{sm} . Πιο συγκεκριμένα τα στοιχεία του \mathbf{X}_{fb}^{sm} δίνονται από την ακόλουθη έκφραση

$$\mathbf{X}_{fb}^{sm}(i, j) = \begin{cases} \mathbf{x}(\mathbf{r}_{ind,sm}(i) + \mathbf{c}_{ind,sm}(j) - 1), & j \leq L_{sm} \\ \mathbf{x}^*(\mathbf{r}_{ind,sm}(M_{sub} - i + 1) + \mathbf{c}_{ind,sm}(2L_{sm} - j + 1) - 1), & j > L_{sm} \end{cases} \quad (5.127)$$

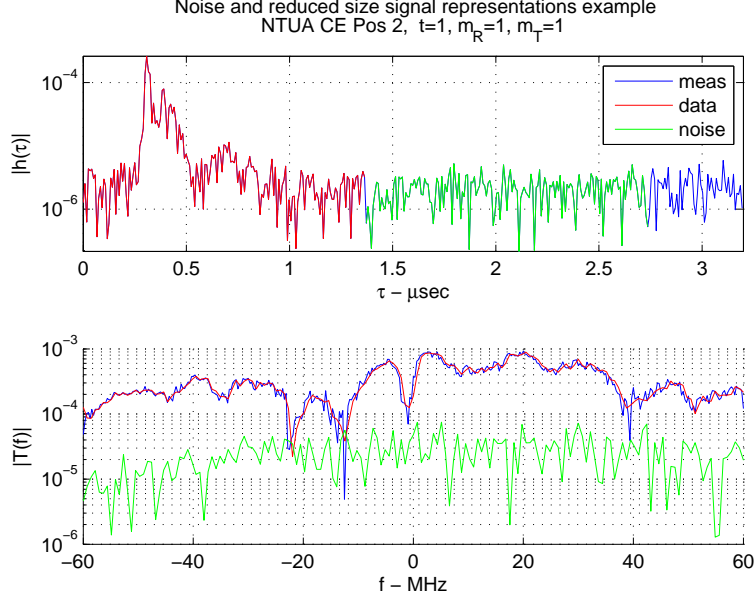
Με την παραπάνω μέθοδο δεν είναι απαραίτητο να σχηματιστεί ο \mathbf{X}_{fb}^{sm} στο σύνολο του και να αποθηκευτεί στη μνήμη.

5.9.4 Εκτίμηση περιγραφής του θορύβου

Το διάνυσμα \mathbf{x} ενσωματώνει την επίδραση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών αλλά και του προσθετικού θορύβου. Όπως έχει γίνει ήδη φανερό, για τις ανάγκες του αλγορίθμου απαιτείται μεταξύ άλλων μια εκτίμηση του πίνακα αυτοσυσχέτισης θορύβου $\hat{\mathbf{R}}_{ww}$, ο οποίος εκτιμάται από την εξ. (5.16). Η μετρητική διάταξη όμως παρέχει δείγματα του \mathbf{x} και όχι δείγματα του \mathbf{w} . Γενικά, μια λύση για να εξασφαλιστούν δείγματα του \mathbf{w} θα μπορούσε να είναι η εκτέλεση μιας προκαταρκτικής μέτρησης του διαύλου χωρίς την εκπομπή του σήματος διέγερσης. Με αυτό τον τρόπο θα μπορούσε να προσδιοριστεί το μέρος του \mathbf{w} που αντιστοιχεί στον θερμικό θόρυβο. Ο εξοπλισμός RUSK ATM όμως δεν παρείχε την δυνατότητα για προκαταρκτική μέτρηση οπότε αναγκαστικά έπρεπε να προσδιοριστεί μια εκτίμηση του $\hat{\mathbf{w}}$. Ένας απλός τρόπος διαχωρισμού του θορύβου από το χρήσιμο σήμα είναι μέσω της χωρομεταβλητής φασματικής πυκνότητας ισχύος καθυστέρησης $P(m_R, m_T, \tau, t)$. Πράγματι, στην ουρά του προφίλ καθυστέρησης ισχύος το λαμβανόμενο σήμα έχει τιμή ίση με το επίπεδο θορύβου (noise floor level) οπότε μπορεί να οριστεί ένα παράθυρο από M'_f συνεχόμενα δείγματα καθυστέρησης στο οποίο θεωρείται ότι το λαμβανόμενο σήμα αντιστοιχεί στον προσθετικό θόρυβο. Λαμβάνοντας το αντίστοιχο παράθυρο χωρομεταβλητής κρουστικής απόκρισης $h(m_R, m_T, \tau, t)$ μπορεί να υπολογιστεί η χωρομεταβλητή συνάρτηση μεταφοράς θορύβου μέσω του ευθύ μετασχηματισμού Fourier. Πρακτικά, η μέθοδος αυτή προσφέρει μια εκτίμηση του $\hat{\mathbf{w}}$ με μειωμένο πλήθος δειγμάτων π.χ. $M' = M_R M_T M'_f$. Επιπλέον, λόγω των διαστάσεων διανυσμάτων που χρησιμοποιούνται στην εξ.(5.5) είναι απαραίτητος ο προσδιορισμός του διανύσματος λαμβανόμενου σήματος \mathbf{x} με το ίδιο πλήθος δειγμάτων, δηλ. με M'_f συχνοτικά δείγματα.

Το σκεπτικό της μεθόδου εκτίμησης διανύσματος θορύβου απεικονίζεται στο σχ. 5.3 όπου φαίνονται τα τμήματα της κρουστικής απόκρισης που χρησιμοποιούνται καθώς και οι αναπαραστάσεις των συναρτήσεων μεταφοράς με μειωμένο πλήθος δειγμάτων. Συνοψίζοντας, η αναγκαιότητα για την εκτίμηση του διανύσματος θορύβου $\hat{\mathbf{w}}$ προκαλεί την μείωση του πλήθους των δειγμάτων στο πεδίο της συχνότητας. Το διάνυσμα του λαμβανόμενου σήματος \mathbf{x} περιέχει πλέον δείγματα της χωρο-χρονομεταβλητής συνάρτησης μεταφοράς του μέρους εκεί-

νου της μετρημένης κρουστικής απόκρισης όπου συγκεντρώνονται οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες με σημαντική ισχύ. Αντίστοιχα το διάνυσμα θορύβου \mathbf{w} περιέχει δείγματα της χωρο-χρονομεταβλητής συνάρτησης μεταφοράς του μέρος εκείνου της μετρημένης κρουστικής απόκρισης όπου κυριαρχεί ο θόρυβος.



Σχήμα 5.3: Εκτίμηση διανύσματος θορύβου και μείωση των δειγμάτων περιγραφής του λαμβανόμενου σήματος

5.9.4.1 Παραδοχή Kronecker για τον πίνακα αυτοσυσχέτισης θορύβου

Στα πλαίσια εφαρμογής του αλγορίθμου είναι αναγκαίος ο προσδιορισμός του πίνακα \mathbf{R}_{ww}^{-1} τόσο για τον υπολογισμό των R παραμέτρων σήματος όσο και για τον προσδιορισμό των μιγαδικών πλατών. Το αυξημένο μέγεθος του $\mathbf{R}_{ww} \in \mathbb{C}^{M'_{sub} \times M'_{sub}}$ αυξάνει την πολυπλοκότητα του υπολογισμού του αντιστρόφου πίνακα. Για το λόγο αυτό μπορεί να γίνει η απλοποιητική παραδοχή ότι ο θόρυβος που εμφανίζεται στους αισθητήρες της r -οστής διάστασης μέτρησης δεν παρουσιάζει καμία συσχέτιση με τον θόρυβο των υπολοίπων $R - 1$ διαστάσεων. Η παραδοχή αυτή δεν απέχει πολύ από την πραγματικότητα, και επιτρέπει τον υπολογισμό του μεσω του γινομένου Kronecker των πινάκων αυτοσυσχέτισης θορύβου σε κάθε διάσταση μέτρησης [76], δηλ.

$$\mathbf{R}_{ww} = \mathbf{R}_{ww}^{(R)} \otimes \mathbf{R}_{ww}^{(R-1)} \otimes \dots \otimes \mathbf{R}_{ww}^{(1)} \quad (5.128)$$

Η περιγραφή αυτή επιτρέπει τον ευκολότερο υπολογισμό του αντιστρόφου πίνακα \mathbf{R}_{ww}^{-1} λαμβάνοντας υπόψη την ιδιαίτερα χρήσιμη ιδιότητα ότι ο αντίστροφος πίνακας ενός γινομένου Kronecker τετραγωνικών πινάκων ισούται με το γινόμενο Kronecker των αντιστρόφων πινάκων αρκεί αυτοί να υπάρχουν, δηλ.

$$\mathbf{R}_{ww}^{-1} = \left(\mathbf{R}_{ww}^{(R)}\right)^{-1} \otimes \left(\mathbf{R}_{ww}^{(R-1)}\right)^{-1} \otimes \dots \otimes \left(\mathbf{R}_{ww}^{(1)}\right)^{-1} \quad (5.129)$$

Ειδικότερα, για τις μετρήσεις ραδιοδιαύλου που περιγράφηκαν στο κεφάλαιο 3 και σύμφωνα με την ανάλυση διαστάσεων που περιγράφηκε στην παρ. 5.8, ο πίνακας \mathbf{R}_{ww} υπολογίζεται ως

$$\mathbf{R}_{ww} = \mathbf{R}_{ww,f} \otimes \mathbf{R}_{ww,T} \otimes \mathbf{R}_{ww,R} \quad (5.130)$$

5.9.5 Εκτίμηση υποχώρου σήματος με μειωμένη πολυπλοκότητα

Ο υπολογισμός ενός ρεαλιστικού περιορισμένου πλήθους σημαντικών ιδιοδιανυσμάτων π.χ L_{\max} του πίνακα αυτοσυσχέτισης σήματος μπορεί να πραγματοποιηθεί με το λογισμικό ARPACK κατάλληλο για την επίλυση μεγάλης κλίμακας προβλημάτων ιδιοτιμών με χρήση επαναλήψεων Arnoldi [77]. Το λογισμικό ARPACK είναι ένα σύνολο από ρουτίνες υλοποιημένες σε FORTRAN με τις οποίες είναι δυνατός ο προσδιορισμός μερικών μόνο ιδιοτιμών και ιδιοδιανυσμάτων ενός πίνακα μεγάλου σε διαστάσεις με μειωμένο υπολογιστικό κόστος χωρίς αρνητικές επιπτώσεις στην ακρίβεια.

Στο βήμα προσδιορισμού του υποχώρου σήματος της εξ.(5.68) απαιτείται ο προσδιορισμός γινομένου $\mathbf{G}_{ww}\mathbf{E}_s = \mathbf{Q}_M^{(s)H} \mathcal{F}_{fb}^{sm} \{\mathbf{x}\} \mathbf{V}_s \Sigma_s^{-1}$, όπου \mathbf{V}_s τα πιο σημαντικά ιδιοδιανύσματα του πίνακα $\mathcal{F}_{fb}^{sm} \{\mathbf{x}\}^H \mathbf{R}_{ww}^{fb-1} \mathcal{F}_{fb}^{sm} \{\mathbf{x}\}$. Ο υπολογισμός του $\mathbf{V}_s \in \mathbb{C}^{2NL_{sm} \times L_{\max}}$ μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας την συνάρτηση επαναλήψεων Arnoldi για πίνακες με μιγαδικές τιμές `znaupd` ακολουθώντας τα βήματα του πίνακα 5.9.5 [76]. Σημειώνεται ότι οι συναρτήσεις του ARPACK έχουν ενσωματωθεί και στο επιστημονικό λογισμικό MATLAB [78] που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του αλγορίθμου, και συγκεκριμένα στην συνάρτηση `eigs` με την οποία υπολογίζονται μερικές μόνο ιδιοτιμές ενός μεγάλου πίνακα. Το γεγονός αυτό αποδεικνύεται ιδιαίτερα χρήσιμο μια και η κλήση των συναρτήσεων του ARPACK (π.χ της `znaupd`) μπορεί να γίνει έμμεσα μέσω κατάλληλων ορισμάτων της `eigs`.

5.9.6 Εκτίμηση μιγαδικών πλατών συνιστωσών με μειωμένη πολυπλοκότητα

Η βέλτιστη μη πολωμένη εκτίμηση των μιγαδικών πλατών (best linear unbiased estimate) $\hat{\mathbf{s}}_{BLUE}$ δίνεται από την εξ.(5.109), στην οποία περιλαμβάνεται ο αντίστροφος του πίνακα συσχέτισης θορύβου δηλ. ο \mathbf{R}_{ww}^{-1} . Ο υπολογισμός της (5.109) μπορεί να απλοποιηθεί σημαντικά αν εφαρμοστεί η παραδοχή του γινομένου Kronecker της εξ. (5.129) και χρησιμοποιηθούν οι ιδιότητες των γινομένων Kronecker. Πράγματι, στην περίπτωση που ενδιαφέρει με $R = 3$ ισχύει ότι $\mathbf{A} = \mathbf{A}_3 \diamond \mathbf{A}_2 \diamond \mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_f \diamond \mathbf{A}_T \diamond \mathbf{A}_R$ και ο προσδιορισμός του $\hat{\mathbf{s}}_{BLUE}$ μπορεί εναλλακτικά να γίνει από την ακόλουθη έκφραση [76]

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}}_{BLUE} &= (\mathbf{A}^H \mathbf{R}_{ww}^{-1} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{R}_{ww}^{-1} \mathbf{x} \iff \\ \hat{\mathbf{s}}_{BLUE} &= \left(\mathbf{A}_f^H \mathbf{R}_{ww,f}^{-1} \mathbf{A}_f \odot \mathbf{A}_T^H \mathbf{R}_{ww,T}^{-1} \mathbf{A}_T \odot \mathbf{A}_R^H \mathbf{R}_{ww,R}^{-1} \mathbf{A}_R \right)^{-1} \\ &\quad \left(\left(\mathbf{R}_{ww,f}^{-1} \mathbf{A}_f \right) \diamond \left(\mathbf{R}_{ww,T}^{-1} \mathbf{A}_T \right) \diamond \left(\mathbf{R}_{ww,R}^{-1} \mathbf{A}_R \right) \right)^H \mathbf{x} \end{aligned} \quad (5.131)$$

όπου με \odot συμβολίζεται το ανα-στοιχείο γινόμενο πινάκων (η αλλιώς γινόμενο Hadamard).

Πίνακας 5.3: Μέθοδος υπολογισμού πίνακα \mathbf{V}_s

<p>Βήμα 1: Αρχικοποίηση $[\mathbf{v}_0, \mathbf{E}\mathbf{V}_0] = \text{znaupd}(\mathbf{q}_0, L_{\max})$ με τυχαίο αρχικό όρισμα \mathbf{q}_0</p> <p>Βήμα 2: Επανάληψη while (όχι σύγκλιση)</p> <ul style="list-style-type: none"> • $k = k + 1$ • υπολογισμός $\mathbf{q}_k = \mathcal{F}_{fb}^{sm}\{\mathbf{x}\}^H \mathbf{R}_{ww}^{fb}{}^{-1} \mathcal{F}_{fb}^{sm}\{\mathbf{x}\} \mathbf{v}_{k-1}$ σε 3 βήματα (σημείωση: θεωρείται ότι ισχύει η παραδοχή Kronecker για τον πίνακα συσχέτισης θορύβου \mathbf{R}_{ww}^{fb} (βλ. παρ. 5.9.4.1) και χρησιμοποιείται η ιδιότητα $\text{vec}\{\mathbf{ABC}\} = (\mathbf{C}^T \otimes \mathbf{A}) \text{vec}\{\mathbf{B}\}$) <ul style="list-style-type: none"> – $\mathbf{p}_1 = \mathcal{F}_{fb}^{sm}\{\mathbf{x}\} \mathbf{v}_{k-1}$ – $\mathbf{p}_2 = \text{vec}\left\{\left(\mathbf{R}_{ww,T}^{-1} \otimes \mathbf{R}_{ww,R}^1\right) \text{unvec}\{\mathbf{p}_1, [M_T M_R, M_f]\} \left(\mathbf{R}_{ww,f}^{-1}\right)^T\right\}$ – $\mathbf{q}_k = \mathcal{F}_{fb}^{sm}\{\mathbf{x}\}^H \mathbf{p}_2$ • $[\mathbf{v}_k, \mathbf{E}\mathbf{V}_k] = \text{znaupd}(\mathbf{q}_k, L_{\max})$ <p>end</p> <p>Βήμα 3: Τερματισμός $\mathbf{V}_s = \mathbf{E}\mathbf{V}_k$</p>

5.9.7 Επιλογή παραμέτρων της μεθόδου SSD

Η ομαδοποίηση των χωρικών συχνοτήτων $\hat{\mu}_l^{(r)}$ για την l -οστή πολυδιαδρομική συνιστώσα πραγματοποιείται με την επαναληπτική μέθοδο SSD που περιγράφηκε στην ενότητα 5.5. Η επαναληπτική φύση της μεθόδου επιβάλλει τον ορισμό ορίων σύγκλισης για τον τερματισμό της. Για την εφαρμογή της μεθόδου SSD υιοθετήθηκε η υλοποίηση του [79] και επιλέχθηκαν οι ακόλουθες τιμές για τις παραμέτρους της μεθόδου: $N_{sweeps} = 150$, $Tol = 10^{-8}$, όπου N_{sweeps} το πλήθος των σαρώσεων στην εξ. (5.102) και Tol η ανοχή στη μείωση της συνάρτησης κόστους ψ μεταξύ διαδοχικών περιστροφών Jacobi.

□

Κεφάλαιο 6

Πειραματικά αποτελέσματα παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών

6.1 Είδη παραμέτρων και παραμετρική μοντελοποίηση

Σε αυτό το κεφάλαιο της διατριβής γίνεται αναλυτική παρουσίαση αποτελεσμάτων σχετικών με τις εκτιμήσεις των παραμέτρων των διακριτών πολυδιαδρομικών συνιστωσών για τα περιβάλλοντα διάδοσης στα οποία πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις. Οι εκτιμήσεις των παραμέτρων προσδιορίστηκαν με εφαρμογή του τριδιάστατου αλγορίθμου 3-D Unitary ESPRIT ο οποίος παρουσιάστηκε αναλυτικά στο κεφάλαιο 5. Ειδικότερα για κάθε μία πολυδιαδρομική συνιστώσα που ανιχνεύτηκε προσδιορίστηκαν από κοινού:

- η αζιμούθια γωνία άφιξης $\hat{\varphi}_R$
- η αζιμούθια γωνία αναχώρησης $\hat{\varphi}_T$
- η καθυστέρηση άφιξης $\hat{\tau}$
- το μιγαδικό της πλάτος \hat{s}

Τον περιορισμό της γωνίας στο αζιμούθιο επίπεδο τον επέβαλε η γραμμική γεωμετρία των στοιχειοκεραίων που χρησιμοποιήθηκαν στην πειραματική διάταξη. Ο πλήρης προσδιορισμός της κατεύθυνσης διάδοσης μέσω της εκτίμησης της γωνίας στο κατακόρυφο επίπεδο θα μπορούσε να πραγματοποιηθεί αν το σήμα είχε δειγματοληπτηθεί σε μια επιπλέον διάσταση στο χώρο με χρήση διδιάστατων στοιχειοκεραίων. Αν οι στοιχειοκεραίες αυτές ικανοποιούσαν τη δομή μη μεταβλητότητας ως προς την ολίσθηση τότε η εκτίμηση των γωνιών αναχώρησης και άφιξης στο κατακόρυφο επίπεδο θα μπορούσε να γίνει με όμοιο αλγόριθμο ESPRIT με δύο επιπλέον διαστάσεις. Εντούτοις, η διαθεσιμότητα γραμμικών στοιχειοκεραίων τύπου ULA επέτρεψε την εκτίμηση μόνο αζιμούθιων γωνιών διάδοσης στις κοντινές περιοχές του πομπού και του δέκτη.

Κεφάλαιο 6. Πειραματικά αποτελέσματα παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών

Σε κάθε χρονική στιγμή t οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες, μέσω των οποίων διαδίδεται το σήμα στο ραδιοδίαυλο, περιγράφονται από το ακόλουθο σύνολο

$$\{ \varphi_{R,l}, \varphi_{T,l}, \tau_l, s_l(t) \}_{l=1}^L \quad (6.1)$$

όπου L το πλήθος των συνιστωσών. Για χρονικά διαστήματα μικρής διάρκειας θεωρείται ότι το πλήθος και οι παράμετροι των πολυδιαδρομικών συνιστωσών παραμένουν αμετάβλητα και μεταβάλλεται μόνο το μιγαδικό πλάτος τους. Με άλλα λόγια, θεωρείται η αργή χρονική μεταβολή των παραμέτρων.

Στο σημείο αυτό πρέπει να τονιστεί ότι η περιγραφή της ασύρματης διάδοσης μέσω του συνόλου της (6.1) εμπεριέχει την παραδοχή του πεπερασμένου πλήθους των διακριτών συνιστωσών. Αυτή η παραδοχή είναι απαραίτητη για την εφαρμογή όχι μόνο του ESPRIT αλλά των περισσότερων αλγορίθμων εκτίμησης παραμέτρων σήματος. Είναι προφανές ότι αυτή η απλοποιητική παραδοχή δεν ανταποκρίνεται πλήρως στην πραγματικότητα, οπότε γενικά εκτός από το θέμα της ορθότητας των εκτιμήσεων των παραμέτρων καθώς και του πλήθους αυτών, υπάρχει και το θέμα της ορθότητας της μοντελοποίησης με διακριτό πλήθος συνιστωσών.

Το σύνολο της (6.1) μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την αναπαράσταση του διαύλου στα πεδία διασκορπισμού $\varphi_R, \varphi_T, \tau$ (dispersion domains) ακολουθώντας την παραμετρική προσέγγιση (βλ. κεφ.2) ως γραμμικό φίλτρο με χρουστική απόκριση $h(t, \tau, \varphi_R, \varphi_T)$

$$h(\varphi_R, \varphi_T, \tau, t) = \sum_{l=1}^L s_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \delta(\varphi_R - \varphi_{R,l}) \delta(\varphi_T - \varphi_{T,l}) \quad (6.2)$$

Δεδομένου ότι οι $M_R \times M_T$ MIMO μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν με ομοιόμορφες γραμμικές στοιχειοκεραίες η συνάρτηση μεταφοράς του MIMO καναλιού δίνεται από την έκφραση

$$T(m_R, m_T, f, t) = \sum_{l=1}^L s_l(t) e^{-j2\pi f \tau_l} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \Delta_R(m_R-1) \sin(\varphi_{R,l})} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \Delta_T(m_T-1) \sin(\varphi_{T,l})} \quad (6.3)$$

όπου $m_R = 1, \dots, M_R, m_T = 1, \dots, M_T$ οι αύξοντες αριθμοί των κεραιοστοιχείων σε πομπό και δέκτη (έχοντας ως αναφορά το πρώτο στοιχείο). Η έκφραση (6.3) είναι ταυτόσημη με την εξ.(5.111) η οποία αποδίδει την ίδια μοντελοποίηση της χωρο-χρονομεταβλητής συνάρτησης μεταφοράς $T(m_R, m_T, f, t)$ με όρους πινάκων.

$$\text{vec} \{ \mathbf{T} \} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{s} \quad (6.4)$$

Απλά, σημειώνεται ότι τα δείγματα της $T(m_R, m_T, f, t)$ βρίσκονται στον $4 - D$ πίνακα $\mathbf{T} \in \mathbb{C}^{M_R \times M_T \times M_f \times N_{snaps}}$.

6.1.1 Είδη αποτελεσμάτων

Στη συνέχεια του κεφαλαίου παρουσιάζονται αποτελέσματα των εκτιμήσεων των παραμέτρων των πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Τα αποτελέσματα είναι λεπτομερή και προέκυψαν από επε-

Ξεργασία των πειραματικών δεδομένων που συλλέχθηκαν σε όλες τις τοποθεσίες μέτρησης, δηλ. 4 θέσεις μέτρησης δρόμου-οροφής στη λεωφόρο Συγγρού, 4 θέσεις μέτρησης οροφής-οροφής (3 στην Πολυτεχνειούπολη Ζωγράφου, 1 στις εγκαταστάσεις της INTPAKOM) και 4 θέσεις μέτρησης δρόμου-δρόμου στην οδό Τσιμισκή στο κέντρο της Αθήνας.

Αρχικά, δίνονται αποτελέσματα για το πλήθος L των πολυδιαδρομικών συνιστωσών που ανιχνεύτηκαν χρησιμοποιώντας την επαναληπτική μέθοδο προσδιορισμού τάξης μοντέλου που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 5. Στη συνέχεια παρατίθενται αποτελέσματα για την ισχύ των πολυδιαδρομικών συνιστωσών, τα οποία αναδεικνύουν την κατανομή της ισχύος στο εύρος των τιμών της, ενώ επιπλέον περιγράφουν πως συσσωρεύεται η συνολική λαμβανόμενη ισχύς στις επιμέρους συνιστώσες. Ακόμη, σε μια προσπάθεια να αναδειχτεί η ύπαρξη ομάδων σκεδαστών που αλληλεπιδρούν με τα διαδιδόμενα κύματα από τον πομπό στο δέκτη δίνονται γραφικές αναπαραστάσεις των απο-κοινού διδιάστατων συναρτήσεων πυκνότητας πιθανότητας παραμέτρων. Ιδιαίτερη σημασία δίνεται στην σύγκριση των πειραματικών δεδομένων με την περιγραφή του διαύλου που προκύπτει από αναδόμηση βάσει των εκτιμημένων παραμέτρων. Η σύγκριση επικεντρώνεται στην διαφορά μετρημένης με την αναδομημένη ισχύ καθώς και στις διαφορές στη δομή της πολυδιαδρομικότητας (multipath structure) όπως αυτή αποτυπώνεται στις ιδιοτιμές του πίνακα MIMO καναλιού. Επιπλέον, οι εκτιμήσεις των παραμέτρων των πολυδιαδρομικών συνιστωσών επιτρέπουν τον προσδιορισμό της φασματικής πυκνότητας ισχύος του ραδιοδιαύλου ως διασκορπιστικό μέσο διάδοσης δηλ. στα πεδία φ_R , φ_T και τ από όπου είναι δυνατή η οπτική αναγνώριση του πλήθους των ομάδων των πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Τέλος, λαμβάνοντας υπόψη την εκάστοτε τοπολογία μέτρησης, οι γωνιακές φασματικές πυκνότητες ισχύος αντιπαραβάλλονται με φωτογραφίες από τα περιβάλλοντα μέτρησης ώστε να δοθεί μια ποιοτική ερμηνεία και μια οπτική απεικόνιση της πολυδιαδρομικής διάδοσης.

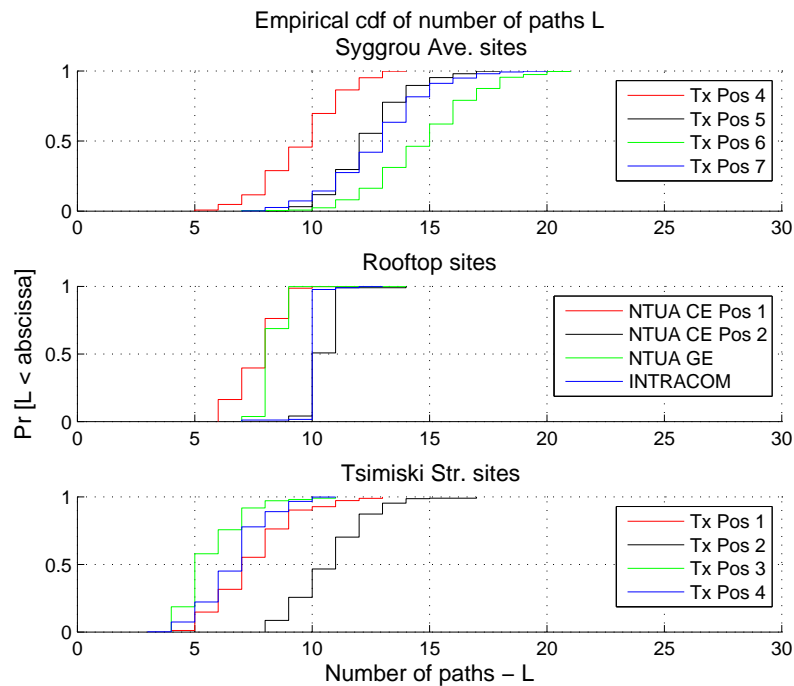
6.2 Πλήθος εκτιμημένων πολυδιαδρομικών συνιστωσών

Για τον προσδιορισμό του πλήθους των πηγών L ακολουθήθηκε η επαναληπτική μέθοδος που προτάθηκε από την ερευνητική ομάδα του Pimenau στην [74]. Η μέθοδος αυτή ήδη περιγράφηκε αναλυτικά στο κεφάλαιο 5 και η βασική της ιδέα είναι ότι η ισχύς της μέγιστης αγνοημένης συνιστώσας οφείλει να είναι μικρότερη από την ισχύ της ελάχιστης εκτιμημένης συνιστώσας και η διαφορά τους να είναι όσο το δυνατό μικρότερη. Η τιμή L που προσδιορίζει η μέθοδος βασίζεται στην σύγκριση των πειραματικών δεδομένων με τις περιγραφές καναλιού που προκύπτουν από τις εκτιμήσεις των παραμέτρων. Συνεπώς οι τιμές πλήθους πηγών που προκύπτουν είναι άμεσα συνδεδεμένες με το υπό εξέταση περιβάλλον και την συγκεκριμένη τοπολογία μέτρησης, δηλ. την απόσταση πομπού-δέκτη d_{Tx-Rx} , τον προσανατολισμό των κεραιών καθώς και το σηματοθορυβικό λόγο μέτρησης. Σε καμία περίπτωση δεν μπορεί να ισχυριστεί κανείς ότι η αληθινή τιμή του L είναι αυτή που προσδιορίστηκε, μια και είναι δυνατό να υπάρχουν αρκετές περισσότερες πολυδιαδρομικές συνιστώσες οι οποίες όμως είτε δεν έχουν σημαντική ισχύ ώστε να τις προσδιορίσει ο 3-D ESPRIT είτε τα χαρακτηριστικά τους έχουν τόσο κοντινές τιμές ώστε να τις διακρίνει/ξεχωρίσει ο αλγόριθμος.

Η μέθοδος εφαρμόστηκε σε κάθε μετρημένο στιγμιότυπο χωριστά δίνοντας ένα σύνολο από

Κεφάλαιο 6. Πειραματικά αποτελέσματα παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών

τιμές $L(t_n)$, $n = 1, \dots, N_{snap} = 512$. Η εμπειρική συνάρτηση κατανομής πιθανότητας (σκη) για κάθε περιβάλλον και θέση μέτρησης δίνεται στο σχ.(6.1). Είναι φανερό ότι συγκριτικά το πιο πλούσιο σε συνιστώσες περιβάλλον αλλά και αυτό με τη μεγαλύτερη μεταβολή στις τιμές του L είναι η λεωφ. Συγγρού. Το συγκεκριμένο περιβάλλον είναι αυτό που μεταβάλλεται περισσότερο σε σχέση με τα άλλα παρά τη στατική τοπολογία μέτρησης. Αυτό συμβαίνει λόγω του ανοικτού χώρου μεταξύ του πομπού και του δέκτη καθώς και λόγω της ύπαρξης της λεωφόρου ανάμεσά τους. Από την άλλη πλευρά, το πιο φτωχό περιβάλλον είναι αυτό της οδού Τσιμισκή όπου η διάδοση περιορίζεται στο στενό χώρο που ορίζει ο δρόμος. Τέλος, στις μετρήσεις οροφής ανιχνεύτηκαν λιγότερες το πλήθος συνιστώσες από ότι στη λεωφ. Συγγρού, ενώ η χρονική μεταβολή του πλήθους τους είναι σαφώς η μικρότερη, όπως φαίνεται από την πιο απότομη κλίση, σχεδόν κάθετη σε μερικές περιπτώσεις, των καμπυλών. Στις μετρήσεις οροφής, αν και ο χώρος μεταξύ του πομπού και του δέκτη ήταν ανοικτός, οι σχεδιαστές ήταν πιο περιορισμένοι στο πλήθος και το περιβάλλον σίγουρα το πιο στατικό που εξετάστηκε. Για κάθε θέση μέτρησης, τα αριθμητικά αποτελέσματα για τη μέση τιμή του πλήθους των συνιστωσών $\langle L \rangle$ καθώς και την τιμή $L_{0.9}$ που ικανοποιείται στο 90% των περιπτώσεων δηλ. $Pr[L < L_{0.9}] = 0.9$ δίνονται στον πίνακα 6.1.



Σχήμα 6.1: Εμπειρική σκη του πλήθους L των πολυδιαδρομικών συνιστωσών

Πίνακας 6.1: Πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών που ανιχνεύτηκαν

	$\langle L \rangle$	$L_{0.9}$
λεωφ. Συγγρού θέση 4	10	12
λεωφ. Συγγρού θέση 5	12	15
λεωφ. Συγγρού θέση 6	15	17
λεωφ. Συγγρού θέση 7	13	16
EMΠ κτ. Χημ. Μηχ. θέση 1	8	9
EMΠ κτ. Χημ. Μηχ. θέση 2	11	10
EMΠ κτ. Γεν. Εδρ.	8	9
INTRAKOM	10	10
οδός Τσιμισκή θέση 1	7	10
οδός Τσιμισκή θέση 2	11	13
οδός Τσιμισκή θέση 3	5	8
οδός Τσιμισκή θέση 4	7	9

6.3 Εμπειρικά αποτελέσματα ισχύος πολυδιαδρομικών συνιστωσών

Η ισχύς P_l της l -οστής πολυδιαδρομικής συνιστώσας με μιγαδικό πλάτος s_l δίνεται από την ακόλουθη έκφραση [19]

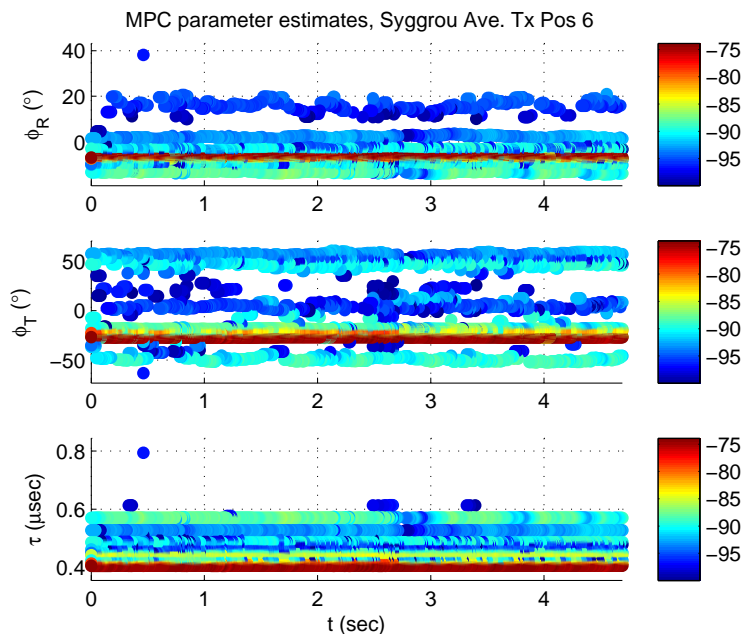
$$P_l = |s_l|^2 \quad (6.5)$$

Για μία θέση μέτρησης κάθε περιβάλλοντος, οι εκτιμήσεις των παραμέτρων $\varphi_{R,l}$, $\varphi_{T,l}$, τ_l των πολυδιαδρομικών συνιστωσών καθ'ολη τη διάρκεια της μέτρησης αποτυπώνονται ως στίγματα στα σχήματα 6.2 - 6.4 με χρωματική κλίμακα που ορίζεται από την ισχύ P_l . Αν και στα σχήματα αυτά δεν αποτυπώνεται η ομαδοποίηση των τριών παραμέτρων (parameter pairing) σε κάθε συνιστώσα, εντούτοις είναι χρήσιμα γιατί αποδίδουν ποιοτικά την διασπορά των διαδιδόμενων κυμάτων σε δύο διαστάσεις, μιας παραμέτρου και της ισχύος. Είναι εύκολο να δει κανείς με κόκκινο χρώμα τη σχεδόν αμετάβλητη τιμή των τριών παραμέτρων της πιο ισχυρής συνιστώσας η οποία λόγω των συνθηκών μέτρησης αντιστοιχεί στη συνιστώσα οπτικής επαφής (LoS component). Αυτό αποδεικνύεται από το γεγονός ότι η συνιστώσα αυτή έχει τη μικρότερη τιμή καθυστέρησης διάδοσης τ_{LoS} . Το ζεύγος παραμέτρων ($\varphi_{R,LoS}$, $\varphi_{T,LoS}$) δίνει την πληροφορία προσανατολισμού των στοιχειοκεραιών κατά τη διάρκεια της μέτρησης, ενώ η τιμή της τ_{LoS} επαληθεύτηκε από την απόσταση διαχωρισμού πομπού δέκτη d_{Tx-Rx} μια και για κάθε μέτρηση βρέθηκε ότι $d_{Tx-Rx} = c \cdot \tau_{LoS}$, όπου $c \simeq 3 \cdot 10^8 m/sec$ η ταχύτητα διάδοσης του φωτός. Το σχόλιο για την αργή χρονική μεταβολή των τιμών των παραμέτρων ισχύει γενικότερα για τις συνιστώσες και όχι μόνο για την LoS συνιστώσα. Η ορθότητα του ισχυρισμού αυτού είναι φανερή από την σταθερότητα των χρωμάτων κατά μήκος του άξονα του χρόνου t στα τρία γραφήματα κάθε σχήματος και επαληθεύει την παραδοχή/θεώρηση που γίνεται στην παραμετρική μοντελοποίηση ραδιοδιαύλου για αργή χρονική μεταβολή των παραμέτρων.

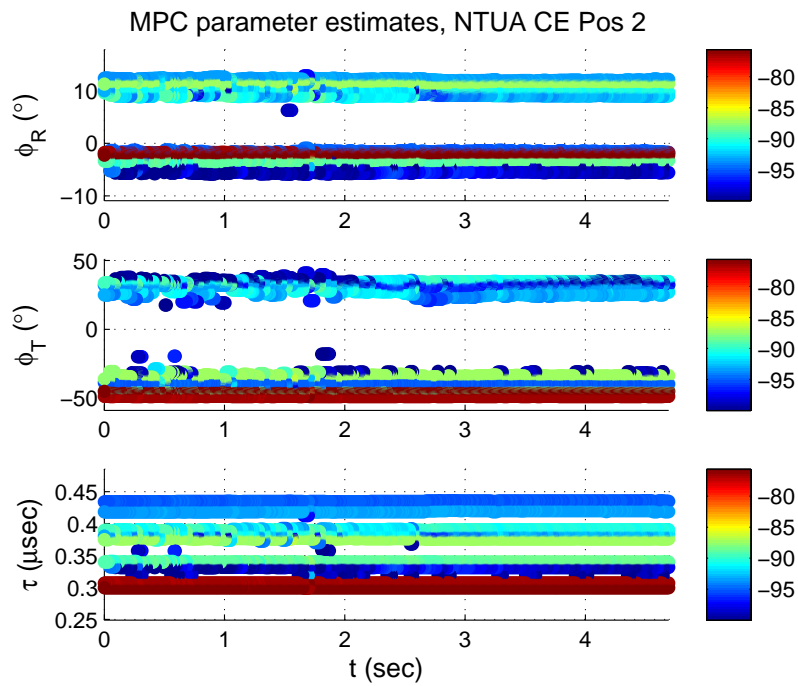
Επιπλέον, από τα τρία αυτά σχήματα είναι φανερή η συγκριτικά αυξημένη γωνιακή διασπορά της ισχύος στο περιβάλλον της λεωφ. Συγγρού κυρίως στην πλευρά του πομπού. Πράγματι,

συγκρίνοντας το εύρος τιμών που λαμβάνει η παράμετρος φ_T στο σχ. 6.2 με τα σχήματα 6.3 και 6.4, είναι φανερή η αυξημένη σκέδαση που υπάρχει στην κοντινή περιοχή του πομπού. Στο σημείο αυτό υπενθυμίζεται η ασάφεια/αμφισημεία που υπάρχει στον προσδιορισμό της γωνίας πρόσπτωσης κύματος όταν αυτός γίνεται με χρήση ULA. Όπως αναλύθηκε στην ενότητα 4.9, δεν είναι εύκολο να προσδιοριστεί αν το κύμα προσπίπτει στην στοιχειοκεραία από την εμπρός ή την πίσω πλευρά (front to back ambiguity). Η ατέλεια αυτή θα πρέπει να συνυπολογίζεται στην αξιολόγηση όλων των αποτελεσμάτων εκτίμησης γωνίας διάδοσης που παρουσιάζονται. Στην προκειμένη περίπτωση του πομπού στην λεωφ. Συγγρού αυτή η αμφισημεία για την αληθινή τιμή της φ_T δεν αλλάζει την ποιοτική παρατήρηση της αυξημένης σκέδασης στην κοντινή περιοχή της Tx ULA, αλλά επιτρέπει να γίνει η υπόθεση ότι οι σχεδιαστές που αλληλεπιδρούν με τα εκπεμπόμενα κύματα που τελικά φτάνουν στο δέκτη βρίσκονται χωρικά καταναμημένοι τριγύρω της. Η υπόθεση αυτή είναι λογική αν αναλογιστεί κανείς ότι ο πομπός ήταν τοποθετημένος στο επίπεδο του δρόμου και είχε πληθώρα σχεδιαστών να τον περιβάλλουν. Όμοιος συλλογισμός μπορεί να γίνει και για τον πομπό της οδού Τσιμισκή, όπου ο περιορισμός του εύρους τιμών της φ_T γύρω από τη γωνία 0° εξηγείται φυσικά από τη διάδοση κατά μήκος ενός στενού δρόμου.

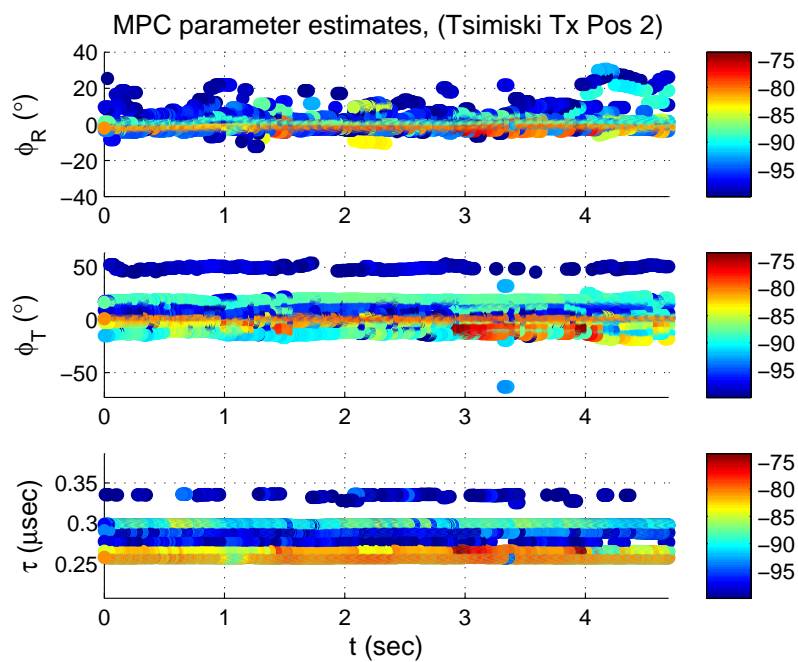
Στην πλευρά του δέκτη, η κατασκευή της στοιχειοκεραίας επέτρεπε την λήψη κυμάτων με γωνία άφιξης μόνο στο πεδίο τιμών $\varphi_R \in [-\pi/2, \pi/2]$, οπότε για όλες τις μετρήσεις δεν υπάρχει το θέμα της αμφισημείας των εκτιμήσεων της παραμέτρου φ_R . Η περιορισμένη γωνιακή διασπορά της ισχύος στο δέκτη στη λεωφ. Συγγρού, σε σύγκριση με τη αντίστοιχη του πομπού, εξηγείται από την τοποθέτηση της κεραίας σε οροφή (ταράτσα ΕΛΦΙΝΚΟ Α.Ε) οπότε υπάρχει αφενός απουσία τοπικών σχεδιαστών στην περιοχή της Rx ULA και αφετέρου ο πομπός και οι τοπικοί του σχεδιαστές φαίνονται υπό μικρή γωνία απο την θέση του δέκτη λόγω της απόστασης διαχωρισμού τους.



Σχήμα 6.2: Εκτιμήσεις παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών, λεωφ. Συγγρού θέση 6



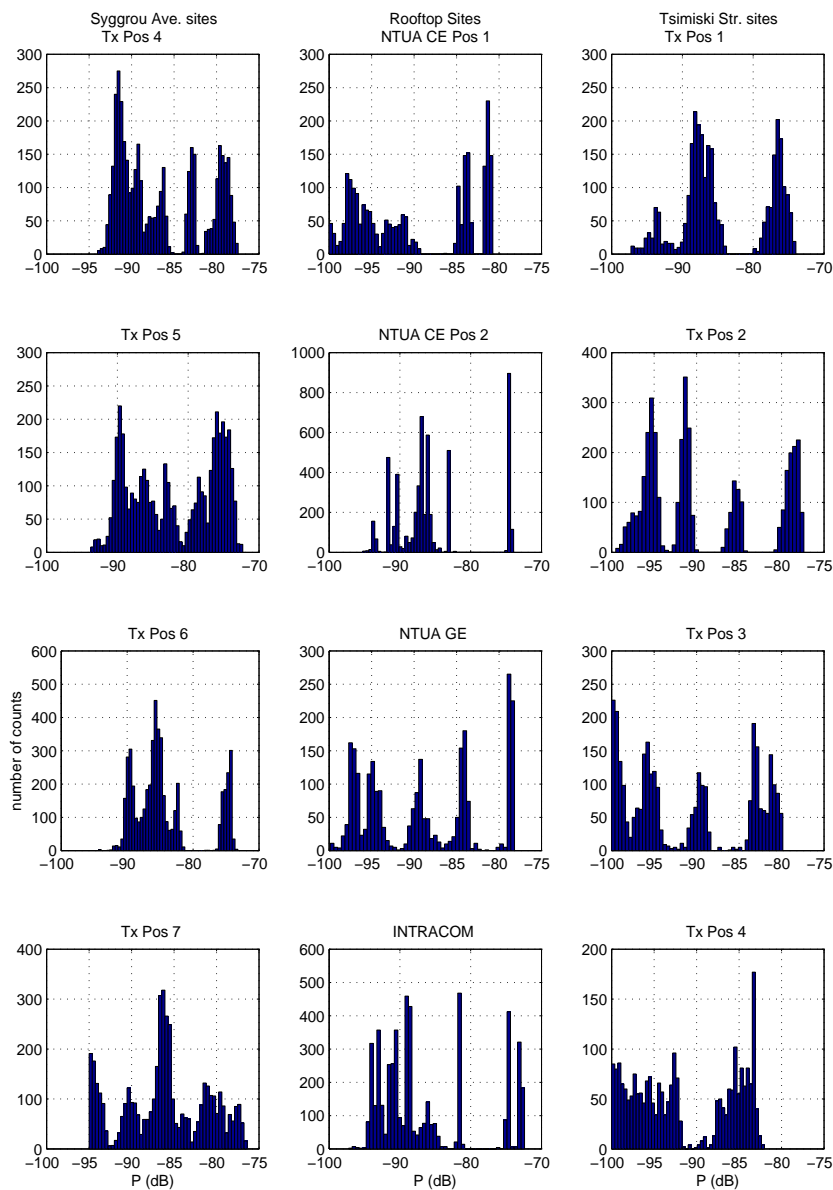
Σχήμα 6.3: Εκτιμήσεις παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών, μετρήσεις οροφής, EMII κτ. Χημ. Μηχ. θέση 2



Σχήμα 6.4: Εκτιμήσεις παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών, μετρήσεις οδού Τσιμισκή θέση 2

6.3.1 Ιστογράμματα Ισχύος

Ενδιαφέρον παρουσιάζει να εξετάσει κανείς το εύρος αλλά και την συχνότητα εμφάνισης των τιμών της ισχύος των πολυδιαδρομικών συνιστωσών σε όλες τις θέσεις μέτρησης. Ένας απλός τρόπος για να γίνει αυτό είναι μέσω των εμπειρικών ιστογραμμάτων των τιμών P_l , $l = 1, \dots, L(t_n)$, $n = 1, \dots, N_{snap}$ τα οποία απεικονίζονται στο σχ.(6.5) για το σύνολο των μετρήσεων. Δύο παρατηρήσεις μπορούν να γίνουν από τα εμπειρικά ιστογράμματα: α) η σταθερή συγκέντρωση τιμών στο δεξί κομμάτι της γραφικής παράστασης όπου φαίνεται σχετικά αυξημένη συχνότητα οφείλεται στην συνεχόμενη εκτίμηση της συνιστώσας οπτικής επαφής με ισχύ P_{LoS} για όλα τα στιγμιότυπα μέτρησης και β) το γεγονός ότι οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες που ανιχνεύτηκαν μπορούν να λαμβάνουν τιμές ισχύος ως και $20dB$ κάτω από την P_{LoS} .



Σχήμα 6.5: Ιστογράμματα ισχύος πολυδιαδρομικών συνιστωσών

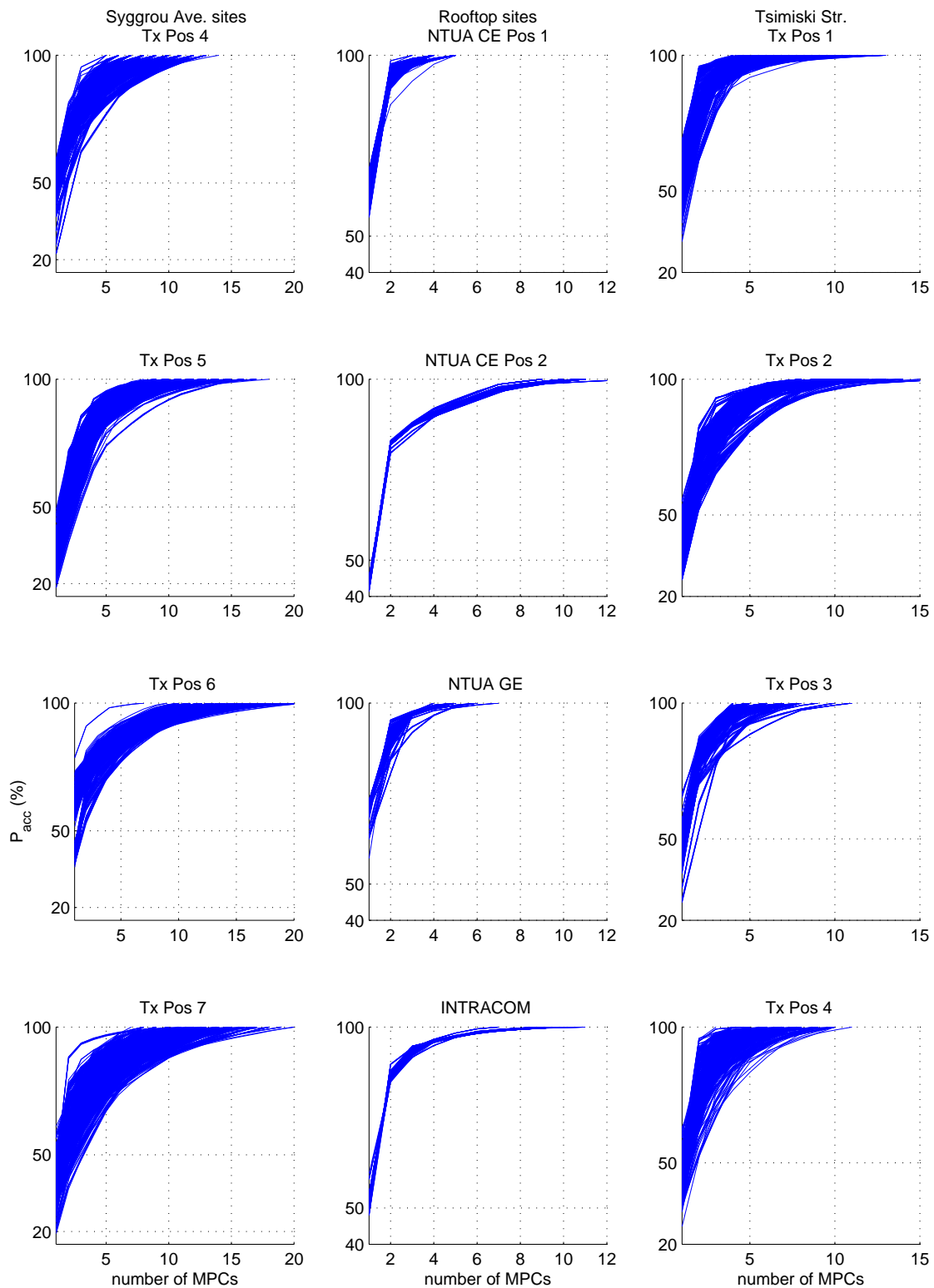
6.3.2 Συσσώρευση ισχύος στις πολυδιαδρομικές συνιστώσες

Ένα ακόμη θέμα που αξίζει να εξεταστεί είναι πως συσσωρεύεται η συνολική εκτιμημένη ισχύς στις πολυδιαδρομικές συνιστώσες. Σημειώνεται ότι η συνολική ισχύς που εκτιμήθηκε διαφέρει ως μέγεθος από την συνολική ισχύ που μετρήθηκε $P_{meas,tot}$ όπως θα εξηγηθεί αργότερα στην ενότητα 6.5 όπου γίνεται σύγκριση των αναδομημένων και μετρημένων διαύλων. Η συσσώρευση ισχύος φαίνεται μελετώντας το πως μεταβάλλεται το ποσοστό της συνολικής εκτιμημένης ισχύος P_{acc} με την βαθμιαία αύξηση του πλήθους των συνιστωσών [80]. Για τον υπολογισμό του ποσοστού P_{acc} για κάθε στιγμιότυπο, αρχικά οι εκτιμημένες συνιστώσες διατάσσονται με βάση την ισχύ τους σε φθίνουσα σειρά ως εξής $P_1 > \dots > P_{l_{ord}} > \dots > P_L$, $l_{ord} \in [1, L]$ και στη συνέχεια υπολογίζεται το μέγεθος P_{acc} από την (6.6)

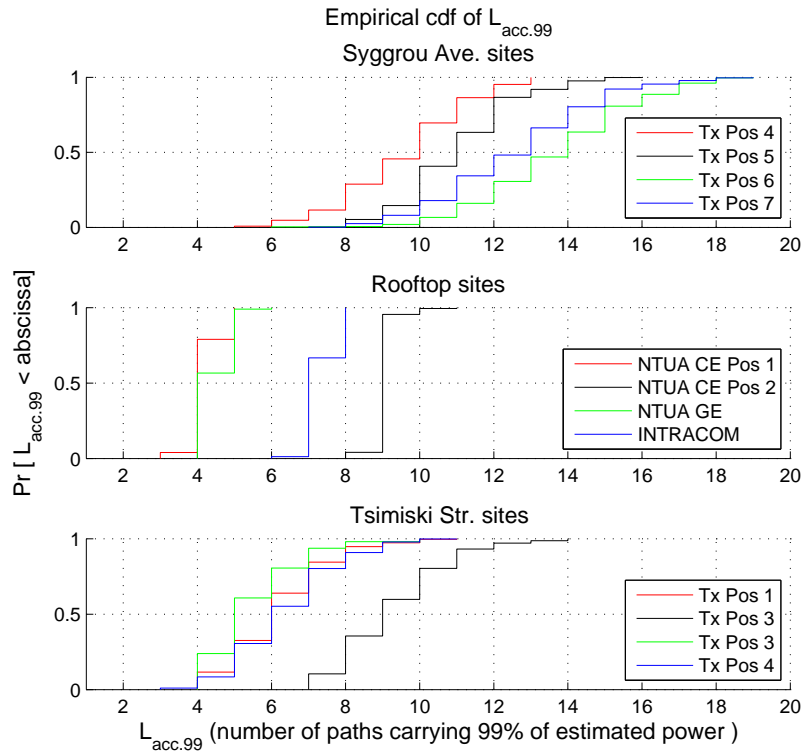
$$P_{acc}(k;t) = \frac{\sum_{l_{ord}=1}^k P_{l_{ord}}(t)}{\sum_{l_{ord}=1}^{L(t)} P_{l_{ord}}(t)}, \quad k = 1, \dots, L(t) \quad (6.6)$$

Οι γραφικές παραστάσεις του $P_{acc} \forall t$ απεικονίζονται στο σχ. 6.6. Συγκρίνοντας ποιοτικά τα διάφορα περιβάλλοντα μέτρησης, μια πρώτη παρατήρηση αφορά στη διαφορά που υπάρχει ανάμεσα στο εύρος των τεταγμένων για μια οποιαδήποτε τετμημένη. Τα περιβάλλοντα της λεωφ. Συγγρού και της οδού Τσιμισκή έχουν σαφώς μεγαλύτερη διασπορά των τιμών για ένα συγκεκριμένο πλήθος πηγών από την αντίστοιχη διασπορά που έχουν οι μετρήσεις οροφής, όπως φαίνεται από το πάχος των καμπυλών. Η συμπεριφορά αυτή ποιοτικά εξηγείται από τη μεγαλύτερη στατικότητα του περιβάλλοντος διάδοσης οροφής όπως αυτή αναδεικνύεται από την μικρότερη μεταβλητότητα των εκτιμήσεων P_l . Ακόμη, δεδομένης της οπτικής επαφής που υπάρχει σε κάθε σενάριο μέτρησης είναι λογικό να υποτεθεί ότι η συνιστώσα με τη μέγιστη λαμβανόμενη ισχύ (η οποία έχει και τη μικρότερη καθυστέρηση διάδοσης) είναι η συνιστώσα οπτικής επαφής, άρα $P_{l_{ord}=1} = P_{LoS}$. Από τις καμπύλες φαίνεται ότι σε γενικές γραμμές η LoS συνιστώσα μεταφέρει μεγαλύτερο ποσοστό ισχύος στα περιβάλλοντα της οδού Τσιμισκή και οροφής από ότι στο περιβάλλον της λεωφ. Συγγρού. Επιπλέον, ενδεικτικά μπορεί να παρατηρηθεί ότι στη χειρότερη των περιπτώσεων (βλ. λεωφ. Συγγρού θέση 7) με 5 συνιστώσες είναι δυνατό να μεταφερθεί το 70% της συνολικής ισχύος των πολυδιαδρομικών συνιστωσών ενώ στην καλύτερη των περιπτώσεων (βλ. ΕΜΠ κτ. Χημ. Μηχ. θέση 1) με 5 συνιστώσες μεταφέρεται σχεδόν το σύνολο της ισχύος. Εστιάζοντας στο ποσοστό 99% μπορεί να προσδιοριστεί το πλήθος των συνιστωσών $L_{acc,99}$ για το οποίο ισχύει $P_{acc}(L_{acc,99}; t) = 0.99$ για κάθε στιγμιότυπο μέτρησης. Στο σχ. 6.7 απεικονίζεται η εμπειρική σκπ του μεγέθους $L_{acc,99}$ όπου φαίνεται ότι κατά μέσο όρο είναι δυνατό 14, 9 και 9 συνιστώσες να μεταφέρουν το 99% της ισχύος στα σενάρια διάδοσης δρόμου-οροφής, οροφής-οροφής και δρόμου-δρόμου αντίστοιχα.

Κεφάλαιο 6. Πειραματικά αποτελέσματα παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών



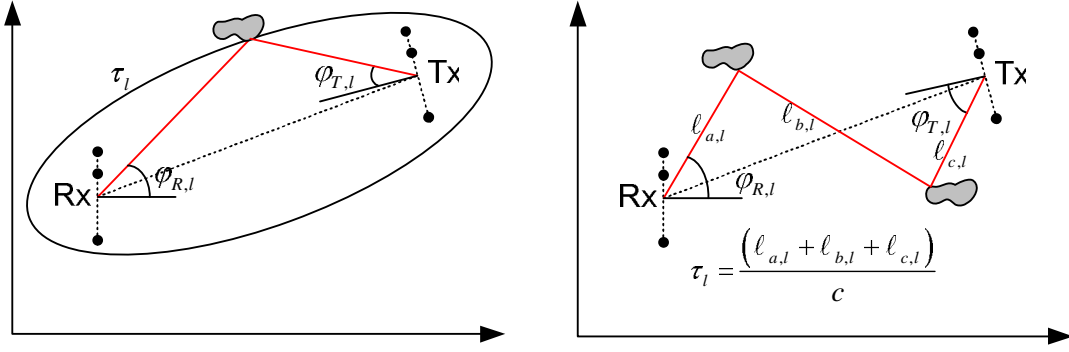
Σχήμα 6.6: Συσσώρευση ισχύος στις πολυδιαδρομικές συνιστώσες



Σχήμα 6.7: Εμπειρική σκπ του πλήθους των συνιστωσών που μεταφέρουν το 99% της συνολική εκτιμημένης ισχύος

6.4 Εκτιμήσεις των διδιάστατων από κοινού συναρτήσεων πυκνότητας πιθανότητας παραμέτρων

Οι παράμετροι των πολυδιαδρομικών συνιστωσών $\varphi_R, \varphi_T, \tau$ είναι άμεσα συνδεδεμένες με την αλληλεπίδραση των διαδιδόμενων κυμάτων με του σκεδαστές που υπάρχουν στο περιβάλλον διάδοσης. Αν για παράδειγμα θεωρηθεί μονή σκέδαση τότε σε ένα διδιάστατο σύστημα συντεταγμένων με σαφώς ορισμένες τις θέσεις πομπού και δέκτη και τους προσανατολισμούς των κεραιών τους είναι δυνατό να προσδιοριστεί μονοσήμαντα η θέση ενός σκεδαστή από οποιοδήποτε ζεύγος παραμέτρων $(\varphi_{R,l}, \pi)$, $(\varphi_{T,l}, \pi)$ ή $(\varphi_{R,l}, \varphi_{T,l})$ (βλ. σχ. 6.8). Αν η σκέδαση είναι διπλή τότε πάλι είναι δυνατό να εκτιμηθεί η θέση δύο σκεδαστών από την τριπλέτα $(\varphi_{R,l}, \varphi_{T,l}, \pi)$ (βλ. σχ. 6.8). Στην περίπτωση πολλαπλής σκέδασης δεν είναι δυνατός ο προσδιορισμός της θέσης του σκεδαστή. Σε κάθε περίπτωση όμως είναι φανερή η εξάρτηση των $\varphi_R, \varphi_T, \tau$ από την θέση του σκεδαστή στο χώρο καθώς επίσης και η μεταξύ τους εξάρτηση. Συνεπώς, η πλήρης περιγραφή γεωμετρική - ντετερμινιστική ενός περιβάλλοντος δάδοσης θα περιλαμβάνει τον προσδιορισμό των διανυσμάτων θέσης των σκεδαστών. Όμοια, η πλήρης γεωμετρική - στοχαστική περιγραφή θα περιλαμβάνει την συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της θέσης τους ή ισοδύναμα την 3-D απο κοινού συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας των χαρακτηριστικών των πολυδιαδρομικών συνιστωσών δηλ. την $f(\varphi_R, \varphi_T, \tau)$. Οι 2-D και 1-D



Σχήμα 6.8: Σενάρια διάδοσης με μονή (αριστερά) και διπλή (δεξιά) σκέδαση πολυδιαδρομικής συνιστώσας

περιθώριες σππ των παραμέτρων δίνονται από τις εξ. (6.7) και (6.8) αντίστοιχα.

$$f(\varphi_R, \tau) = \int_{\varphi_T} f(\varphi_R, \varphi_T, \tau) d\varphi_T$$

$$f(\varphi_T, \tau) = \int_{\varphi_R} f(\varphi_R, \varphi_T, \tau) d\varphi_R \quad (6.7)$$

$$f(\varphi_R, \varphi_T) = \int_{\tau} f(\varphi_R, \varphi_T, \tau) d\tau$$

$$f(\varphi_R) = \int_{\tau} \int_{\varphi_T} f(\varphi_R, \varphi_T, \tau) d\varphi_T d\tau$$

$$f(\varphi_T) = \int_{\tau} \int_{\varphi_R} f(\varphi_R, \varphi_T, \tau) d\varphi_R d\tau \quad (6.8)$$

$$f(\tau) = \int_{\varphi_R} \int_{\varphi_T} f(\varphi_R, \varphi_T, \tau) d\varphi_R d\varphi_T$$

Από την παραπάνω ανάλυση είναι φανερό πως δεν είναι ορθή η απλοποιητική παραδοχή της ανεξαρτησίας των τυχαίων μεταβλητών $\varphi_R, \varphi_T, \tau$, οπότε γενικά ισχύει ότι

$$f(\varphi_R, \varphi_T, \tau) \neq f(\varphi_R) f(\varphi_T) f(\tau) \quad (6.9)$$

6.4.1 Μη παραμετρική εκτίμηση πυκνότητας πιθανότητας με χρήση συνάρτησης πυρήνα

Παρόλα αυτά, η παρουσίαση των εκτιμήσεων των πολυδιαδρομικών συνιστωσών είναι πιο αποτελεσματική για να εμβαθύνει κανείς στον διασκορπιστικό χαρακτήρα του ραδιοδιαύλου αν δοθεί ανά ζεύγος παραμέτρων αντί για κάθε παράμετρο χωριστά. Για το λόγο αυτό υπολογίστηκαν εκτιμήσεις των 2-D σππ χρησιμοποιώντας την μέθοδο εκτίμησης πυκνότητας με πυρήνα (kernel density estimator - KDE). Η μέθοδος 2-D KDE προτιμήθηκε από τα 2-D

εμπειρικά ιστογράμματα γιατί περιλαμβάνει την ομαλοποίηση των διακριτών δεδομένων και οπτικά αναδεικνύει καλύτερα την ύπαρξη ομάδων συνιστωσών με κοντινές τιμές παραμέτρων. Γενικά, η εκτίμηση της από κοινού σππ δύο τυχαίων μεταβλητών a, b με χρήση πυρήνα K_{ker} γίνεται γενικά από την εξ. (6.10)

$$\hat{f}_{K_{ker}}(a, b) = \frac{1}{N_{samples}} \sum_{i=1}^{N_{samples}} K_{ker} \left(\frac{a - a_i}{h_a} \right) K_{ker} \left(\frac{b - b_i}{h_b} \right) \quad (6.10)$$

όπου $N_{samples}$ το πλήθος δειγμάτων της κάθε μεταβλητής. Η πιο συνηθισμένη επιλογή για τη συνάρτηση πυρήνα K_{ker} είναι η κανονική συνάρτηση

$$K_{ker} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} \quad (6.11)$$

Οι παράμετροι h_a, h_b περιγράφουν το εύρος της συνάρτησης πυρήνα καθώς κινείται κατά μήκος του άξονα της κάθε μεταβλητής. Αν η διαμέριση της κάθε μεταβλητής είναι $g_m, m = a, b$ τότε η τιμή της παραμέτρου $h_m, m = a, b$ δίνεται

$$h_m = \text{median} \left(\frac{|g_m - \text{median}(g_m)|}{0.6745} \right) \left(\frac{1}{N_{samples}} \right)^{\frac{1}{6}}, \quad m = a, b \quad (6.12)$$

ακολουθώντας την πρόταση της αναφοράς [81].

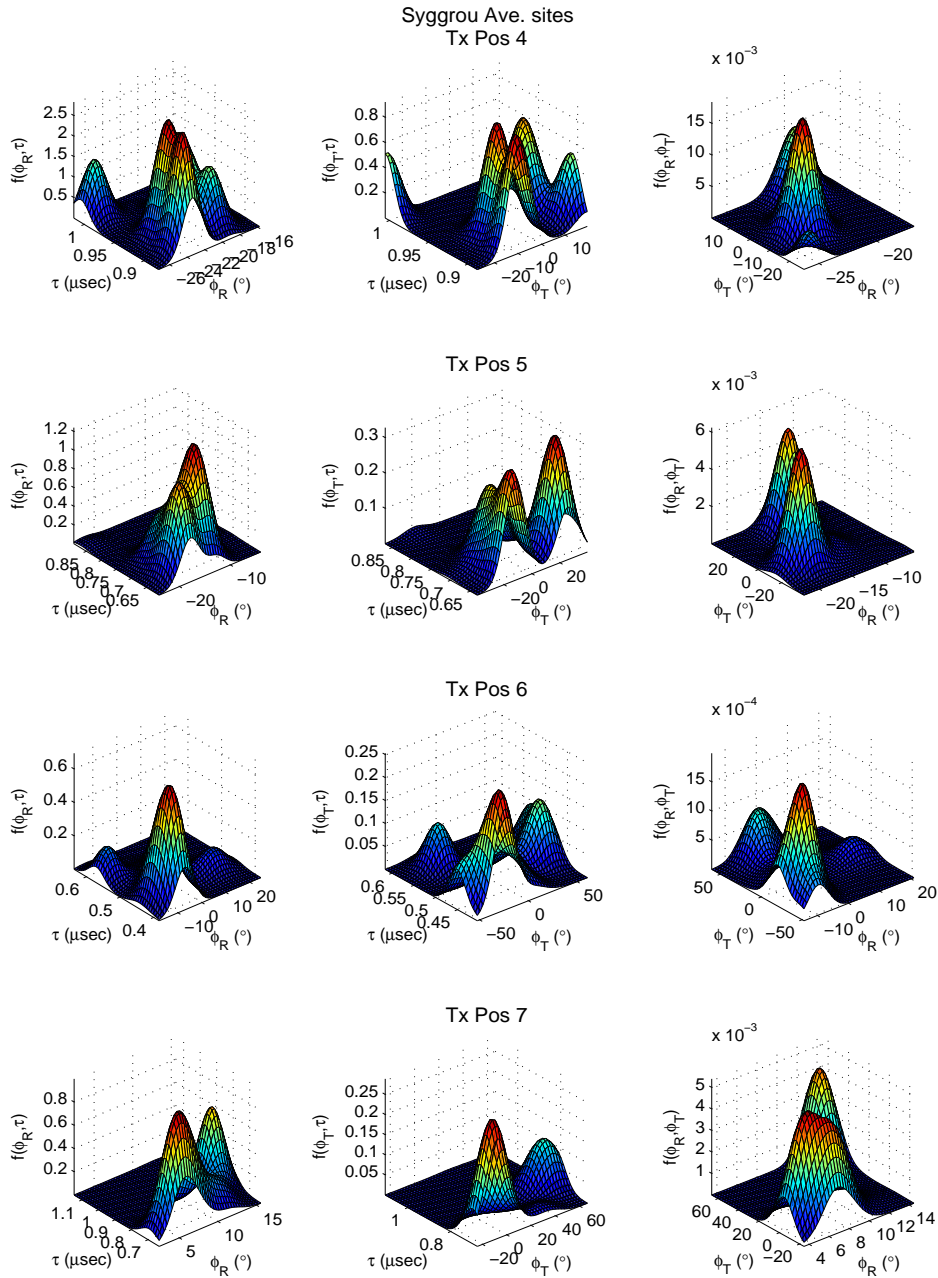
6.4.2 Εμπειρικά αποτελέσματα

Τα αποτελέσματα του μη παραμετρικού υπολογισμού των $\hat{f}(\varphi_R, \tau)$, $\hat{f}(\varphi_T, \tau)$, $\hat{f}(\varphi_R, \varphi_T)$ απεικονίζονται στα σχ. 6.9 - 6.11 για τα περιβάλλοντα μετρήσεων της λεωφ. Συγγρού, ΕΜΠ/ΙΝΤΡΑΚΟΜ και της οδού Τσιμισκή αντίστοιχα. Μια πρώτη παρατήρηση για όλες τις θέσεις μέτρησης αφορά στην εμφάνιση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών σε ομάδες όπως αυτή φαίνεται από την συγκέντρωση της μάζας των 2-D σππ σε ορισμένες περιοχές του πεδίου ορισμού της. Με το όρο ομάδα εννοείται ένα σύνολο από πολυδιαδρομικές συνιστώσες με κοντινές τιμές παραμέτρων $\varphi_R, \varphi_T, \tau$ ή αλλιώς με όμοια γεωμετρικά χαρακτηριστικά. Μια εκτίμηση του πλήθους των ομάδων γίνεται εξετάζοντας οπτικά τις γραφικές των σππ και μπορεί να ποικίλει ανάλογα με το είδος της σππ που εξετάζεται. Για παράδειγμα στην λεωφ. Συγγρού θέση 7 εξετάζοντας κανείς τις $\hat{f}(\varphi_R, \tau)$, $\hat{f}(\varphi_T, \tau)$, $\hat{f}(\varphi_R, \varphi_T)$ φαίνεται να υπάρχουν 2 ομάδες πολυδιαδρομικών συνιστωσών και από τις 3 γραφικές. Στη θέση 6 όμως, από τις $\hat{f}(\varphi_R, \tau)$ $\hat{f}(\varphi_R, \varphi_T)$ οι ομάδες είναι 2 ενώ από την $\hat{f}(\varphi_T, \tau)$ οι ομάδες είναι 3. Όμοιες παρατηρήσεις σχετικά με το πλήθος των ομάδων μπορούν να γίνουν και για τα υπόλοιπα περιβάλλοντα μέτρησης.

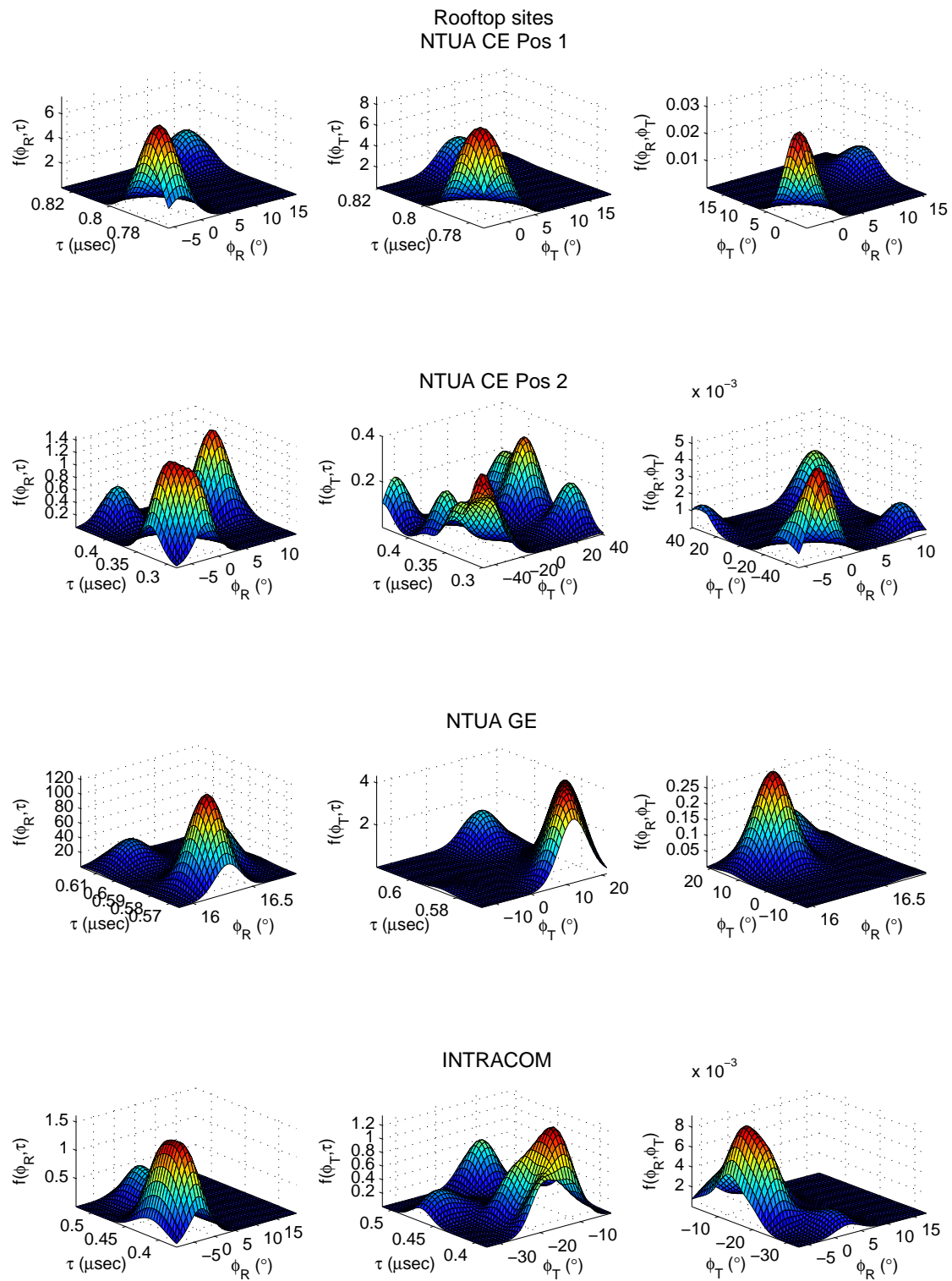
Σύμφωνα με τα παραπάνω, τίθεται το θέμα της επιλογής του τρόπου ομαδοποίησης των συνιστωσών. Η πιο ορθή αντιμετώπιση θα περιλάμβανε τις σππ και για τα 3 ζεύγη παραμέτρων. Εντούτοις, για την περίπτωση της διπλοκατευθυντικής περιγραφής του διαύλου πολλές φορές ακολουθείται στη βιβλιογραφία η προσέγγιση οπτικής ομαδοποίησης βάσει των γωνιακών

Κεφάλαιο 6. Πειραματικά αποτελέσματα παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών

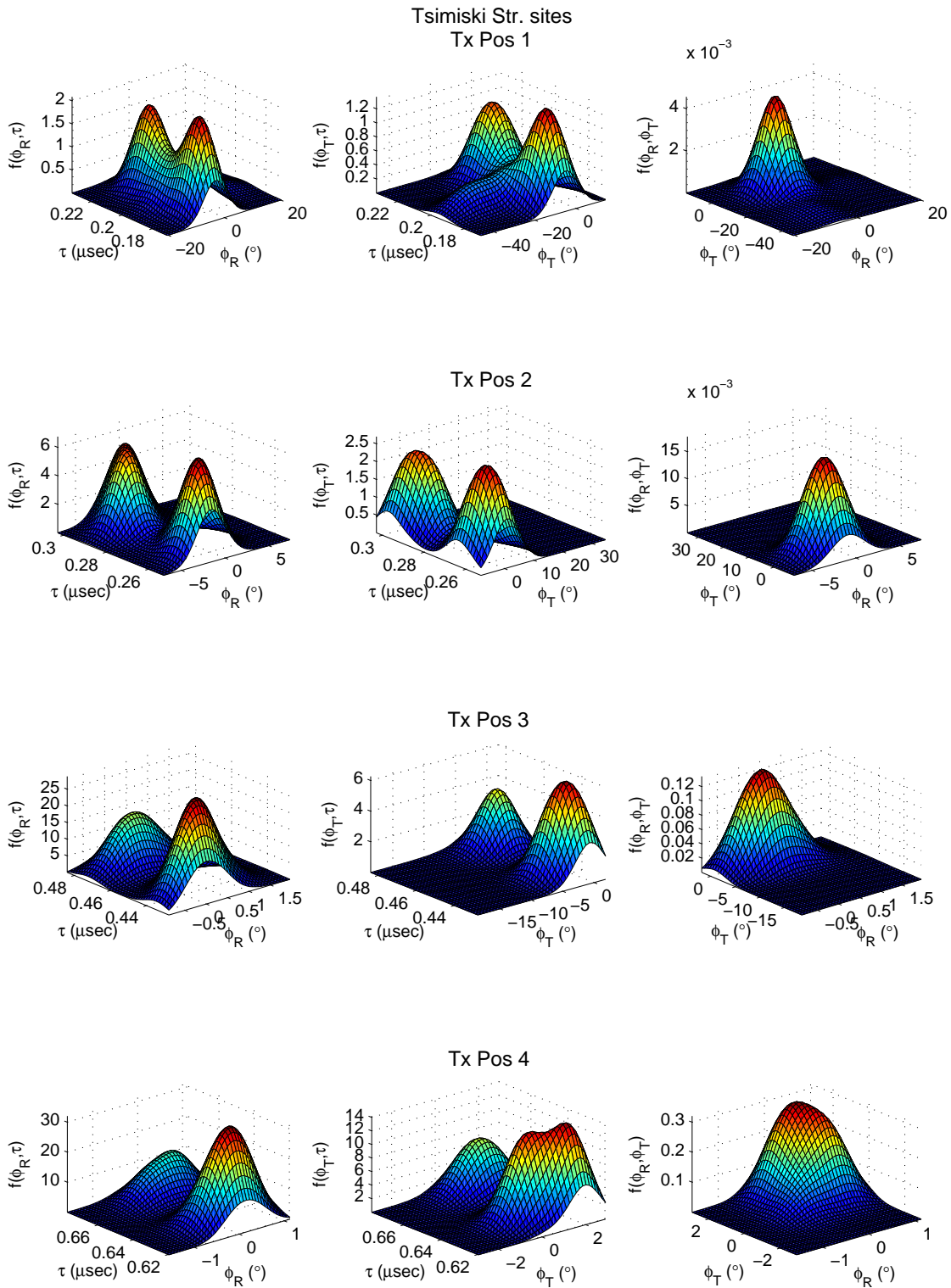
χαρακτηριστικών μόνο. Σημειώνεται, ότι μια ομαδοποίηση με βάση τους λοβούς των σππ βασίζεται μόνο στις γεωμετρικές παραμέτρους των συνιστωσών και όχι στην πληροφορία ισχύος τους. Για το λόγο αυτό, η οπτική αναγνώριση των ομάδων πρέπει να γίνει όχι μόνο από τις σππ αλλά και από τις φασματικές πυκνότητες ισχύος όπως θα δειχθεί παρακάτω.



Σχήμα 6.9: Από κοινού διδιάστατες σππ παραμέτρων ϕ_R , ϕ_T , τ , μετρήσεις λεωφ. Συγγρού



Σχήμα 6.10: Από κοινού διδιάστατες σππ παραμέτρων φ_R , φ_T , τ , μετρήσεις οροφής



Σχήμα 6.11: Από κοινού διδιάστατες σππ παραμέτρων φ_R , φ_T , τ , μετρήσεις οδού Τσιμισκή

6.5 Σύγκριση αναδομημένων διαύλων με πειραματικά δεδομένα

Η γνώση του συνόλου των παραμέτρων των συνιστωσών για κάθε μετρημένο στιγμιότυπο επιτρέπει την αναδόμηση της συνάρτησης μεταφοράς του διαύλου σε όλα τα πεδία περιγραφής που εκφράζουν τη μεταβλητή φύση του καναλιού, δηλ τα πεδία χρόνου t , συχνότητας f , και χώρου m_R στον δέκτη και m_T τον πομπό. Η αναδόμηση γίνεται με την εξ.(6.13) η οποία θεωρεί την ύπαρξη μόνο L διακριτών πολυδιαδρομικών συνιστωσών καθώς και την απουσία θορύβου (noise free reconstruction).

$$\text{vec} \{ \mathbf{T}_{rc,nf} \} = \hat{\mathbf{A}} \cdot \hat{\mathbf{s}} \quad (6.13)$$

Η εκτίμηση του 3-D πίνακα καθοδήγησης $\hat{\mathbf{A}}$ δίνεται από το Khatri-Rao γινόμενο των επιμέρους (για κάθε παράμετρο) 1-D πινάκων καθοδήγησης, δηλ.

$$\hat{\mathbf{A}} = \hat{\mathbf{A}}_f \diamond \hat{\mathbf{A}}_T \diamond \hat{\mathbf{A}}_R \in \mathbb{C}^{M_f M_T M_R \times L} \quad (6.14)$$

όπου ο καθένας δίνεται από

$$\hat{\mathbf{A}}_r = \left[\mathbf{a}_r(\hat{\mu}_{r,1}) \quad \mathbf{a}_r(\hat{\mu}_{r,2}) \quad \dots \quad \mathbf{a}_r(\hat{\mu}_{r,L}) \right] \in \mathbb{C}^{M_r \times L}, \quad r = f, T, R \quad (6.15)$$

με \mathbf{a} να είναι τα διανύσματα καθοδήγησης

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_f(\hat{\mu}_{f,l}) &= \left[e^{j\left(\frac{1-M_f}{2}\right)\hat{\mu}_{f,l}} \dots 1 \dots e^{j\left(\frac{M_f-1}{2}\right)\hat{\mu}_{f,l}} \right]^T \in \mathbb{C}^{M_f \times 1} \\ \mathbf{a}_T(\hat{\mu}_{T,l}) &= \left[1 \quad e^{j\hat{\mu}_{T,l}} \quad \dots \quad e^{j(M_T-1)\hat{\mu}_{T,l}} \right]^T \in \mathbb{C}^{M_T \times 1} \\ \mathbf{a}_R(\hat{\mu}_{R,l}) &= \left[1 \quad e^{j\hat{\mu}_{R,l}} \quad \dots \quad e^{j(M_R-1)\hat{\mu}_{R,l}} \right]^T \in \mathbb{C}^{M_R \times 1} \end{aligned} \quad (6.16)$$

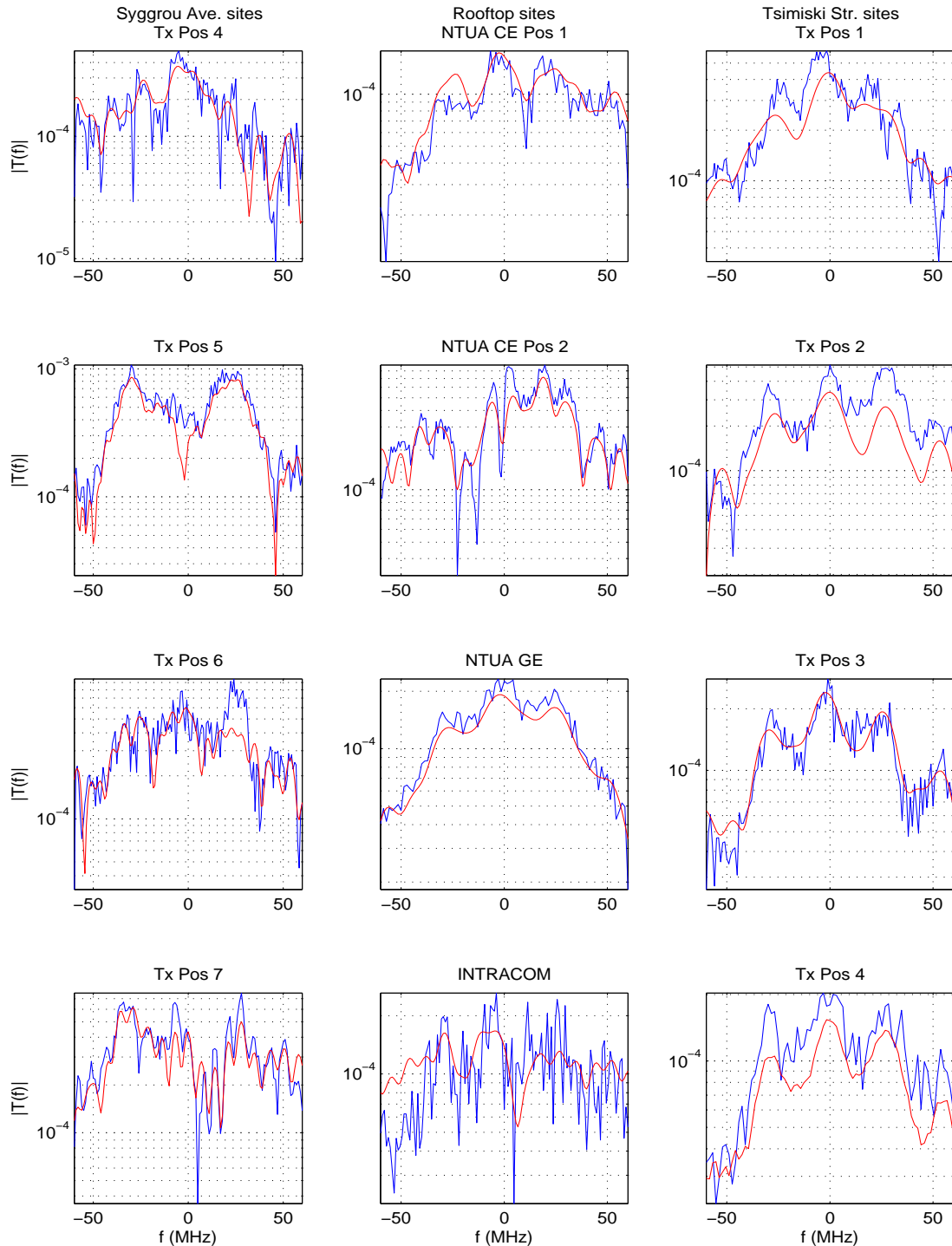
και $\hat{\mu}_{r,l}$ οι εκτιμήσεις των χωρικών συχνοτήτων οι οποίες συνδέονται με τις εκτιμήσεις των παραμέτρων των συνιστωσών ως εξής:

$$\begin{aligned} \hat{\mu}_{f,l} &= -2\pi\Delta_f\hat{\tau}_l \\ \hat{\mu}_{T,l} &= -\frac{2\pi}{\lambda}\Delta_T \sin(\hat{\varphi}_{T,l}) \\ \hat{\mu}_{R,l} &= -\frac{2\pi}{\lambda}\Delta_R \sin(\hat{\varphi}_{R,l}) \end{aligned} \quad (6.17)$$

Για την αναδόμηση των μετρημένων διαύλων, το πλήθος και οι αποστάσεις διαχωρισμού των δειγμάτων που δηλώνουν οι παράμετροι M_f, M_T, M_R και $\Delta_f, \Delta_T, \Delta_R$ αντίστοιχα, επιλέγονται όμοια με αυτά της κάθε μέτρησης. Οπότε, στην εφαρμογή της (6.13) επιλέγεται για όλες τις μετρήσεις $M_R = M_T = 8, \Delta_R = 0.4\lambda, \Delta_T = 0.5\lambda$ ενώ οι ακριβείς τιμές των $M_f, \Delta_f = BW_{meas}/(M_f - 1)$ ποικίλουν για κάθε μέτρηση ανάλογα με τον διαχωρισμό σήματος-θορύβου που περιγράφηκε στην παράγραφο 5.9.4.

Κεφάλαιο 6. Πειραματικά αποτελέσματα παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών

Ενδεικτικά αποτελέσματα της αναδόμησης δίνονται στο σχ. 6.12 για ένα SISO κανάλι και το πρώτο στιγμιότυπο κάθε θέσης μέτρησης.



Σχήμα 6.12: Στιγμιότυπο του μέτρου μετρημένης (μπλε γραμμή) και της αναδομημένης μαγαδικής συνάρτησης μεταφοράς (κόκκινη γραμμή) ενός SISO διαύλου, $T (m_R = 1, m_T = 1, f, t = 1)$

6.5.1 Απώλεια ισχύος λόγω περιγραφής με διακριτό πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών

Ενδιαφέρον παρουσιάζει η σύγκριση της συνολικής μέσης ισχύος που εκτιμήθηκε P_{est_tot} με τη συνολική ισχύ που μετρήθηκε P_{meas_tot} . Οι ποσότητες υπολογίζονται μέσω των εξ. (6.18) και (6.19) αντίστοιχα

$$P_{meas_tot}(t_n) = \frac{1}{M_f M_R M_T} \sum_{k=1}^{M_f} \sum_{m_R=1}^{M_R} \sum_{m_T=1}^{M_T} |T_{meas}(m_R, m_T, f_k, t_n)|^2 \quad (6.18)$$

$$P_{est_tot}(t_n) = \frac{1}{M_f M_R M_T} \sum_{k=1}^{M_f} \sum_{m_R=1}^{M_R} \sum_{m_T=1}^{M_T} |T_{rc.nf}(m_R, m_T, f_k, t_n)|^2 \quad (6.19)$$

Για την ποσοτικοποίηση της ισχύος που δεν περιγράφεται από τις εκτιμημένες συνιστώσες ορίζεται ο λόγος P_{un} (unaccounted power) ως εξής:

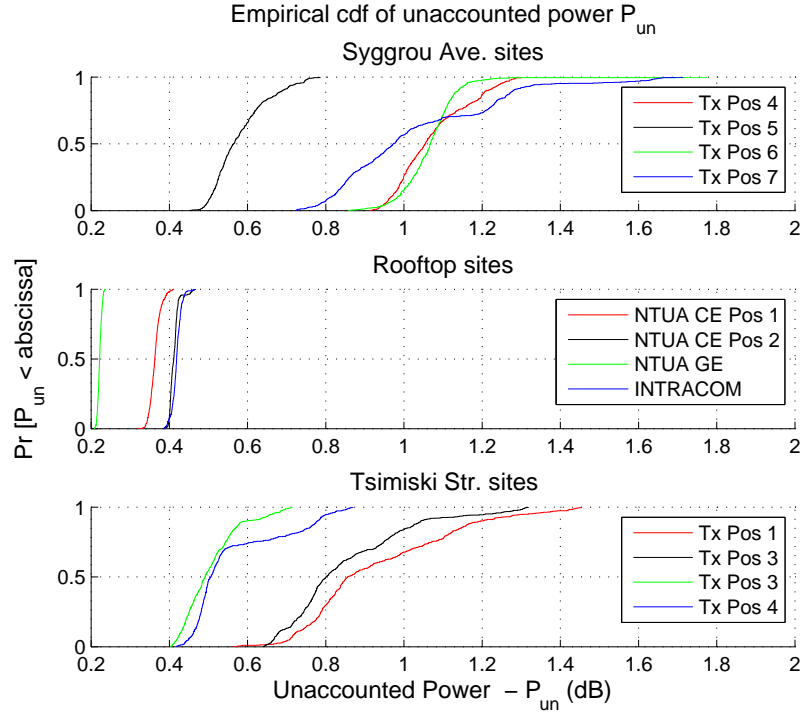
$$P_{un}(t_n) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{meas_tot}(t_n)}{P_{est_tot}(t_n)} \right) \quad (6.20)$$

Οι όποιες διαφορές στις τιμές των μετρημένων και εκτιμημένων ισχύων αποδίδονται: α) στις πολυδιαδρομικές συνιστώσες που υπάρχουν στο περιβάλλον και οφείλονται σε ισχυρές ανακλάσεις αλλά δεν εκτιμήθηκαν γιατί ο αλγόριθμος δεν κατάφερε να τις αναγνωρίσει β) στις πολυδιαδρομικές συνιστώσες που δεν είναι διακριτές γιατί δεν αντιστοιχούν σε ισχυρές ανακλάσεις με σαφή γεωμετρικά χαρακτηριστικά αλλά αντιστοιχούν σε συνιστώσες διάχυσης και γ) στην απουσία περιγραφής του θορύβου [82].

Πειραματικά αποτελέσματα αναφορικά με το μέγεθος P_{un} δίνονται στο σχ. 6.13 όπου απεικονίζονται οι εμπειρικές σκπ για όλες τις θέσεις μετρήσεων. Στις μετρήσεις οροφής-οροφής, η ισχύς που δεν οφείλεται σε ανακλάσεις είναι σαφώς μειωμένη (με $P_{un} < 0.5dB$) σε σχέση με τα αστικά περιβάλλοντα διάδοσης. Πράγματι, στη λεωφ. Συγγρού, στην χειρότερη των περιπτώσεων (θέση 4) για 90% των στιγμιότυπων ισχύει $P_{un} < 1.4dB$ ενώ αντίστοιχα για την οδό Τσιμισκή $P_{un} < 1.3dB$. Ποιοτικά λοιπόν μπορεί να ειπωθεί ότι στα περιβάλλοντα οροφής το σφάλμα μοντελοποίησης της διάδοσης με διακριτές πολυδιαδρομικές συνιστώσες είναι μικρότερο από ότι στα αστικά περιβάλλοντα διάδοσης.

6.5.2 Υπολειπόμενη φασματική πυκνότητα ισχύος καθυστέρησης

Η απώλεια ισχύος λόγω της περιγραφής με διακριτές συνιστώσες γίνεται αντιληπτή επίσης αν μελετήσει κανείς την υπολειπόμενη φασματική πυκνότητα ισχύος καθυστέρησης. Ο λόγος που η μελέτη γίνεται στο πεδίο της καθυστέρησης διάδοσης τ είναι η αυξημένη διακριτικότητα που προσφέρει ο αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier στο ζεύγος $f \xrightarrow{\mathcal{F}^{-1}} \tau$ λόγω του αυξημένου πλήθους δειγμάτων M_f και του μεγάλου εύρους ζώνης μέτρησης BW_{meas} . Αντίθετα το περιορισμένο διαθέσιμο πλήθος χωρικών δειγμάτων σε πομπό και δέκτη (M_T, M_R) δεν επιτρέπει τον μη παραμετρικό υπολογισμό γωνιακής φασματικής πυκνότητας ισχύος με αποδεκτή



Σχήμα 6.13: Ισχύς που δε λαμβάνεται υπόψη από τις εκτιμημένες πολυδιαδρομικές συνιστώσες

διακριτικότητα στα πεδία φ_T και φ_R .

Η υπολειπόμενη μέση φασματική πυκνότητα ισχύος καθυστέρησης $P_{res}(t, \tau)$ υπολογίζεται από την υπολειπόμενη χωρο-χρονομεταβλητή συνάρτηση μεταφοράς T_{res} ως εξής:

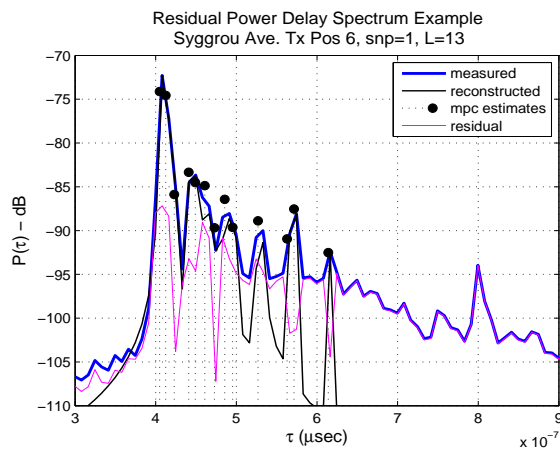
$$P_{res}(\tau, t) = \frac{1}{M_R M_T} \sum_{m_R=1}^{M_R} \sum_{m_T=1}^{M_T} |\mathcal{F}^{-1}\{T_{res}(m_R, m_T, f_k, t_n)\}|^2 \quad (6.21)$$

όπου

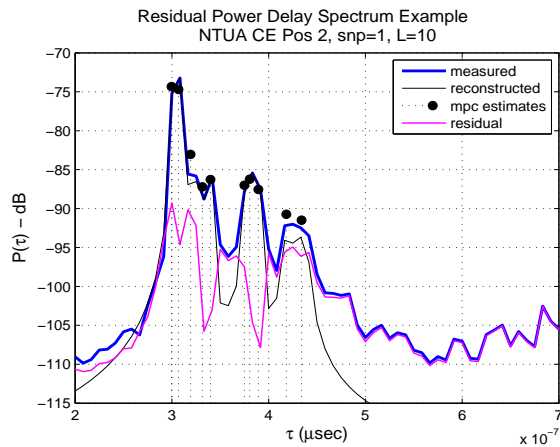
$$T_{res}(m_R, m_T, f_k, t_n) = T_{meas}(m_R, m_T, f_k, t_n) - T_{rc.nf}(m_R, m_T, f_k, t_n) \quad (6.22)$$

Ενδεικτικά αποτελέσματα της υπολειπόμενης φασματικής πυκνότητας ισχύος καθυστέρησης παρουσιάζονται στα σχήματα 6.14 - 6.16 όπου απεικονίζονται επίσης τα μετρημένα προφίλ καθυστέρησης-ισχύος, οι εκτιμημένες συνιστώσες και τα αντίστοιχα προφίλ που παράγονται με αναδόμηση.

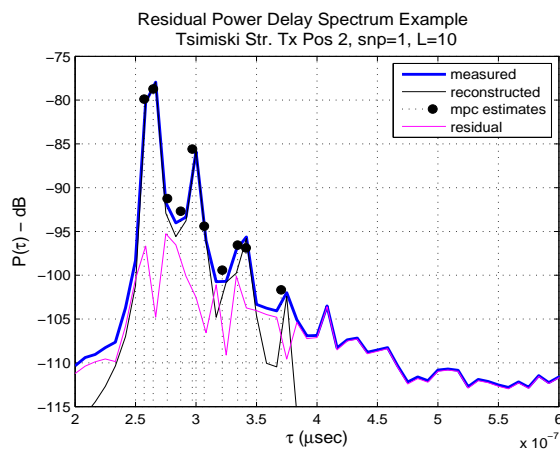
Κεφάλαιο 6. Πειραματικά αποτελέσματα παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών



Σχήμα 6.14: Παράδειγμα υπολειπόμενου προφίλ καθυστέρησης ισχύος (λεωφ. Συγγρού, θέση 6, στιγμότυπο $t = 1$, $L = 13$ συνιστώσες).



Σχήμα 6.15: Παράδειγμα υπολειπόμενου προφίλ καθυστέρησης ισχύος (ΕΜΠ Κτ. Χημ. Μηχ., θέση 2, στιγμότυπο $t = 1$, $L = 10$ συνιστώσες).



Σχήμα 6.16: Παράδειγμα υπολειπόμενου προφίλ καθυστέρησης ισχύος (οδός Τσιμισκή, θέση 2, στιγμότυπο $t = 1$, $L = 10$ συνιστώσες).

6.5.3 Ιδιοτιμές πίνακα MIMO καναλιού

Τέλος, η σύγκριση των αναδομημένων και των μετρημένων δειγμάτων του ραδιοδιαύλου μπορεί να επεκταθεί στις κανονικοποιημένες ιδιοτιμές του MIMO πίνακα. Οι ιδιοτιμές αποτελούν ένα μέγεθος ιδιαίτερης σημασίας στην θεωρητική ανάλυση των MIMO συστημάτων αφού εμπεριέχονται στον υπολογισμό της χωρητικότητας του διαύλου και συνδέονται άμεσα με το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας που μπορεί να επιτευχθεί σε ένα συγκεκριμένο περιβάλλον διάδοσης από τη χρήση της πολλαπλών κεραιών. Ακολουθεί μαθηματική ανάλυση για να αναδειχθεί ο ρόλος των ιδιοτιμών στο μέγεθος της χωρητικότητας, όμως λεπτομερής ανάλυση καθώς και πειραματικά αποτελέσματα χωρητικότητας παρουσιάζονται στο κεφάλαιο 7.

Γενικά, σε ένα $M_R \times M_T$ MIMO σύστημα με εύρος ζώνης W όπου ο MIMO διάυλος $\mathbf{H}(f, t) \in \mathbb{C}^{M_R \times M_T}$ είναι τέλεια γνωστός στο δέκτη, άγνωστος στον πομπό και ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος στην έξοδο κάθε κεραιοστοιχείου του δέκτη είναι ρ , η χωρητικότητα διαύλου $C(t)$ (bps/Hz) δίνεται από τη σχέση [5]

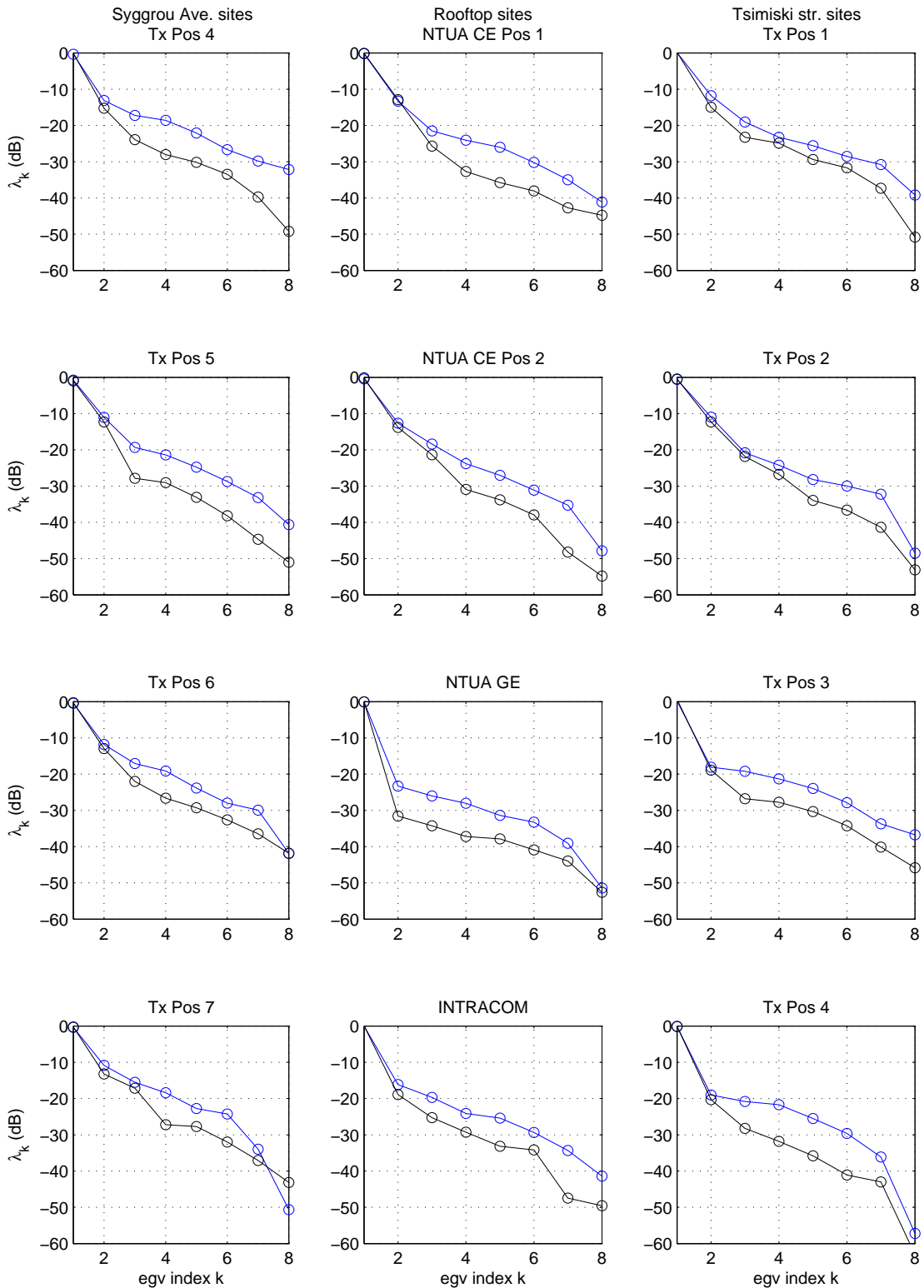
$$C(t) = \frac{1}{W} \int \left[\sum_{k=1}^{\min\{M_R, M_T\}} \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \lambda_k(f, t) \right) \right] df \quad (6.23)$$

όπου ο πίνακας MIMO καναλιού \mathbf{H} είναι κανονικοποιημένος ώστε $E_{t,f} \{ \|\mathbf{H}\|_F^2 \} = M_R M_T$ και $\lambda_k \in \mathbb{R}$ είναι οι ιδιοτιμές του πίνακα αυτοσυσχέτισης $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$. Οι λ_k είναι κανονικοποιημένες ιδιοτιμές επειδή προέρχονται από τον κανονικοποιημένο πίνακα \mathbf{H} ενώ ο υπολογισμός τους από τους πίνακες μέτρησης $\mathbf{T}_{meas}(f, t)$ και αναδόμησης $\mathbf{T}_{rc.nf}(f, t)$ γίνεται από την εξ. (6.24)

$$\begin{aligned} \lambda_{k, meas}(f, t) &= \frac{\mathbf{eig} \{ \mathbf{T}_{meas}(f, t) \}}{\frac{E_{f,t} \{ \|\mathbf{T}_{meas}(f, t)\|_F^2 \}}{M_R M_T}} \\ \lambda_{k, rc}(f, t) &= \frac{\mathbf{eig} \{ \mathbf{T}_{rc.nf}(f, t) \}}{\frac{E_{f,t} \{ \|\mathbf{T}_{rc.nf}(f, t)\|_F^2 \}}{M_R M_T}} \end{aligned} \quad (6.24)$$

όπου με \mathbf{eig} ο τελεστής υπολογισμού ιδιοτιμών του ορίσματος του. Ενδεικτικά αποτελέσματα των $\lambda_{k, meas}$ και $\lambda_{k, rc.nf}$ παρουσιάζονται στο σχ. (6.17) για όλες τις θέσεις μέτρησης. Είναι φανερό ότι $\lambda_{k, rc.nf} \leq \lambda_{k, meas}$ γεγονός που οφείλεται στην πιο φτωχή πολυδιαδρομική διάδοση που περιγράφουν οι αναδομημένοι πίνακες $\mathbf{T}_{rc.nf}$ είτε λόγω των ανακλάσεων που δεν εκτιμήθηκαν είτε λόγω του διαδιδόμενων κυμάτων που δεν οφείλονται σε διακριτές ανακλάσεις αλλά σε διαφορετικούς μηχανισμούς διάδοσης και δεν μοντελοποιούνται στους $\mathbf{T}_{rc.nf}$.

Κεφάλαιο 6. Πειραματικά αποτελέσματα παραμέτρων πολυδιαδρομικών συστημάτων



Σχήμα 6.17: Κανονικοποιημένες ιδιοτιμές $\lambda_k, k = 1, \dots, 8$ ενός στιγμιότυπου του μετρημένου (μπλέ γραμμή) 8×8 πίνακα MIMO καναλιού σε μία συχνότητα f_0 , $\mathbf{H}(t = 1, f = f_0)$ και της αντίστοιχης αναδομημένης έκφρασης (μαύρη γραμμή).

6.6 Φασματική πυκνότητα ισχύος του ραδιοδιαύλου στα πεδία περιγραφής διασκορπισμού

Το σύνολο παραμέτρων των πολυδιαδρομικών συνιστωσών της εξ. (6.1) περιγράφει τη διάδοση στο ραδιοδιάυλο ανεξάρτητα από τις στοιχειοκεραίες που χρησιμοποιούνται. Στην παράγραφο 6.5, η αναδόμηση του ραδιοδιαύλου στους πίνακες $\mathbf{T}_{rc,nf}$ έγινε λαμβάνοντας υπόψη τη γεωμετρία των κεραιών μέτρησης ώστε να είναι ορθή η σύγκριση. Εντούτοις, η παραμετρική μοντελοποίηση επιτρέπει την ρεαλιστική αναδόμηση του περιβάλλοντος διάδοσης για οποιαδήποτε γεωμετρία στοιχειοκεραιών. Σκοπεύοντας στον προσδιορισμό της φασματικής πυκνότητας ισχύος με μεγαλύτερη διακριτικότητα στα πεδία της κατεύθυνσης διάδοσης φ_R, φ_T από αυτή που προσφέρει η αναπαράσταση $\mathbf{T}_{rc,nf}$, θεωρούνται εικονικές κεραιές ULA με περισσότερα στοιχεία από αυτά των κεραιών μέτρησης π.χ. $M_{R,vir} = M_{T,vir} = 128$ και απόσταση διαχωρισμού $\Delta_{R,vir} = \Delta_{T,vir} = 0.4\lambda$. Διατηρώντας το πλήθος των δειγμάτων M_f ίδιο με αυτό της μέτρησης, η αναπαράσταση του ραδιοδιαύλου με εικονικές κεραιές δίνεται από τον πίνακα $\mathbf{T}_{rc,vir}$ με

$$\text{vec}\{\mathbf{T}_{rc,vir}\} = \hat{\mathbf{A}}_{vir}\hat{\mathbf{s}} \quad (6.25)$$

όπου ο 3-D πίνακας καθοδήγησης ραδιοδιαύλου $\hat{\mathbf{A}}_{vir}$ υπολογίζεται από τις εξ.(6.14)-(6.17) χρησιμοποιώντας τις παραμέτρους γεωμετρίας $M_{R,vir}, \Delta_{R,vir}, M_{T,vir}, \Delta_{T,vir}$ των εικονικών κεραιών [83].

Ο πίνακας $\mathbf{T}_{rc,vir}$ περιέχει στοιβαγμένα τα δείγματα χωρο-χρονομεταβλητής συνάρτησης μεταφοράς $T(m_R, m_T, f, t)$. Η χρονομεταβλητή χρουστική απόκριση του διαύλου σε όλα τα πεδία διασκορπισμού $h(\varphi_R, \varphi_T, \tau, t)$ μπορεί να υπολογιστεί μέσω του 3-D μετασχηματισμού Fourier

$$h(\varphi_R, \varphi_T, \tau, t) = \mathcal{F}^{-1}\{\mathcal{F}^{-1}\{\mathcal{F}^{-1}\{T(m_R, m_T, f, t)\}\}\} \quad (6.26)$$

Η 3-D χρονομεταβλητή φασματική πυκνότητα ισχύος γωνίας καθυστέρησης $P(\varphi_R, \varphi_T, \tau, t)$ υπολογίζεται ως εξής:

$$P(\varphi_R, \varphi_T, \tau, t) = |h(\varphi_R, \varphi_T, \tau, t)|^2 \quad (6.27)$$

ενώ οι επιμέρους 2-D και 1-D χρονικά μέσες φασματικές πυκνότητες ισχύος δίνονται από τις εξ. (6.28) και (6.29) αντίστοιχα.

$$\begin{aligned} P(\varphi_R, \tau) &= E_t \left\{ \int_{\varphi_T} |h(\varphi_R, \varphi_T, \tau, t)|^2 d\varphi_T \right\} \\ P(\varphi_T, \tau) &= E_t \left\{ \int_{\varphi_R} |h(\varphi_R, \varphi_T, \tau, t)|^2 d\varphi_R \right\} \\ P(\varphi_R, \varphi_T) &= E_t \left\{ \int_{\tau} |h(\varphi_R, \varphi_T, \tau, t)|^2 d\tau \right\} \end{aligned} \quad (6.28)$$

$$\begin{aligned}
 P(\varphi_R) &= E_t \left\{ \int_{\varphi_T} \int_{\tau} |h(\varphi_R, \varphi_T, \tau, t)|^2 d\tau d\varphi_T \right\} \\
 P(\varphi_T) &= E_t \left\{ \int_{\varphi_R} \int_{\tau} |h(\varphi_R, \varphi_T, \tau, t)|^2 d\tau d\varphi_R \right\} \\
 P(\tau) &= E_t \left\{ \int_{\varphi_T} \int_{\tau} |h(\varphi_R, \varphi_T, \tau, t)|^2 d\varphi_T d\varphi_R \right\}
 \end{aligned} \tag{6.29}$$

6.6.1 Ομαδοποίηση πολυδιαδρομικών συνιστωσών

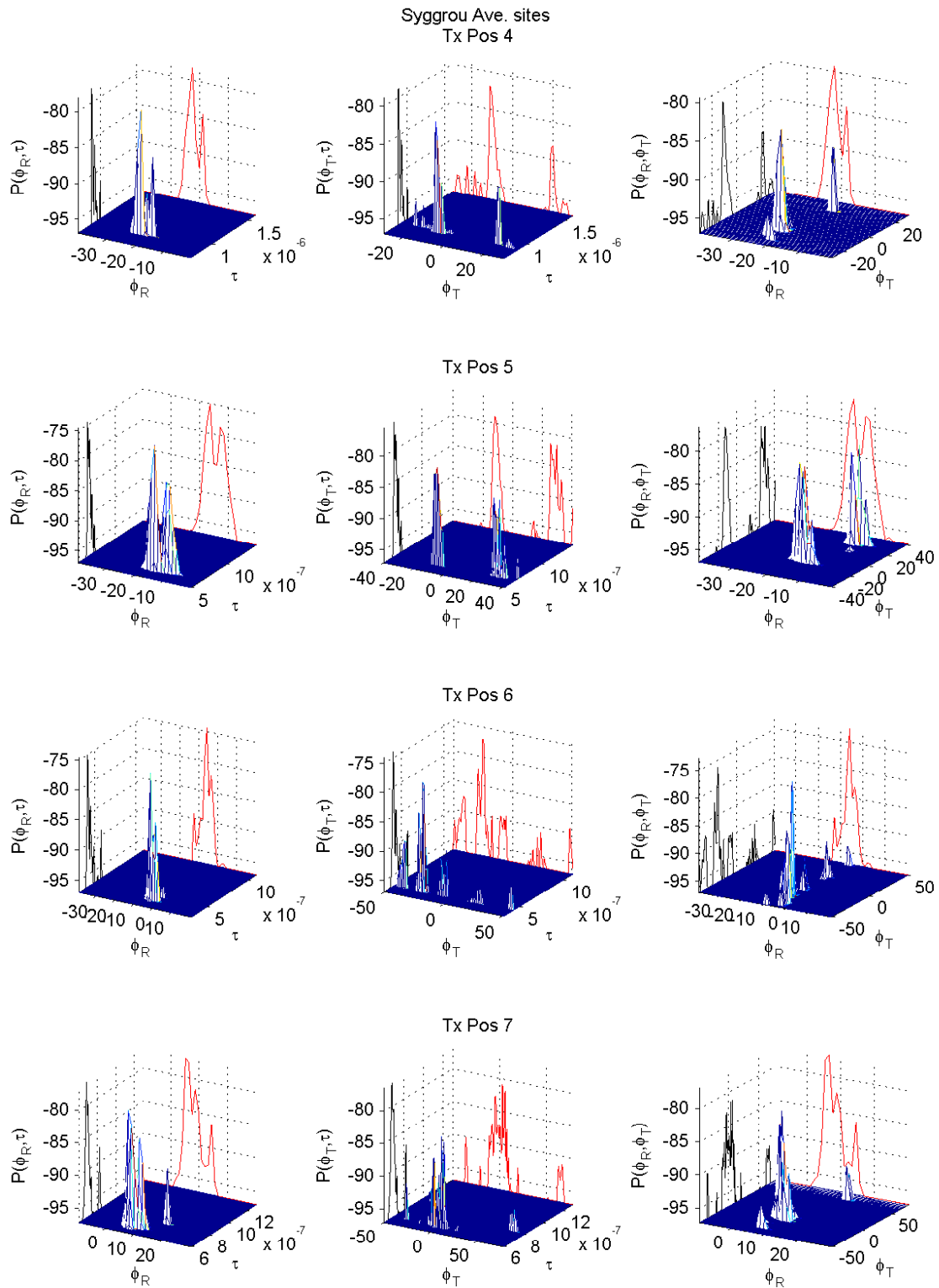
Στα σχήματα 6.18 - 6.20 απεικονίζονται οι 2-D φασματικές πυκνότητες για όλες τις θέσεις μέτρησης. Τα γραφήματα είναι τρισδιάστατα και στα περιβάλλοντα κάθετα επίπεδα της γραφικής παράστασης είναι σχεδιασμένες οι περιθώριες 1-D συναρτήσεις της απεικονιζόμενης συνάρτησης. Όπως και από τα γραφήματα των σππ, όμοια και εδώ είναι φανερή η ύπαρξη ομάδων συνιστωσών με κοντινές τιμές παραμέτρων. Η αναγνώριση του πλήθους των ομάδων N_{cl} μπορεί να γίνει οπτικά συνδυάζοντας τις παρατηρήσεις των 3 συναρτήσεων $P(\varphi_R, \tau)$, $P(\varphi_T)$ και $P(\varphi_R, \varphi_T)$. Σε κάποιες περιπτώσεις όλες οι γραφικές δείχνουν το ίδιο πλήθος ομάδων (π.χ. 2 ομάδες στη λεωφ. Συγγρού θέση 5) ενώ σε κάποιες άλλες θέσεις η γραφική παράσταση της $P(\varphi_R, \varphi_T)$ υποδεικνύει άλλο πλήθος από ότι οι αντίστοιχες των $P(\varphi_R, \tau)$, $P(\varphi_T)$. Για παράδειγμα, στη θέση 6 της λεωφ. Συγγρού παρατηρείται διασπορά της ισχύος σε πολλές γωνίες αναχώρησης αλλά με όμοια καθυστέρηση άφιξης κοντά στην τ_{LoS} καθώς και γωνία άφιξης. Συνεπώς είναι λογικό να θεωρηθεί ότι οι συνιστώσες αυτές οφείλονται σε μια και μόνη ομάδα σχεδαστών που περιβάλλει την στοιχειοκεραία του πομπού. Εξετάζοντας λοιπόν από κοινού τα 3 διαγράμματα μπορούν να αναγνωριστούν 3 ομάδες συνιστωσών που αντιστοιχούν σε 3 ομάδες σχεδαστών. Όμοια διαδικασία ακολουθήθηκε για όλες τις θέσεις μετρήσεων και το πλήθος των ομάδων N_{cl} που αναγνωρίστηκε για καθεμία δίνεται στον πίνακα 6.2.

Πίνακας 6.2: Πλήθος ομάδων πολυδιαδρομικών συνιστωσών που αναγνωρίστηκε οπτικά

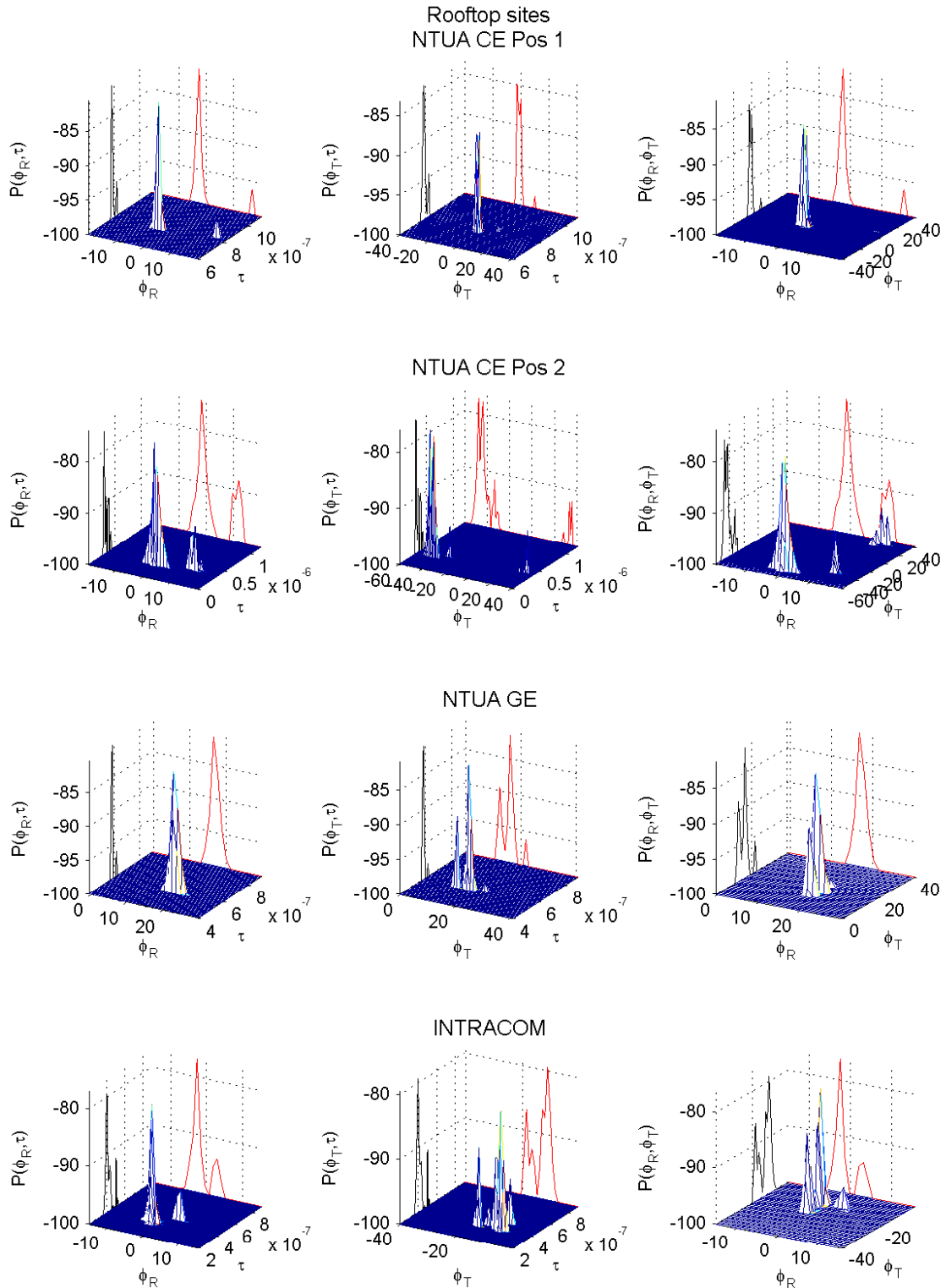
θέση μέτρησης	N_{cl}
λεωφ. Συγγρού θέση 4	3
λεωφ. Συγγρού θέση 5	2
λεωφ. Συγγρού θέση 6	3
λεωφ. Συγγρού θέση 7	2
ΕΜΠ κτ. Χημ. Μηχ. θέση 1	2
ΕΜΠ κτ. Χημ. Μηχ. θέση 2	3
ΕΜΠ κτ. Γεν. Εδρ.	1
INTRAKOM	2
οδός Τσιμισκή θέση 1	1
οδός Τσιμισκή θέση 2	1
οδός Τσιμισκή θέση 3	1
οδός Τσιμισκή θέση 4	1

Η αναγνώριση του πλήθους των ομάδων καθώς και η ομαδοποίηση των συνιστωσών με οπτικό

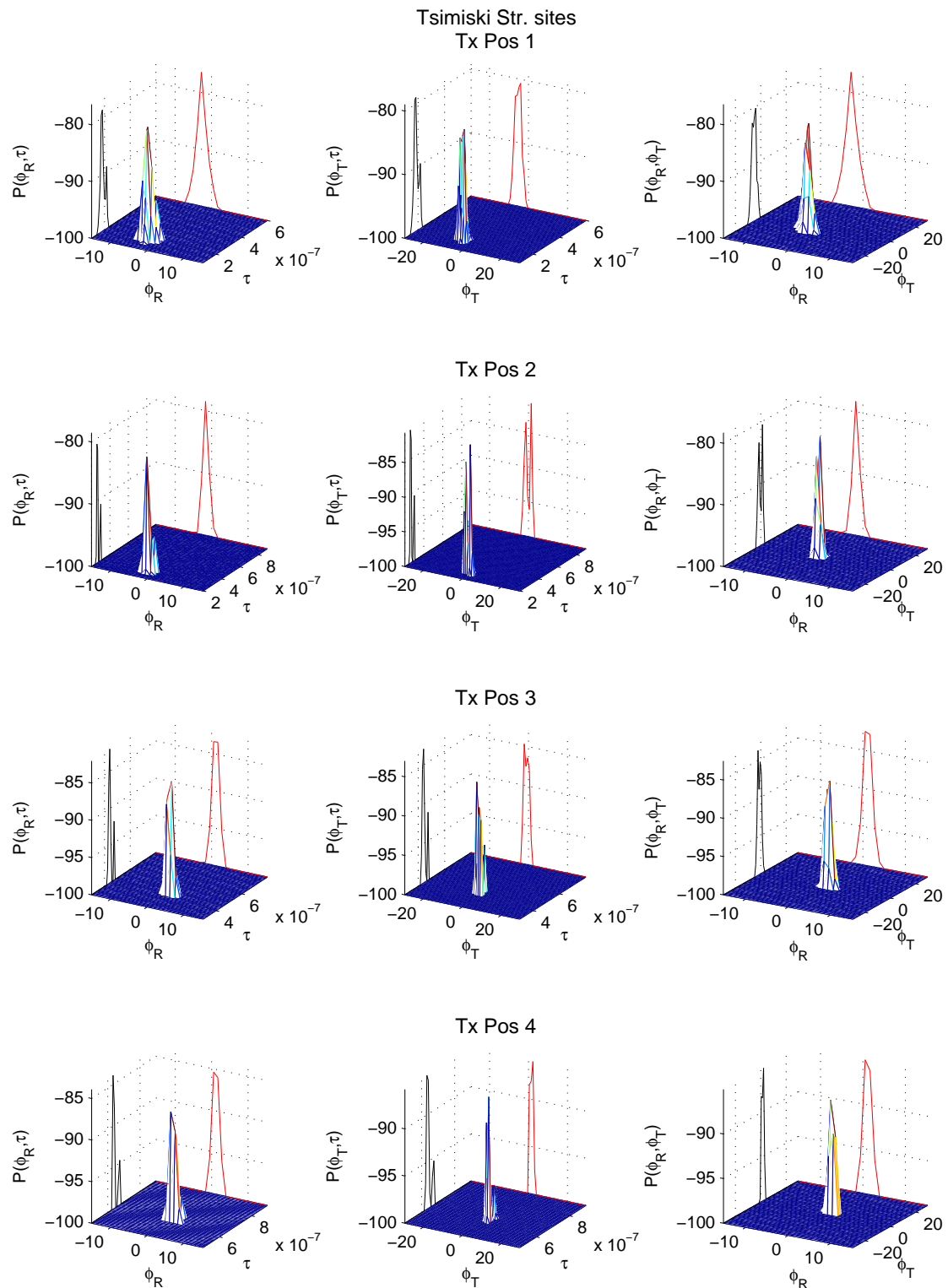
τρόπο είναι εν γένει μια υποκειμενική διαδικασία και δεν υποστηρίζεται από κάποια αυστηρή μαθηματική θεώρηση. Εναλλακτικά, θα μπορούσε κανείς να στραφεί σε αλγόριθμους ομαδοποίησης που ακολουθούνται στην στατιστική επεξεργασία δεδομένων, όπως είναι ο hierarchical tree clustering ή ο K-means clustering algorithm. Τέτοιες μέθοδοι έχουν αναπτυχθεί για την ομαδοποίηση πολυδιαδρομικών συνιστωσών από τις ερευνητικές ομάδες του TU Wien [84], [85], και του TU HUT [86]. Εντούτοις, η εφαρμογή μιας αρχικής υλοποίησης τους στα αποτελέσματα των εκτιμήσεων παραμέτρων που έδωσε ο 3-D Unitary ESPRIT δεν έδωσε ικανοποιητικά αποτελέσματα. Αυτό μπορεί να οφείλεται σε διάφορους λόγους όπως π.χ. στο περιορισμένο πλήθος των πηγών που εκτίμησε ο αλγόριθμος ESPRIT, στο περιορισμένο πλήθος στιγμιοτύπων που συλλέχθηκαν στις μετρήσεις, ή στη μη ορθή επιλογή των συναρτήσεων κόστους που εμπλέκονται στους αλγόριθμους. Για τους παραπάνω λόγους προτιμήθηκε ο οπτικός τρόπος αναγνώρισης ομάδων όπως άλλωστε προτείνεται και στις αναφορές [87],[88], [89]. Σημειώνεται όμως, ότι οι αλγόριθμοι ομαδοποίησης συνιστωσών βρίσκονται σε στάδιο ανάπτυξης και δεν αποκλείεται η εφαρμογή τους στο μέλλον στα πειραματικά δεδομένα που συλλέχθηκαν να δώσει ικανοποιητικά αποτελέσματα. Το θέμα αυτό μπορεί κάλλιστα να αποτελέσει αντικείμενο μελλοντικής έρευνας.



Σχήμα 6.18: Διδιάστατες μέσες χρονικά φασματικές πυκνότητες ισχύος $P(\varphi_R, \tau)$ (1η στήλη), $P(\varphi_T, \tau)$ (2η στήλη) και $P(\varphi_R, \varphi_T)$ (3η στήλη) στις θέσεις μέτρησης της λεωφ. Συγγρού



Σχήμα 6.19: Διδιάστατες μέσες χρονικά φασματικές πυκνότητες ισχύος $P(\varphi_R, \tau)$ (1η στήλη), $P(\varphi_T, \tau)$ (2η στήλη) και $P(\varphi_R, \varphi_T)$ (3η στήλη) στις θέσεις μέτρησης της Πολυτεχνειούπολης και της INTRACOM



Σχήμα 6.20: Διδιάστατες μέσες χρονικά φασματικές πυκνότητες ισχύος $P(\varphi_R, \tau)$ (1η στήλη), $P(\varphi_T, \tau)$ (2η στήλη) και $P(\varphi_R, \varphi_T)$ (3η στήλη) στις θέσεις μέτρησης της οδού Τσιμισκή

6.7 Οπτική αποτύπωση των εκτιμημένων γωνιακών χαρακτηριστικών στα περιβάλλοντα μέτρησης

Τα πειραματικά αποτελέσματα ισχύος των πολυδιαδρομικών συνιστωσών μπορούν να αποτυπωθούν σε οπτικές αναπαραστάσεις του περιβάλλοντος μέτρησης ώστε να γίνει μια ποιοτική απεικόνιση της διασποράς των κυμάτων στο μέσο διάδοσης και αντιπαραβολή των αποτελεσμάτων με τους σχεδιαστές. Στην ιδανική περίπτωση που η θέση των σχεδιαστών μπορεί να τοποθετηθεί με ακρίβεια σε ένα σύστημα συντεταγμένων τότε η οπτική αποτύπωση μπορεί να βοηθήσει σε μια πιο ενδελεχή ανάλυση της διάδοσης, και να αναγνωριστούν επιμέρους χαρακτηριστικά όπως π.χ. ποιο το μονοπάτι που διανύει μια πολυδιαδρομική συνιστώσα και πόσες ανακλάσεις υφίσταται. Στην περίπτωση όμως των μετρήσεων που εκτελέστηκαν, η ακριβής απεικόνιση των σχεδιαστών δεν ήταν εφικτή, οπότε τέτοια πιο λεπτομερή αποτελέσματα δεν είναι δυνατό να εξαχθούν. Παρόλα αυτά, η αποτύπωση των ζευγών $(\hat{\varphi}_{R,l}, \hat{P}_l)$ και $(\hat{\varphi}_{T,l}, \hat{P}_l)$ σε πολικές συντεταγμένες πάνω σε φωτογραφίες από τα περιβάλλοντα μέτρησης προσφέρει μια ρεαλιστική εικόνα του διασποράς που προκαλεί ο ραδιοδιάυλος.

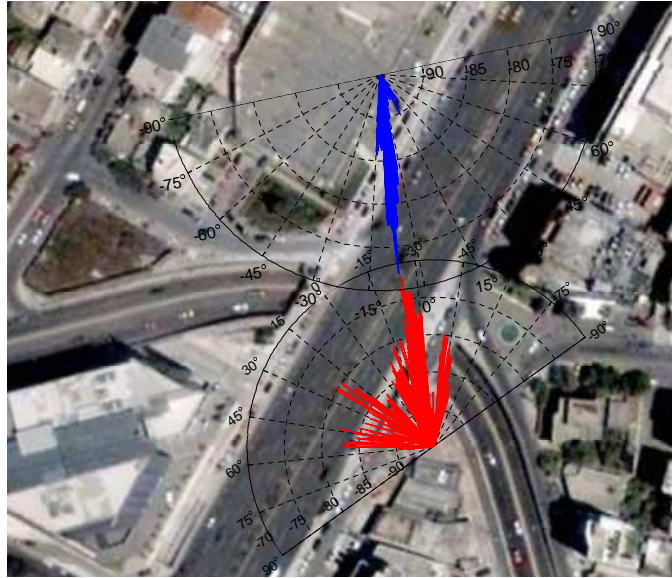
Στα σχήματα 6.21 - 6.24 αποτυπώνονται τα αποτελέσματα των γωνιών αναχώρησης και άφιξης καθώς και των ισχύων για το σύνολο των μετρημένων στιγμιοτύπων πάνω σε δορυφορικές φωτογραφίες. Ο προσανατολισμός των κεραιών έγινε σύμφωνα με τα αποτελέσματα της συνιστώσας οπτικής επαφής $(\hat{\varphi}_{R,LoS}, \hat{\varphi}_{R,LoS})$ η οποία όπως αναλύθηκε προηγούμενα στην παράγραφο 6.3 αντιστοιχεί στην εκτιμημένη συνιστώσα με τη μέγιστη ισχύ.

Στο περιβάλλον της λεωφ. Συγγρού (βλ. σχ. 6.21) είναι φανερό η έντονη γωνιακή διασπορά των πολυδιαδρομικών συνιστωσών στην πλευρά του πομπού, σε σύγκριση με τα άλλα περιβάλλοντα μέτρησης, ενώ στην πλευρά του δέκτη η γωνιακή διασπορά είναι μικρότερη λόγω της θέσης της κεραιάς στην οροφή. Στο άλλο αστικό περιβάλλον, της οδού Τσιμισκή (βλ. σχ. 6.24) γίνεται φανερό από τα πολικά διαγράμματα πομπού και δέκτη πως η διάδοση περιορίζεται χωρικά από τα όρια του δρόμου. Τέλος, στις μετρήσεις οροφής φαίνεται η περιορισμένη γωνιακή διασπορά σε πομπό και δέκτη.

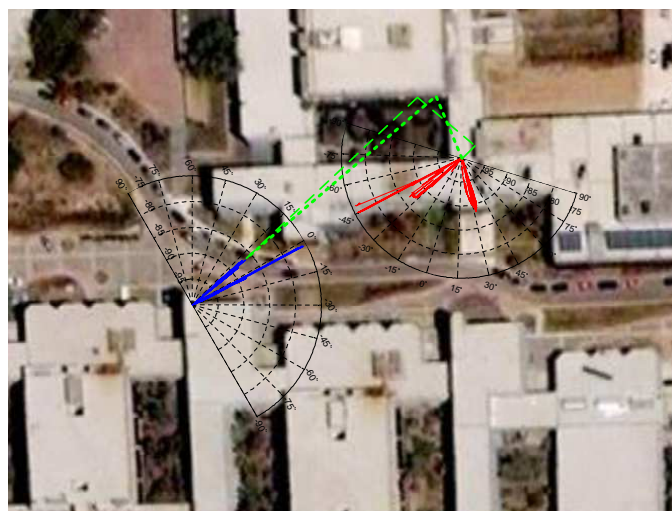
Η αμφισημεία στις τιμές της γωνίας αναχώρησης είναι υπαρκτή σε όλες τις θέσεις μετρήσεων αλλά είναι περισσότερο φανερό στις μετρήσεις οροφής, όπως π.χ. σε αυτή που πραγματοποιήθηκε στο ΕΜΠ κτ. Χημ. Μηχ. θέση 2. Πράγματι, το πλήθος των σχεδιαστών είναι πιο περιορισμένο στο περιβάλλον αυτό και η αναγνώριση της διαδρομής των συνιστωσών είναι εφικτή. Παρατηρώντας τις γωνίες αναχώρησης (κόκκινο χρώμα) στο σχ. 6.22, διακρίνονται 3 ομάδες συνιστωσών (με $\varphi_T \approx -45^\circ, -30^\circ, 30^\circ$) ενώ παρατηρώντας τις γωνίες άφιξης διακρίνονται 2 ομάδες ($\varphi_R \approx 0^\circ, 15^\circ$). Εξαιρώντας το ζεύγος $\varphi_T \approx -45^\circ, \varphi_R \approx 0^\circ$ που αντιστοιχεί στα μονοπάτια οπτικής επαφής, αν θεωρηθεί ότι οι συνιστώσες αναχωρούν από την μπροστά πλευρά της στοιχειοκεραίας πομπού τότε οι 2 ομάδες συνιστωσών με τη μικρότερη ισχύ δεν είναι δυνατό να αντιστοιχηθούν με κάποιο σχεδιαστή ώστε να σχηματιστεί ένα νοητό μονοπάτι διάδοσης μέχρι τον δέκτη. Αν όμως υποθεθεί ότι οι 2 αυτές ομάδες αναχωρούν από την πίσω πλευρά της στοιχειοκεραίας, δηλ από γωνίες αναχώρησης παραπληρωματικές των εκτιμήσεων, τότε είναι δυνατό να αντιστοιχηθούν και οι δύο ομάδες με $\varphi_T \approx 210^\circ, 150^\circ$ στις ομάδα με γωνία άφιξης $\varphi_R \approx 15^\circ$. Ένας πιθανός τρόπος διάδοσης απεικονίζεται ποιοτικά στο σχ.

Κεφάλαιο 6. Πειραματικά αποτελέσματα παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών

6.22 για τις 2 ομάδες συνιστωσών με την εστιγμένη και την διακεκομμένη πράσινη γραμμή, και φαίνεται ότι για την μία ομάδα ($\varphi_T \approx 150^\circ$) μπορεί να υποτεθεί μονή ανάκλαση ενώ για την άλλη ($\varphi_T \approx 210^\circ$) διπλή ανάκλαση. Σημειώνεται ότι η παραπάνω ποιοτική ερμηνεία της διάδοσης αποτελεί μια υπόθεση και σε καμία περίπτωση δεν μπορεί να ισχυριστεί κανείς ότι είναι η μοναδική εκδοχή εξήγησης των αποτελεσμάτων. Παρόλα αυτά είναι ένα απλό παράδειγμα επίδειξης το τρόπου αντιστοίχισης των σχεδαστών με τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά των πολυδιαδρομικών συνιστωσών.

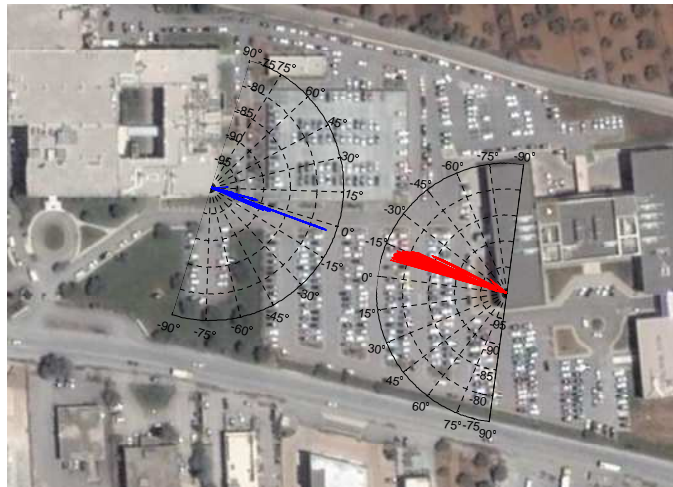


Σχήμα 6.21: Οπτική αποτύπωση χαρακτηριστικών γωνίας διάδοσης - ισχύος στο περιβάλλον της λεωφ. Συγγρού, θέση 6

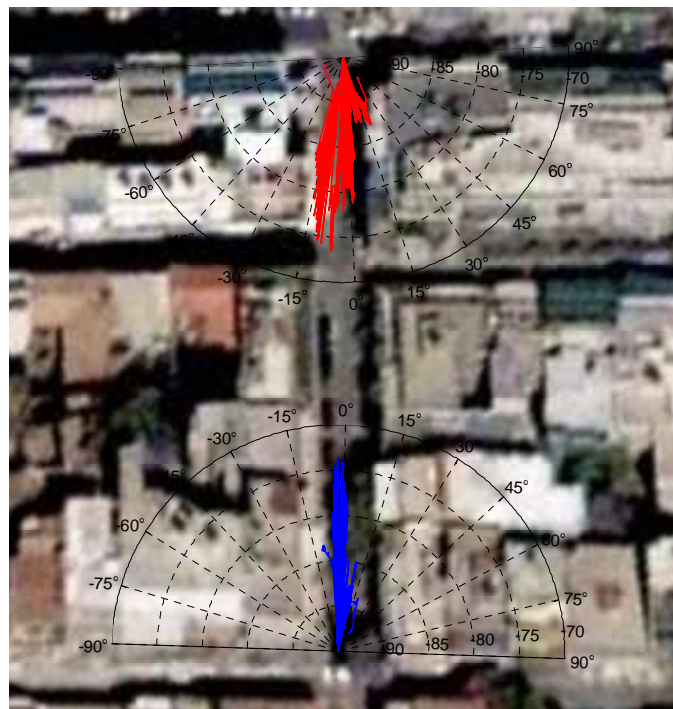


Σχήμα 6.22: Οπτική αποτύπωση χαρακτηριστικών γωνίας διάδοσης - ισχύος στο περιβάλλον της Πολυτεχνειούπολης Ζωγράφου, κτ. Χημ. Μηχ. θέση 2

Κεφάλαιο 6. Πειραματικά αποτελέσματα παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών



Σχήμα 6.23: Οπτική αποτύπωση χαρακτηριστικών γωνίας διάδοσης - ισχύος στο περιβάλλον της INTRAKOM



Σχήμα 6.24: Οπτική αποτύπωση χαρακτηριστικών γωνίας διάδοσης - ισχύος στο περιβάλλον της οδού Τσιμισκή, θέση 2

6.8 Συμπεράσματα

Ολοκληρώνοντας την παρουσίαση των αποτελεσμάτων παραμέτρων των πολυδιαδρομικών συνιστωσών, τα συμπεράσματα που προέκυψαν συνοψίζονται στις ακόλουθες παρατηρήσεις:

- Το μέσο πλήθος των πολυδιαδρομικών συνιστωσών που αναγνωρίστηκε κυμαίνεται από 5 έως 15 και αλλάζει ανάλογα με το περιβάλλον. Οι λιγότερες συνιστώσες ανιχνεύτηκαν στην οδό Τσιμισκή ενώ οι περισσότερες στη λεωφ. Συγγρού. Στις μετρήσεις οροφής ανιχνεύτηκαν περί τις 9 συνιστώσες και η διακύμανση του πλήθους τους ήταν πιο περιορισμένη σε σχέση με τα υπόλοιπα περιβάλλοντα.
- Ανιχνεύτηκαν συνιστώσες με ισχύ ως και 20dB μικρότερη από τη μέγιστη ισχύ που αντιστοιχεί στην συνιστώσα οπτικής επαφής.
- Η συνολική εκτιμημένη ισχύς, αυτή δηλ που οφείλεται στις εκτιμημένες πολυδιαδρομικές συνιστώσες, μπορεί να είναι ως και 1.5dB μικρότερη από την ισχύ που μετρήθηκε. Η διαφορά αυτή οφείλεται είτε σε διακριτές συνιστώσες που δεν ανιχνεύτηκαν είτε σε συνιστώσες διάχυσης. Η μικρότερη διαφορά παρατηρήθηκε στις μετρήσεις οροφής ενώ η μεγαλύτερη στην λεωφ. Συγγρού.
- Ο περιορισμός που εισάγει η παραμετρική περιγραφή με διακριτό πλήθος συνιστωσών έχει επίδραση και στην δομή της πολυδιαδρομικής διάδοσης (multipath structure) όπως γίνεται φανερό από τις κανονικοποιημένες ιδιοτιμές του πίνακα αυτοσυσχέτισης του MM-MO καναλιού. Σε αναπαραστάσεις διαύλων με διακριτό πλήθος συνιστωσών, οι ιδιοτιμές λαμβάνουν μικρότερες τιμές σε όλα τα περιβάλλοντα που εξετάστηκαν. Δεδομένης της σύνδεσης των ιδιοτιμών με την χωρητικότητα του διαύλου, αναμένεται μείωση στο κέρδος χωρικής πολυπλεξίας λόγω διακριτής περιγραφής διάδοσης.
- Οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες γενικά οφείλουν τα γεωμετρικά τους χαρακτηριστικά αλλά και την ισχύ τους στους σχεδαστές του περιβάλλοντος διάδοσης με τους οποίους αλληλεπιδρούν κατά τη διαδρομή τους από τον πομπό στο δέκτη. Παρατηρήθηκε ότι υπάρχουν συνιστώσες με κοντινές τιμές παραμέτρων, οι οποίες μπορούν να ομαδοποιηθούν. Η ύπαρξη των ομάδων συνιστωσών μπορεί να διαπιστωθεί από τις από κοινού συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας των παραμέτρων, ενώ οι ομάδες μπορούν να αναγνωριστούν οπτικά χρησιμοποιώντας και την πληροφορία ισχύος από τις φασματικές πυκνότητες ισχύος διαύλου στα πεδία περιγραφής της διασποράς. Οι ομάδες συνιστωσών συνδέονται άμεσα με ομάδες σχεδαστών του περιβάλλοντος διάδοσης. Με οπτική επισκόπηση αναγνωρίστηκαν 2 με 3 ομάδες στην λεωφ. Συγγρού, εκ των οποίων η μία οφειλόταν σε σχεδαστές που βρίσκονται στην κοντινή περιοχή του πομπού. Από τις μετρήσεις οροφής αναγνωρίστηκαν 1 έως 3 ομάδες συνιστωσών ενώ στις μετρήσεις της οδού Τσιμισκή αναγνωρίστηκε μόνο 1 ομάδα συνιστωσών.
- Οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες που ανιχνεύτηκαν μπορούν να αντιστοιχηθούν με το περιβάλλοντος διάδοσης αν είναι γνωστές η θέση του πομπού, του δέκτη και των σχεδαστών καθώς και ο προσανατολισμός των στοιχειοκεραίων της ζεύξης. Σε μια τέτοια

Κεφάλαιο 6. Πειραματικά αποτελέσματα παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών

περίπτωση είναι δυνατό να αναγνωριστούν συνιστώσες που υφίστανται μονή ή και πολλαπλή ανάκλαση αντιστοιχίζοντας τις γωνίες και την καθυστέρηση διάδοσης με σημεία στο χώρο.

□

Κεφάλαιο 7

Πειραματικά αποτελέσματα επίδοσης χωρητικότητας MIMO διαύλου

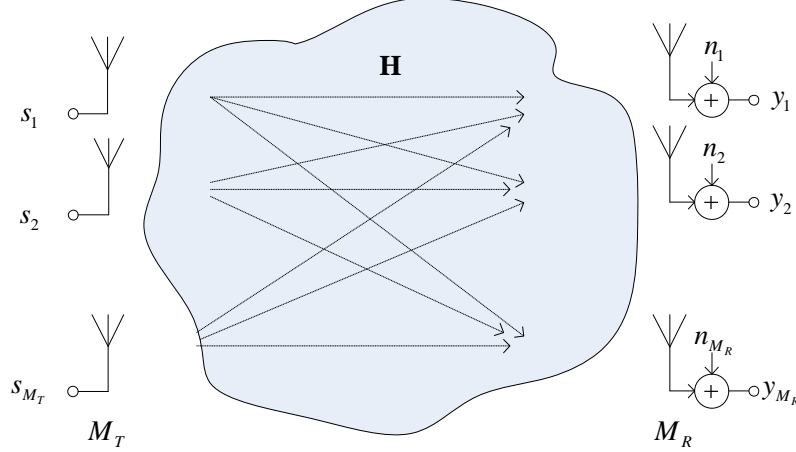
7.1 Εισαγωγή

Το σημαντικό κέρδος από την χρήση της αρχιτεκτονικής MIMO (πολλαπλές κεραίες και χωροχρονική επεξεργασία σήματος σε πομπό και δέκτη) έγκειται στην αύξηση του ρυθμού μετάδοσης σήματος πληροφορίας στη ασύρματη ζεύξη χωρίς την αύξηση της ισχύος ή του εύρους ζώνης. Τα αποτελέσματα των πρώτων θεωρητικών ερευνών για τη χωρητικότητα των MIMO συστημάτων στο δεύτερο μισό της δεκαετίας 1990 [90], [1] προκάλεσαν το ιδιαίτερο ερευνητικό ενδιαφέρον για την ανάπτυξη και εφαρμογή της αρχιτεκτονικής MIMO στη σχεδίαση ευρυζωνικών ασύρματων συστημάτων. Στην παρούσα φάση τα περισσότερα ασύρματα συστήματα ενσωματώνουν την αρχιτεκτονική πολλαπλών κεραιών σκοπεύοντας να συνδυάσουν την επίτευξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης και την αξιόπιστη λειτουργία. Τα συστήματα αυτά μπορεί να διαφέρουν ως προς τα χαρακτηριστικά λειτουργίας τους, τα περιβάλλοντα διάδοσης, τις συνθήκες κινητικότητας χρήστη, την έντονη ή μη παρουσία παρεμβολών. Σε κάθε περίπτωση όμως, η αποδοτικότητα της MIMO αρχιτεκτονικής καθώς και η επίδοση της χωρητικότητας τους εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από το ασύρματο μέσο διάδοσης.

Στο παρόν κεφάλαιο εξετάζεται η επίδοση MIMO χωρητικότητας με βάση τις πειραματικές περιγραφές του MIMO διαύλου που συγκεντρώθηκαν από τις ευρυζωνικές μετρήσεις που περιγράφηκαν στο κεφάλαιο 3. Έπειτα από μια σύντομη θεωρητική περιγραφή, παρουσιάζονται αποτελέσματα που αφορούν την επίδοση χωρητικότητας συναρτήσεως παραμέτρων λειτουργίας των συστήματος όπως είναι το πλήθος των κεραιοστοιχείων, ο σηματοθορυβικός λόγος, η χωρική συσχέτιση του διαύλου και οι μέθοδοι χωρο-χρονικής επεξεργασίας εκπομπής. Επιπλέον, παρουσιάζονται αποτελέσματα των ιδιοτιμών του MIMO διαύλου για τον χαρακτηρισμό της αφθονίας πολυδιαδρομικής διάδοσης και της καταλληλότητας του διαύλου για χωρική πολυπλεξία.

7.2 Χωρητικότητα MIMO διαύλου

Έστω ένα $M_R \times M_T$ MIMO σύστημα με εύρος ζώνης W όπου ο MIMO διάυλος δίνεται από τον πίνακα $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M_R \times M_T}$ και ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος στην έξοδο κάθε κεραιοστοιχείου του δέκτη είναι ρ (βλ. σχήμα 7.1).



Σχήμα 7.1: MIMO σύστημα $M_R \times M_T$

Η σχέση εισόδου-εξόδου του συστήματος δίνεται από την εξ. (7.1)

$$\mathbf{y}(t, f) = \mathbf{H}(t, f) \mathbf{s}(t, f) + \mathbf{n}(t, f) \quad (7.1)$$

Η χωρητικότητα του MIMO διαύλου $C(t)$ είναι το άνω όριο ρυθμού μετάδοσης δεδομένων στο ασύρματο μέσο με μία αυθαίρετα μικρή πιθανότητα λάθους [49]. Η χωρητικότητα C , κανονικοποιημένη ως προς το εύρος ζώνης μετάδοσης W , δίνεται από την ακόλουθη μαθηματική έκφραση

$$C(t) = \frac{1}{W} \int_W \log_2 \left(\det \left\{ \mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H}(t, f) \mathbf{R}_{ss} \mathbf{H}(t, f)^H \right\} \right) df \quad (7.2)$$

όπου $\mathbf{R}_{ss} \in \mathbb{C}^{M_T \times M_T}$ ο πίνακας αυτοσυσχέτισης εκπεμπόμενου σήματος $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{M_T \times 1}$ και υπόκειται στον περιορισμό ισχύος $\text{tr} \{ \mathbf{R}_{ss} \} = M_T$.

Ο πίνακας \mathbf{H} είναι κανονικοποιημένος ώστε $E_{t,f} \left\{ \|\mathbf{H}\|_F^2 \right\} = M_R M_T$. Η κανονικοποίηση αυτή εξασφαλίζει ότι ο υπολογισμός της χωρητικότητας γίνεται για το μέσο χωρικά και χρονικά εξεταζόμενο σηματοθορυβικό λόγο λειτουργίας συστήματος ρ (system intended SNR). Εναλλακτικά, θα μπορούσε να οριστεί ο χρονικά στατικός ρ με την κανονικοποίηση $E_f \left\{ \|\mathbf{H}\|_F^2 \right\} = M_R M_T$ για κάθε χρονικό στιγμιότυπο. Αν και η προσέγγιση αυτή είναι εξίσου ορθή εντούτοις δεν υιοθετήθηκε ώστε να επιτραπεί στις χρονικές μεταβολές του διαύλου να επιδράσουν στην επίδοση χωρητικότητας.

Σημειώνεται ότι η επίδοση χωρητικότητας αν και δίνει το άνω όριο του επιτευκτέου ρυθμού μετάδοσης που μπορεί να υποστηρίξει το ασύρματο μέσο δεν αποτυπώνει την επίδοση αξιοπιστίας μεταφοράς δεδομένων (robustness) η οποία εξαρτάται όχι μόνο από το διάυλο αλλά και

από τους αλγορίθμους χωρο-χρονικής κωδικοποίησης/αποκωδικοποίησης και επεξεργασίας σήματος σε πομπό και δέκτη.

Εργοδική και Outage χωρητικότητα

Η χωρητικότητα C είναι τυχαία μεταβλητή και εξαρτάται από την κατάσταση του διαύλου σε κάθε χρονική στιγμή. Για την περιγραφή του μέγιστου δυνατού ρυθμού μετάδοσης που μπορεί να επιτευχθεί σε ένα δίαυλο με μία αριθμητική τιμή χρησιμοποιούνται δύο μεγέθη: η *εργοδική χωρητικότητα* και η *χωρητικότητα outage*.

Η εργοδική χωρητικότητα ορίζεται ως η μέση τιμή της C ως προς την κατανομή των στοιχείων του πίνακα \mathbf{H} . Θεωρώντας την ύπαρξη εργοδικών καναλιών, το σύνολο τυχαίων καταστάσεων του πίνακα \mathbf{H} μπορεί να αντικατασταθεί με το σύνολο των χρονικών του δειγμάτων. Συνεπώς, η εργοδική χωρητικότητα μπορεί να υπολογιστεί από την χρονική μέση τιμή της C , δηλ. μέσω της εξ.(7.3).

$$C_e = E_t \{C(t)\} \quad (7.3)$$

Η ποσότητα C_e πολλές φορές δεν είναι αρκετή για την περιγραφή της επίδοσης χωρητικότητας ενός τυχαίου διαύλου και για το λόγο αυτό ορίζεται η χωρητικότητα outage C_q ως η τιμή εκείνη που ικανοποιείται για $q\%$ των τυχαίων περιγραφών του \mathbf{H} (ή αλλιώς λόγω εργοδικότητας για $q\%$ του χρόνου). Η ποσότητα C_q ορίζεται μέσω της συμπληρωματικής σκπ από την εξ.(7.4)

$$\Pr [C > C_q] = q \quad (7.4)$$

Σημειώνεται ότι εναλλακτικά στη βιβλιογραφία η χωρητικότητα outage μπορεί να οριστεί ως $\Pr [C < C_{q'}] = q'$. Ουσιαστικά όμως τα μεγέθη $C_{q'}$ και C_q ταυτίζονται για $q' = 1 - q$. Στο υπόλοιπο του κεφαλαίου θα χρησιμοποιηθεί ο ορισμός της εξ.(7.4).

7.2.1 Σύνδεση χωρητικότητας με ιδιοτιμές πίνακα MIMO διαύλου

7.2.1.1 Κατάσταση διαύλου άγνωστη στον πομπό

Στην περίπτωση όπου η κατάσταση του διαύλου είναι άγνωστη στον πομπό, δηλ. δεν υπάρχει γνώση του \mathbf{H} τότε ο πίνακας αυτοσυσχέτισης του εκπεμπόμενου σήματος επιλέγεται μοναδιαίος δηλ. $\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{I}_{M_T}$. Πρακτικά, αυτό σημαίνει ότι στον πομπό υλοποιείται ένα σχήμα χωρικής πολυπλεξίας όπου στα κεραιοστοιχεία οδηγούνται ασυσχέτιστα μεταξύ τους σύμβολα πληροφορίας τα οποία και εκπέμπονται με την ίδια ισχύ.

Αγνοώντας προς στιγμή, για λόγους απλότητας περιγραφής, την εξάρτηση από τις μεταβλητές t, f , έστω ότι η ανάλυση ιδιοτιμών του $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ δίνεται από

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^H = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H \quad (7.5)$$

με τον $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{M_R \times k_{\mathbf{H}}}$ να είναι ορθομοναδιαίος ($\mathbf{U}^H\mathbf{U} = \mathbf{I}$) και τον $\mathbf{\Lambda} \in \mathbb{R}^{k_{\mathbf{H}}^2}$ να είναι διαγώνιος $\mathbf{\Lambda} = \text{diag} \{ \lambda_k \}_{k=1}^{k_{\mathbf{H}}}$. Όταν ο πίνακας \mathbf{H} είναι πλήρους βαθμού (full rank) τότε ισχύει ότι $k_{\mathbf{H}} = \text{rank} \{ \mathbf{H} \} = \min \{ M_R, M_T \}$. Χρησιμοποιώντας την (7.5), η ορίζουσα στο όρισμα του

ολοκληρώματος της εξ.(7.2) μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$\begin{aligned} \det \left\{ \mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right\} &= \det \left\{ \mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H \right\} = \\ \det \left\{ \mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{U}^H \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \right\} &= \det \left\{ \mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{\Lambda} \right\} = \prod_{k=1}^{k_{\mathbf{H}}} \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \lambda_k \right) \end{aligned} \quad (7.6)$$

όπου έχει χρησιμοποιηθεί η ιδιότητα $\det \{ \mathbf{I} + \mathbf{A} \mathbf{B} \} = \det \{ \mathbf{I} + \mathbf{B} \mathbf{A} \}$.

Συνεπώς, η χωρητικότητα C όταν ο διάυλος είναι άγνωστος στο πομπό μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει των ιδιοτιμών λ_k ως εξής:

$$\begin{aligned} C(t) &= \frac{1}{W} \int_W \log_2 \left(\prod_{k=1}^{k_{\mathbf{H}}} \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \lambda_k(t, f) \right) \right) df \Leftrightarrow \\ C(t) &= \frac{1}{W} \int_W \sum_{k=1}^{k_{\mathbf{H}}} \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \lambda_k(t, f) \right) df \end{aligned} \quad (7.7)$$

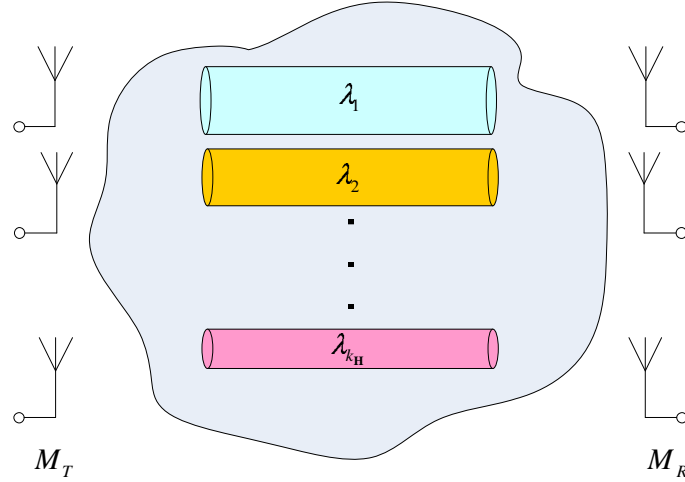
Είναι φανερό από την εξ.(7.7) ότι η χωρητικότητα C ενός MIMO ραδιοδιαύλου με πλήρη βαθμό μπορεί ισοδύναμα να εκφραστεί ως το άθροισμα των χωρητικότητων $\min \{ M_R, M_T \}$ το πλήθος SISO διαύλων ορθογώνιων μεταξύ τους οι οποίοι καλούνται *ιδιορυθμοί μετάδοσης* (eigenmodes). Το κέρδος ισχύος του καθενός ισοδύναμου ορθογώνιου διαύλου περιγράφεται από την ιδιοτιμή που του αντιστοιχεί. Το άθροισμα της εξ.(7.7) δηλώνει ότι η χωρητικότητα του MIMO διαύλου αυξάνεται γραμμικά με το όρο $\min \{ M_R, M_T \}$ χωρίς την ταυτόχρονη αύξηση ούτε της ισχύος εκπομπής ούτε του εύρους ζώνης.

Στην περίπτωση MIMO διαύλων όπου ο βαθμός του πίνακα $k_{\mathbf{H}} < \min(M_R, M_T)$ το πλήθος των ισοδύναμων ορθογώνιων SISO μειώνεται σε $k_{\mathbf{H}}$. Αυτό συμβαίνει όταν τα στοιχεία του \mathbf{H} εμφανίζουν αρκετά ισχυρή συσχέτιση μεταξύ τους ώστε οι γραμμές ή οι στήλες του να μην είναι γραμμικώς ανεξάρτητες, οπότε μειώνεται το πλήθος των ιδιοτιμών του \mathbf{H} και των ιδιοδιανυσμάτων που τους αντιστοιχούν. Σε διαύλους χωρίς πλήρη βαθμό πίνακα (rank deficient channels) η αύξηση της χωρητικότητας παραμένει γραμμική με την αύξηση του πλήθους των κεραιοστοιχείων μέχρι $k_{\mathbf{H}}$. Σημειώνεται ότι η υπόθεση $\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{I}$ εξασφαλίζει ότι το πλήθος των ισοδύναμων ορθογώνιων καναλιών είναι ανεπηρέαστο από τα χωρο-χρονικά χαρακτηριστικά του σήματος εκπομπής. Η ισοδυναμία του MIMO διαύλου με εικονικούς ορθογώνιους SISO διαύλου απεικονίζεται γραφικά στο σχήμα 7.2.

7.2.1.2 Κατάσταση διαύλου γνωστή στον πομπό

Στην περίπτωση που ο διάυλος \mathbf{H} είναι γνωστός στον πομπό τότε μπορεί να χρησιμοποιηθεί η ανάλυση ιδιόμορφων τιμών του για την προεπεξεργασία του σήματος εκπομπής. Πράγματι, αν η ανάλυση SVD του \mathbf{H} δίνεται από την

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \quad (7.8)$$



Σχήμα 7.2: Ισοδυναμία MIMO διαύλου με εικονικούς ορθογώνιους SISO διαύλους των οποίων τα κέρδη ορίζονται από τις ιδιοτιμές $\lambda_k, k = 1, \dots, k_{\mathbf{H}}$

τότε ισχύει ότι

$$\begin{aligned} \det \left\{ \mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{H}^H \right\} &= \det \left\{ \mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^H \mathbf{R}_{ss} (\mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^H)^H \right\} = \\ \det \left\{ \mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^H \mathbf{R}_{ss} \mathbf{V} \Sigma^H \mathbf{U}^H \right\} &= \det \left\{ \mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \Sigma^H \Sigma \mathbf{V}^H \mathbf{R}_{ss} \mathbf{V} \right\} \end{aligned} \quad (7.9)$$

Οι ιδιοτιμές Λ του $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ συνδέονται με τις ιδιόμορφες τιμές Σ του \mathbf{H} με τη σχέση $\Lambda = \Sigma \Sigma^H = \Sigma^H \Sigma$ ή αλλιώς $\lambda_k = |\sigma_k|^2, k = 1, \dots, k_{\mathbf{H}}$. Επιπλέον, αν θεωρηθεί ότι η ανάλυση ιδιοτιμών του \mathbf{R}_{ss} δίνεται από την εξ.(7.10)

$$\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{U}_{ss} \mathbf{\Gamma} \mathbf{U}_{ss}^H \quad (7.10)$$

με $\mathbf{\Gamma} = \text{diag} \{ \gamma_k \}, k = 1, \dots, k_{\mathbf{H}}$, τότε αποδεικνύεται [90] ότι η ορίζουσα της εξ.(7.9) μεγιστοποιείται αν επιλεγεί $\mathbf{U}_{ss} = \mathbf{V}$. Αντικαθιστώντας την (7.10) στην (7.9) προκύπτει ότι

$$\begin{aligned} \det \left\{ \mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{H}^H \right\} &= \det \left\{ \mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \Lambda \mathbf{V}^H \mathbf{R}_{ss} \mathbf{V} \right\} = \\ \det \left\{ \mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \Lambda \mathbf{V}^H \mathbf{U}_{ss} \mathbf{\Gamma} \mathbf{U}_{ss}^H \mathbf{V} \right\} &= \det \left\{ \mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \Lambda \mathbf{\Gamma} \right\} = \\ &= \prod_{k=1}^{k_{\mathbf{H}}} \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \lambda_k \gamma_k \right) \end{aligned} \quad (7.11)$$

Συνεπώς, η χωρητικότητα διαύλου όταν υπάρχει άριστη γνώση του \mathbf{H} στον πομπό δίνεται από την ακόλουθη έκφραση

$$C(t) = \frac{1}{W} \int \sum_{k=1}^{k_{\mathbf{H}}} \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \lambda_k(t, f) \gamma_k(t, f) \right) df \quad (7.12)$$

όπου οι μεταβλητές $\gamma_k, k = 1, \dots, k_{\mathbf{H}}$ δηλώνουν την ισχύ εκπομπής που ανατίθεται σε καθένα ισοδύναμο εικονικό SISO δίαυλο.

Η άριστη γνώση του διαύλου στον πομπό επιτρέπει την αποδοτικότερη πρόσβαση στους ισοδύναμους ορθογωνικούς διαύλους. Η εφαρμογή των δεξιών ιδιόμορφων διανυσμάτων \mathbf{V} στον πομπό επιτρέπει την διέγερση των ιδιορυθμών μετάδοσης που εμπεριέχονται στο MIMO δίαυλο \mathbf{H} . Οι ποσότητες ανάθεσης ισχύος γ_k στους ιδιορυθμούς ικανοποιούν τη συνθήκη $\sum_{k=1}^{k_{\mathbf{H}}} \gamma_k = \text{tr}\{\mathbf{R}_{ss}\} = M_T$ εξασφαλίζοντας τον περιορισμό της εκπεμπόμενης ισχύος. Για τον προσδιορισμό του βέλτιστου πίνακα \mathbf{R}_{ss} που επιτυγχάνει τη μεγιστοποίηση της χωρητικότητας C αρκεί να υπολογιστούν οι μεταβλητές γ_k αφού τα ιδιοδιανύσματα αυτού δίνονται στον πίνακα \mathbf{V} . Ο προσδιορισμός των βέλτιστων γ_k^{opt} μπορεί να γίνει με τη μέθοδο πολλαπλασιαστών Lagrange χρησιμοποιώντας τις συνθήκες Kuhn-Tucker [49] και αποδεικνύεται ότι οι γ_k^{opt} δίνονται από την ακόλουθη έκφραση

$$\gamma_k^{opt} = \left(\mu - \frac{M_T}{\rho \lambda_k} \right)_+ \quad (7.13)$$

όπου μ είναι μια σταθερά και ο όρος $(\cdot)_+$ δηλώνει ότι

$$a_+ = \begin{cases} a & a \geq 0 \\ 0, & a < 0 \end{cases} \quad (7.14)$$

Είναι φανερό ότι η βέλτιστη λύση της εξ.(7.13) προτάσσει την ανάθεση του μεγαλύτερου μέρους της εκπεμπόμενης ισχύος στους ορθογωνικούς ρυθμούς με το μεγαλύτερο κέρδος και μικρότερου μέρους της ή καθόλου στους ρυθμούς με μικρό κέρδος. Ο προσδιορισμός της βέλτιστης λύσης γίνεται με την εφαρμογή του αλγορίθμου waterfilling που οφείλει το όνομα του στην ομοιότητα που εμφανίζει η βέλτιστη ανάθεση της ισχύος με την κατανομή μιας ποσότητας νερού σε ένα δοχείο με ανομοιόμορφο πυθμένα που έχει ύψος αντιστρόφως ανάλογο των ιδιοτιμών λ_k .

7.2.1.3 Αλγόριθμος waterfilling

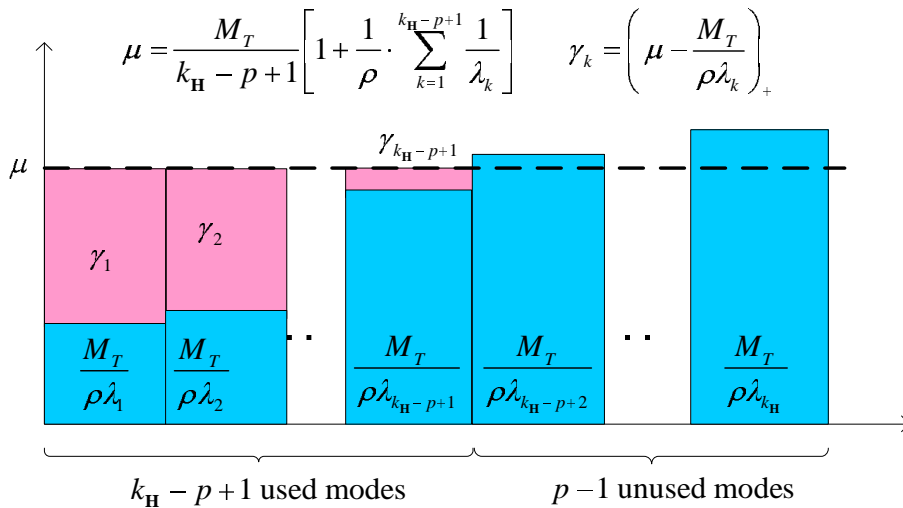
Ο αλγόριθμος waterfilling (WF) είναι μια επαναληπτική διαδικασία και βασίζεται στον ακολουθιακό προσδιορισμό της στάθμης μ για διαρκώς μειούμενο πλήθος ορθογωνικών χωρικών καναλιών μέχρι την ανάθεση μη αρνητικού κέρδους ισχύος σε όλους τους χωρικούς ορθογωνικούς ρυθμούς μετάδοσης. Πιο συγκεκριμένα, η βέλτιστη λύση της εξ.(7.13) υπολογίζεται από τον αλγόριθμο ακολουθώντας τα βήματα του πίνακα 7.2.1.3 [5]. Η παραπάνω διαδικασία δίνει την βέλτιστη ανάθεση ισχύος σε $k_{\mathbf{H}}$ χωρικούς ορθογωνικούς ρυθμούς μετάδοσης που εμπεριέχονται στο MIMO δίαυλο \mathbf{H} . Το αποτέλεσμα του αλγορίθμου απεικονίζεται γραφικά στο σχ.(7.3).

Στην γενική περίπτωση του διαύλου ευρείας ζώνης, με M_f συχνοτικά δείγματα σε διαστήματα Δf που καταλαμβάνουν εύρος ζώνης $W = M_f \Delta f$, υπάρχουν $M_f k_{\mathbf{H}}$ το πλήθος ορθογωνικά

Πίνακας 7.1: Αλγόριθμος waterfilling σε χωρικά ορθογωνικά κανάλια

<p>Βήμα 1: Αρχικοποίηση Για $p = 1$ υπολογίζονται</p> <ul style="list-style-type: none"> • η σταθερά $\mu = \frac{M_T}{k_H} \left(1 + \frac{1}{\rho} \sum_{k=1}^{k_H} \frac{1}{\lambda_k} \right)$ • η ανάθεση ισχύος $\gamma_k^{opt} = \mu - \frac{M_T}{\rho \lambda_k}$ <p>Βήμα 2: Επαναληπτικός βρόχος while $\gamma_{k_H-p+1}^{opt} < 0$</p> <ul style="list-style-type: none"> • $\gamma_{k_H-p+1}^{opt} = 0$ • $p = p + 1$ • $\mu = \frac{M_T}{k_H-p+1} \left(1 + \frac{1}{\rho} \sum_{k=1}^{k_H-p+1} \frac{1}{\lambda_k} \right)$ • $\gamma_k^{opt} = \mu - \frac{M_T}{\rho \lambda_k} \quad k = 1, \dots, k_H - p + 1$ <p>end</p>
--

SISO κανάλια (αν θεωρηθεί ότι ο βαθμός k_H δε μεταβάλλεται με τη συχνότητα). Τότε, ο αλγόριθμος WF μπορεί να εφαρμοστεί για το σύνολο των $M_f k_H$ ορθογωνικών καναλιών στο πεδία του χώρου και της συχνότητας. Η μόνη απαραίτητη αλλαγή στα βήματα του αλγορίθμου του πίνακα 7.2.1.3 είναι η αντικατάσταση της ποσότητας k_H με την ποσότητα $M_f k_H$.



Σχήμα 7.3: Αλγόριθμος waterfilling για ορθογωνικούς ρυθμούς μετάδοσης στο χώρο

7.3 Πειραματικά αποτελέσματα επίδοσης χωρητικότητας

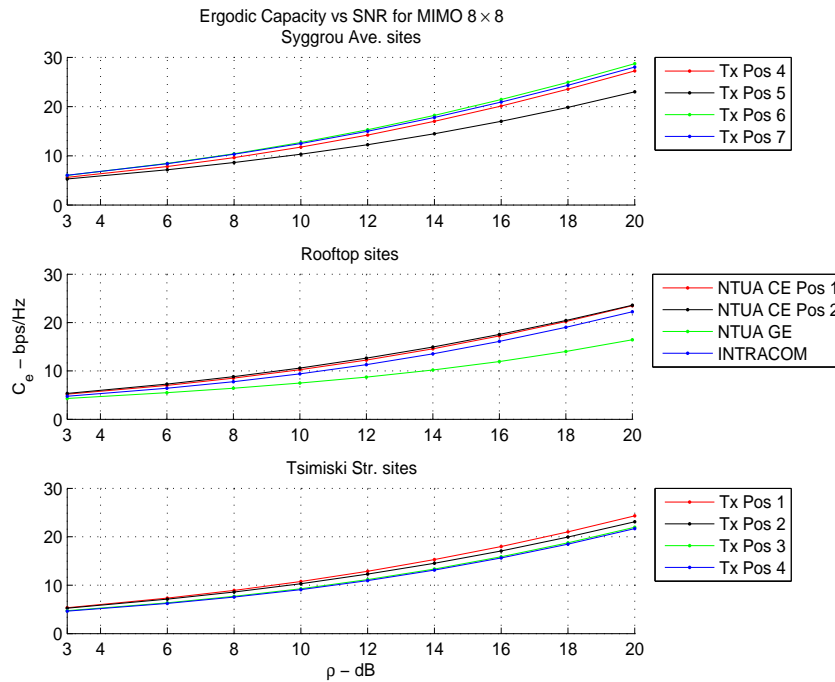
Από τη θεωρητική ανάλυση που παρατέθηκε μέχρι τώρα είναι φανερό πως το κέρδος στη χωρητικότητα των MIMO συστημάτων είναι άρρηκτα συνδεδεμένο με τα χαρακτηριστικά του

ραδιοδιαύλου όπως αυτά ενσωματώνονται στον πίνακα \mathbf{H} . Οι πειραματικοί MIMO δίαυλοι ευρείας ζώνης που μετρήθηκαν μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την αξιολόγηση της επίδοσης χωρητικότητας των περιβαλλόντων διάδοσης που εξετάστηκαν. Πιο συγκεκριμένα εξετάζονται η μεταβολή της C με το σηματοθορυβικό λόγο, το πλήθος των κεραιών για συμμετρικά MIMO συστήματα καθώς και την απόσταση διαχωρισμού των κεραιοστοιχείων. Τα αποτελέσματα δίνονται για το μέγεθος της εργοδικής χωρητικότητας C_e αλλά και για τη χωρητικότητα outage $C_{0.9}$ για επίπεδο αξιοπιστίας $q = 0.9$ και αφορούν κυρίως την περίπτωση που ο δέκτης έχει άριστη ενώ ο πομπός καμία γνώση του διαύλου οπότε γίνεται ομοιόμορφη ανάθεση της εκπεμπόμενης ισχύος στα κεραιοστοιχεία του πομπού. Επιπλέον, εξετάζεται και η επίδοση χωρητικότητας όταν υιοθετούνται άλλα σχήματα απόδοσης ισχύος που είτε απαιτούν γνώση του διαύλου στον πομπό (όπως π.χ αυτά της μέγιστης ιδιοτιμής λ_{\max} , της επιλογής κεραίας εκπομπής (transmit selection diversity - TSD), ο αλγόριθμος WF στα πεδία του χώρου (space WF) και του χώρου/συχνότητας (SF WF)) είτε όχι όπως είναι οι χωρο-χρονικοί μπλοκ κωδικές (space-time block coding - STBC). Ακόμη, γίνεται σύγκριση της επίδοσης χωρητικότητας των μετρημένων διαύλων με διαύλους που προκύπτουν από ανασύνθεση βάσει των πειραματικών αποτελεσμάτων παραμέτρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών του κεφαλαίου 6. Τέλος, δίνονται πειραματικά αποτελέσματα ιδιοτιμών για 2×2 συστήματα καθώς επίσης και για το συντελεστή κατάστασης ως μέγεθος που φανερώνει την αφθονία πολυδιαδρομικής διάδοσης και την καταλληλότητα του ραδιοδιαύλου για εκπομπή με χωρική πολυπλεξία.

7.3.1 Μεταβολή C_e με σηματοθορυβικό λόγο ρ

Η εργοδική χωρητικότητα για το 8×8 MIMO μετρητικό σύστημα υπολογίστηκε σε κάθε θέση μέτρησης για ένα εύρος τιμών του σηματοθορυβικού λόγου ρ και ομοιόμορφη κατανομή ισχύος στα κεραιοστοιχεία του πομπού (uniform power allocation - UPA). Οι υπολογισμοί πραγματοποιήθηκαν για εύρος ζώνης $W = 20\text{MHz}$ που αντιστοιχεί στο εύρος ζώνης των συστημάτων WLAN που λειτουργούν στην κεντρική συχνότητα $f_c = 5.2\text{GHz}$ η οποία συμπίπτει με την κεντρική συχνότητα λειτουργίας της μετρητικής διάταξης. Η κανονικοποίηση των μετρημένων πινάκων έγινε ώστε να ικανοποιείται η συνθήκη $E_{t,f} \{ \|\mathbf{H}\|_F^2 \} = M_R M_T = 64$ οπότε η παράμετρος ρ αντιστοιχεί στον εργοδικό σηματοθορυβικό λόγο αναφοράς. Το πεδίο τιμών του ρ επιλέχθηκε να είναι το διάστημα $\rho \in [3, 20]\text{dB}$ ώστε να ισχύει ότι $\rho < SNR_{meas}$. Σύμφωνα με την αναφορά [91] τα αποτελέσματα χωρητικότητας για μεγαλύτερες τιμές του ρ μπορούν να είναι πλασματικά λόγω της επίδρασης του θορύβου. Πράγματι, όταν οι υπολογισμοί γίνονται για μεγάλες τιμές του ρ , όπου ισχύει $\rho > SNR_{meas}$, τότε η τυχαιότητα που εισάγει ο προσθετικός θόρυβος στην είσοδο του δέκτη οδηγεί σε επιπρόσθετους ιδιουθυμούς μετάδοσης, οι οποίοι στην πραγματικότητα δεν υπάρχουν στο δίαυλο, έχοντας ως αποτέλεσμα πλασματικές υψηλότερες τιμές της χωρητικότητας.

Στο σχήμα 7.4 παρουσιάζεται η μεταβολή της C_e με την αύξηση του ρ για 8×8 MIMO συστήματα με UPA στον πομπό. Αρχικά, μπορεί να παρατηρήσει κανείς την γραμμική αύξηση της C με το $10 \log_{10}(\rho)$ η οποία υποδηλώνει την λογαριθμική αύξηση της C με το ρ . Ακόμη, συγκρίνοντας μεταξύ τους τα περιβάλλοντα διάδοσης είναι φανερό ότι η καλύτερη επί-



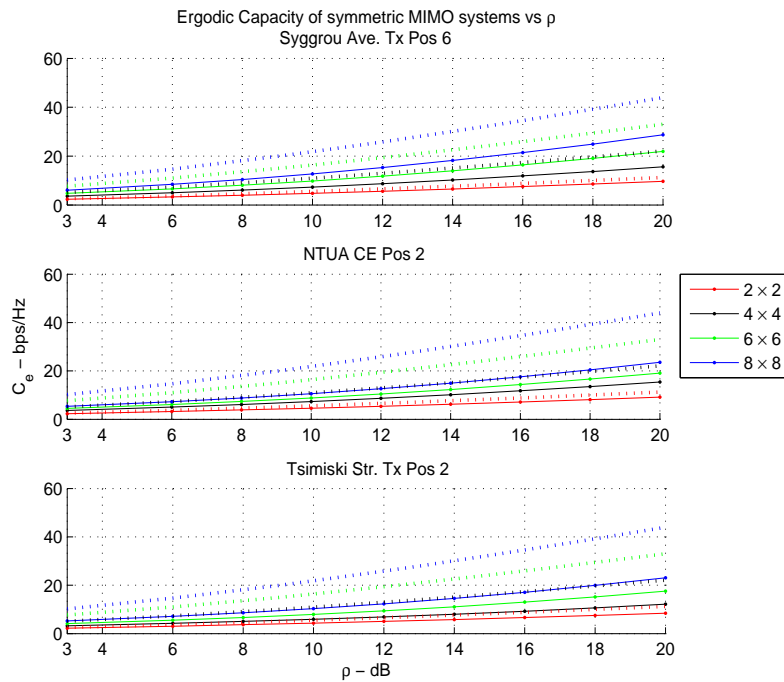
Σχήμα 7.4: Μεταβολή της εργοδικής χωρητικότητας C_e συστημάτων MIMO 8×8 με το σηματοθορυβικό λόγο ρ

δοση χωρητικότητας επιτυγχάνεται στην λεωφόρο Συγγρού (όπου π.χ. για $\rho = 20\text{dB}$ ισχύει $23 < C_e < 28.5\text{bps/Hz}$) ενώ τα περιβάλλοντα οροφής και της οδού Τσιμισκή παρουσιάζουν παρόμοια επίδοση (με $C_e < 24\text{bps/Hz}$ για $\rho = 20\text{dB}$). Εξαιρέση αποτελεί η θέση NTUA GE όπου η χωρητικότητα είναι σαφώς μειωμένη σε σχέση με τις υπόλοιπες 3 θέσεις μέτρησης οροφής. Η συμπεριφορά αυτή είναι σε συμφωνία με τα αποτελέσματα ιδιοτιμών της συγκεκριμένης θέσης που παρουσιάστηκαν στην ενότητα 6.5.3 όπου φαίνεται η μεγάλη διαφορά της λ_1 με τις υπόλοιπες ιδιοτιμές. Επίσης, η μειωμένη διασπορά στη διάδοση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών της συγκεκριμένης θέσης έχει τεκμηριωθεί τόσο από τις γωνιακές φασματικές πυκνότητες ισχύος όσο και από τις μειωμένες τιμές των παραμέτρων καθυστέρησης m_T , σ_T που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 4.

7.3.2 Μεταβολή C με πλήθος κεραιών

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει η αύξηση της χωρητικότητας με την ταυτόχρονη αύξηση του πλήθους των κεραιών και στα δύο άκρα της MIMO ζεύξης. Θεωρητικά, σε ένα συμμετρικό MIMO σύστημα $M_{ant} \times M_{ant}$ η αύξηση της χωρητικότητας C είναι ευθέως ανάλογη με το πλήθος των κεραιών. Αυτό συμβαίνει σε διαύλους όπου τα στοιχεία του MIMO πίνακα είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους και ακολουθούν όλα την μιγαδική κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή, δηλ. ο διάυλος είναι i.i.d με $h_{ij} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$. Πράγματι, είναι εύκολο να παρατηρήσει κανείς στις εστιγμένες καμπύλες του σχήματος 7.5 τον διπλασιασμό, τριπλασιασμό και τετραπλασιασμό της χωρητικότητας i.i.d διαύλων για $M_{ant} = 4, 6, 8$ αντίστοιχα σε σχέση με την αντίστοιχη τιμή C_e του 2×2 συστήματος για διάφορες τιμές του ρ . Συγκρίνοντας όμως

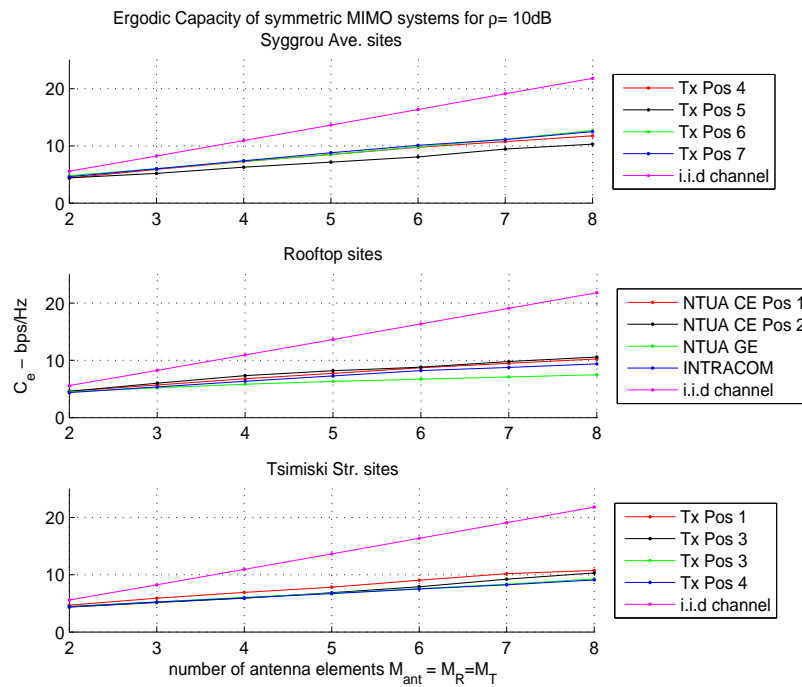
Κεφάλαιο 7. Πειραματικά αποτελέσματα επίδοσης χωρητικότητας MIMO διαύλου



Σχήμα 7.5: Μεταβολή της εργοδικής χωρητικότητας C_e συμμετρικών συστημάτων MIMO με το πλήθος των κεραιοστοιχείων και το σηματοθορυβικό λόγο. Οι συνεχείς γραμμές αντιστοιχούν σε αποτελέσματα πειραματικών διαύλων ενώ οι εστιγμένες σε *i.i.d* διαύλους

με τις αντίστοιχες τιμές C_e για πειραματικούς διαύλους αν και είναι φανερή η αύξηση με το πλήθος των κεραιοστοιχείων M_{ant} εντούτοις αυτή δεν πλησιάζει την γραμμική αύξηση των θεωρητικών ασυσχέτιστων διαύλων. Για παράδειγμα, στην θέση πομπού 6 της λεωφ. Συγγρού η μεταβολή της C_e ενός 6×6 συστήματος εμφανίζει όμοια συμπεριφορά με την επίδοση ενός 4×4 συστήματος που λειτουργεί σε *i.i.d* διάυλο. Όμοια, στις θέσεις ΕΜΠ Χημ. Μηχ. 2 και οδού Τσιμισκή θέση 2 οι πειραματικές επιδόσεις για 8×8 συστήματα είναι όμοιες με τις θεωρητικές επιδόσεις *i.i.d* συστημάτων 4×4 . Εξετάζοντας την μεταβολή των τιμών C_e με την βαθμιαία αύξηση του M_{ant} για $\rho = 10$ dB για όλες τις πειραματικές θέσεις μετρήσεων στο σχήμα 7.6 φαίνεται ότι η αύξηση στη χωρητικότητα C_e φαίνεται να εμφανίζει γραμμική συμπεριφορά αλλά σαφώς με μειωμένη κλίση σε σχέση με αυτή των θεωρητικών διαύλων. Ειδικότερα, για τις μετρήσεις οροφής και τις μετρήσεις της οδού Τσιμισκή η κλίση φαίνεται να είναι η μισή και το κέρδος στη χωρητικότητα πειραματικών διαύλων 6×6 και 8×8 συστημάτων είναι όμοιο με αυτό συστημάτων 3×3 και 4×4 που λειτουργούν σε *i.i.d* διαύλους.

Εστιάζοντας στην μεταβολή του ρυθμού αύξησης χωρητικότητας με την προσθήκη κεραιοστοιχείων υπολογίζεται το μέγεθος της εργοδικής χωρητικότητας ανά κεραιοστοιχείο $\frac{C_e}{M_{ant}}$ για όλες τις θέσεις μέτρησης και $\rho = 10$ dB (βλ. σχήμα 7.7). Είναι φανερό πως αν και από τα προηγούμενα σχήματα η αύξηση της C_e με το M_{ant} φαινόταν να είναι γραμμική εντούτοις αυτό ισχύει μόνο στους *i.i.d* διαύλους όπου παρατηρείται μια σταθερή αύξηση περί τα 2.75 bps/Hz/antenna. Αντίθετα, στους πειραματικούς διαύλους ο μέσος ρυθμός αύξησης μεταβάλλεται και μειώνεται από 2.2 με 2.5 bps/Hz/antenna για $M_{ant} = 2$ έως 1.3 με



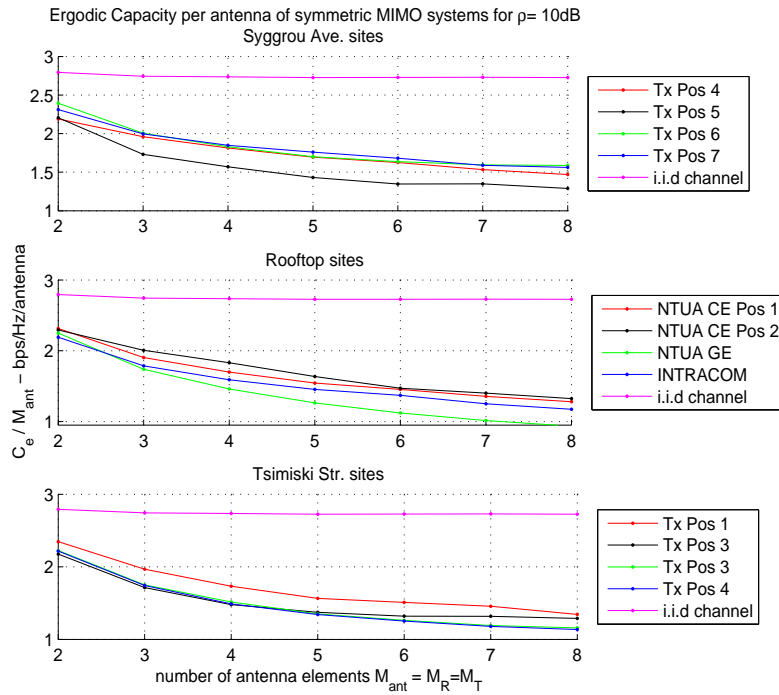
Σχήμα 7.6: Μεταβολή της εργοδικής χωρητικότητας C_e με το πλήθος των κεραιοστοιχείων συμμετρικών συστημάτων MIMO για $\rho = 10$ dB

1.6 bps/Hz/antenna για $M_{ant} = 8$ ανάλογα με το περιβάλλον διάδοσης. Επίσης, παρατηρώντας τις καμπύλες της εμπειρικής συμπληρωματικής σκπ της στιγμιαίας χωρητικότητας ανά κεραιοστοιχείο στο σχήμα 7.8 φαίνεται τόσο η μείωση του ρυθμού αύξησης με την κίνηση των καμπυλών προς τα αριστερά για αύξηση του M_{ant} όσο και η μείωση της διασποράς των τιμών της τυχαίας μεταβλητής $\frac{C}{M_{ant}}$ όπως αυτή εκφράζεται από την αύξηση της κλίσης των καμπυλών με την κίνηση τους προς τα αριστερά (πιο απότομες). Η μεταβολή της κλίσης είναι έντονη στις μετρήσεις της λεωφ. Συγγρού και της οδού Τσιμισκή αλλά εμφανίζεται σε μικρότερο βαθμό στις μετρήσεις οροφής. Το γεγονός αυτό μπορεί να αποδοθεί στον περισσότερο στατικό χαρακτήρα του περιβάλλοντος. Στο σημείο αυτό πρέπει να τονιστεί ότι η επιλογή της κανονικοποίησης των MIMO πινάκων επί του συνόλου των χρονικών δειγμάτων (και όχι ανα χρονικό δείγμα χωριστά) επιτρέπει την ερμηνεία της κλίσης των καμπυλών του σχήματος 7.8 με την χρονική μεταβολή του διαύλου.

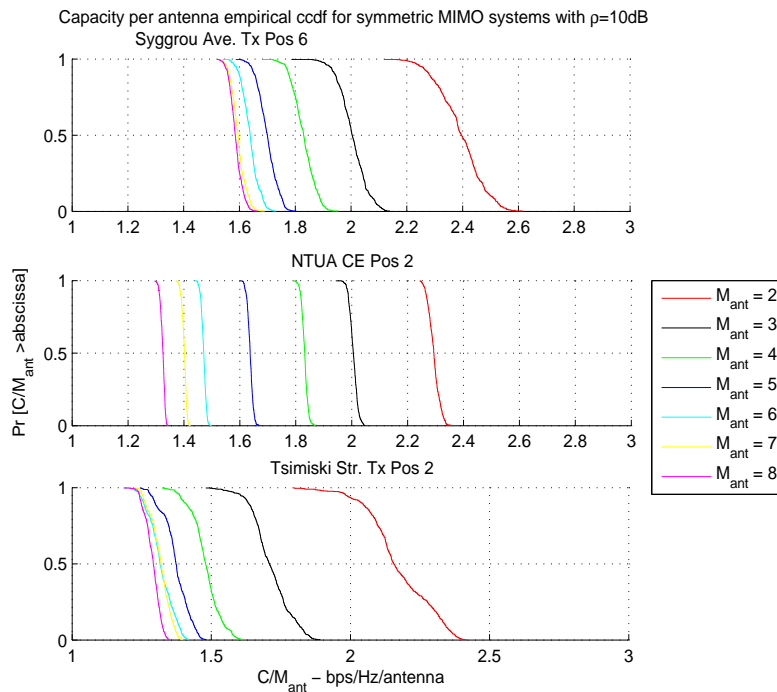
7.3.3 Μεταβολή C με απόσταση διαχωρισμού κεραιών

Η σύγκριση των πειραματικών με τους θεωρητικούς i.i.d διαύλους που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα τόνισε το μέγεθος της επίδρασης των στοιχείων του MIMO πίνακα στη χωρητικότητα διαύλου. Μελετώντας την επίδραση της χωρικής συσχέτισης των στοιχείων του MIMO πίνακα, εξετάζονται 2×2 συστήματα για διάφορες τιμές αποστάσεων διαχωρισμού κεραιοστοιχείων Δ_R, Δ_T σε δέκτη και πομπό αντίστοιχα. Όπως παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 4 η χωρική συσχέτιση των αποκρίσεων κεραιοστοιχείων σε γενικές γραμμές μειώνεται με την αύξηση της απόστασης διαχωρισμού μεταξύ τους. Αναμένεται λοιπόν αύξηση

Κεφάλαιο 7. Πειραματικά αποτελέσματα επίδοσης χωρητικότητας MIMO διαύλου

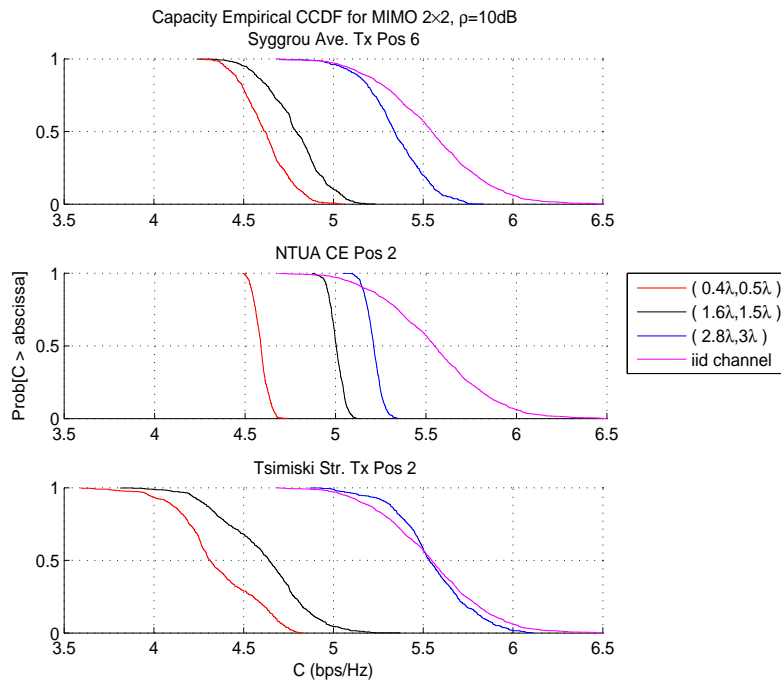


Σχήμα 7.7: Εργοδική χωρητικότητα ανα κεραιοστοιχείο για συμμετρικά $M_{\text{ant}} \times M_{\text{ant}}$ MIMO συστήματα με $\rho = 10\text{dB}$



Σχήμα 7.8: Χωρητικότητα ανα κεραιοστοιχείο για συμμετρικά $M_{\text{ant}} \times M_{\text{ant}}$ MIMO συστήματα με $\rho = 10\text{dB}$

της χωρητικότητας με την αύξηση της απόστασης διαχωρισμού και την μείωση της συσχέτισης των στοιχείων του MIMO πίνακα. Πράγματι, αυτή η συμπεριφορά παρατηρείται στο σχήμα 7.9 όπου οι εμπειρικές καμπύλες συμπληρωματικής σκπ μετακινούνται προς τα δεξιά με την αύξηση της απόστασης διαχωρισμού πλησιάζοντας την καμπύλη που αντιστοιχεί σε ασυσχέτιστους διαύλους. Ειδικότερα στην περίπτωση της οδού Τσιμισκή για αποστάσεις διαχωρισμού (2.8λ,3.0λ) η επίδοση χωρητικότητας σχεδόν συμπίπτει με αυτή ενός i.i.d διαύλου. Επιπλέον, για να περιγραφεί ποσοτικά η μεταβολή στην χωρητικότητα με τις παραμέτρους (Δ_R, Δ_T) σημειώνεται ότι στο επίπεδο μεσαίας τιμής (δηλ. στην τεταγμένη 0.5) η μείωση της χωρητικότητας σε σχέση με αυτή ενός i.i.d διαύλου κυμαίνεται από 16% (λεωφ. Συγγρού) έως 22% (οδός Τσιμισκή). Επίσης, μελετώντας μόνο πειραματικούς διαύλους η μεταβολή στη χωρητικότητα λόγω της αλλαγής των (Δ_R, Δ_T) μπορεί να είναι από 11% (EMΠ Χημ Μηχ. θέση 2) έως 22% (οδός Τσιμισκή).



Σχήμα 7.9: Μεταβολή της χωρητικότητας 2×2 MIMO συστημάτων για $\rho = 10\text{dB}$ με αύξηση των αποστάσεων διαχωρισμού κεραιοστοιχείων (Δ_R, Δ_T)

7.3.4 Χωρητικότητα για διάφορα σχήματα χωρο-χρονικής κωδικοποίησης

Τα πειραματικά αποτελέσματα επίδοσης χωρητικότητας που παρουσιάστηκαν μέχρι το σημείο αυτό βασίζονταν στην υπόθεση άριστης γνώσης του διαύλου στην πλευρά του δέκτη και καμίας γνώσης του διαύλου στην πλευρά του πομπού, οδηγώντας σε ομοιόμορφη κατανομή της ισχύος (UPA) στα κεραιοστοιχεία εκπομπής με $\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{I}_{M_T}$. Αν υποθεθεί όμως ότι ο πίνακας \mathbf{H} είναι γνωστός στον πομπό τότε είναι δυνατό να εφαρμοστούν διαφορετικά σχήματα απόδοσης ισχύος στον πομπό. Η γνώση του πίνακα \mathbf{H} στον πομπό είναι εφικτή είτε μέσω ανάδρασης με

την αποστολή του \mathbf{H} από το δέκτη είτε σε συστήματα αμφίδρομης επικοινωνίας με πολύπλεξη διαίρεσης χρόνου (TDD). Ανεξαρτήτως του τρόπου με τον οποίο αποκτά γνώση του διαύλου ο πομπός, γίνεται η απλοποιητική παραδοχή ότι η γνώση είναι άριστη ανά πάσα στιγμή. Στην παράγραφο αυτή μελετάται η επίδοση χωρητικότητας 2×2 πειραματικών MIMO διαύλων ενδεικτικά για διάφορες μεθόδους απόδοσης ισχύος καθώς επίσης και για την περίπτωση που χρησιμοποιούνται σχήματα χωρο-χρονικής κωδικοποίησης τύπου μπλοκ. (space-time block coding - STBC).

Αρχικά, εξετάζονται δύο παραλλαγές του βέλτιστου αλγορίθμου waterfilling: (α) στο πεδίο του χώρου για κάθε συχνοτικό δείγμα του ευρυζωνικού διαύλου χωριστά (space WF) και (β) στα πεδία του χώρου και της συχνότητας για το σύνολο του εύρους ζώνης διαύλου (SF WF) [92]. Τα βάρη απόδοσης ισχύος ($\gamma_{1,2}^{opt}(t, f)$, $\gamma_{1,2,\dots,2M_f}^{opt}(t)$ για τις παραλλαγές (α) και (β) αντίστοιχα) υπολογίζονται βάσει της μεθόδου του πίνακα 7.1. Τότε, η επίδοση χωρητικότητας διαύλου για τις μεθόδους space WF και SF WF δίνεται από τις εξ. (7.15) και (7.16) αντίστοιχα

$$C_{sWF}^{2 \times 2}(t) = \frac{1}{M_f} \sum_{n=1}^{M_f} \sum_{k=1}^2 \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \lambda_k(t, f_n) \gamma_k^{opt}(t, f_n) \right) \quad (7.15)$$

$$C_{SF WF}^{2 \times 2}(t) = \frac{1}{M_f} \sum_{k=1}^{2M_f} \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \lambda_k^{ord}(t) \gamma_k^{opt}(t) \right) \quad (7.16)$$

όπου με λ_k^{ord} συμβολίζονται οι ταξινομημένες ιδιοτιμές όλων των συχνοτικών δειγμάτων του πίνακα αυτοσυσχέτισης διαύλου.

Ακόλουθα, εξετάζεται η επίδοση χωρητικότητας διαύλου για δύο σχήματα επιλογής εκπομπής: (α) ιδιορυθμού μετάδοσης μέγιστης ιδιοτιμής και (β) κεραίας εκπομπής με το μέγιστο μέσο κέρδος ισχύος. Στην περίπτωση (α) διεγείρεται σε κάθε συχνοτικό δείγμα μόνο ο ορθογωνικός τρόπος μετάδοσης που αντιστοιχεί στην μέγιστη ιδιοτιμή $\lambda_{\max} = \lambda_1$ με κατάλληλη εφαρμογή του δεξιού ιδιόμορφου διανύσματος $\mathbf{V}(:, 1)$ του \mathbf{H} που του αντιστοιχεί. Τότε η χωρητικότητα $C_{\lambda_{\max}}$ δίνεται από την εξ.(7.17)

$$C_{\lambda_{\max}}(t) = \frac{1}{W} \int_W \log_2(1 + \rho \lambda_1(t, f)) df \quad (7.17)$$

Στην περίπτωση (β) χρησιμοποιείται ένα μόνο κεραιοστοιχείο του πομπού για κάθε συχνοτικό δείγμα του διαύλου. Το σχήμα αυτό μετάδοσης καλείται διαφορική επιλογή εκπομπής (TSD) και καθιστά το MIMO σύστημα ισοδύναμο με ένα σύνολο από M_f το πλήθος SIMO συστήματα ορθογωνικά μεταξύ τους στο πεδίο της συχνότητας. Το κεραιοστοιχείο πομπού που επιλέγεται είναι εκείνο στο οποίο αντιστοιχεί η στήλη του πίνακα \mathbf{H} με τη μεγαλύτερη Frobenius νόρμα $\mathbf{h}_{\max} = \max_{j=1,\dots,M_T} \left\{ \|\mathbf{H}(:, j)\|_F^2 \right\}$, δηλαδή εκείνου με το μεγαλύτερο κέρδος ισχύος [93]. Σημειώνεται ότι, το σχήμα αυτό θυμίζει έντονα τη μέθοδο διακοπτόμενης διαφορικής εκπομπής (switched transmit diversity) μόνο που εφαρμόζεται ταυτόχρονα για κάθε

συχνοτικό δείγμα χωριστά. Τελικά, η χωρητικότητα C_{TSD} δίνεται απο την εξ.(7.18)

$$C_{TSD}(t) = \frac{1}{W} \int \log_2 \left(1 + \rho \|\mathbf{h}_{\max}(t, f)\|_F^2 \right) df \quad (7.18)$$

Τέλος, επιχειρείται ο προσδιορισμός της επίδοσης χωρητικότητας στην περίπτωση που στον πομπό δεν υπάρχει γνώση του διαύλου αλλά δεν εφαρμόζεται το απλό σχήμα χωρικής πολυπλεξίας που επιβάλλει ο μοναδιαίος \mathbf{R}_{ss} . Εξετάζεται η περίπτωση όπου τα μιγαδικά σύμβολα πληροφορίας κωδικοποιούνται χωροχρονικά με βάση κάποιο σχήμα ορθογωνικής χωρο-χρονικής κωδικοποίησης τύπου μπλοκ (σχήματα STBC). Το πιο απλό σχήμα τέτοιου είδους είναι ο κώδικας Alamouti [6] που είναι δημοφιλής τόσο για την απλότητα αλλά και την επίδοση αξιοπιστίας ζεύξης λόγω του μειωμένου ρυθμού λανθασμένων bit που επιτυγχάνει. Γενικότερα, οι αρχές σχεδιασμού που διέπουν αυτού του είδους τις τεχνικές κωδικοποίησης περιγράφονται στην αναφορά [7]. Αποδεικνύεται στην αναφορά [94] ότι η χωρητικότητα διαύλου όταν εφαρμόζονται τεχνικές STBC δίνεται από την εξ. (7.19)

$$C_{STBC}(t) = \frac{1}{W} \int R_c \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \|\mathbf{H}(t, f)\|_F^2 \right) df \quad (7.19)$$

όπου $R_c \in (0, 1]$ είναι ο ρυθμός κώδικα (code rate) που ισούται με το λόγο του πλήθους συμβόλων πληροφορίας ανά μπλόκ προς το πλήθος περιόδων συμβόλων ανά μπλοκ. Η διαφορά στην επίδοση χωρητικότητας μεταξύ των τεχνικών UPA και STBC δίνεται από την εξ.(7.20)

$$\Delta C = (1 - R_c) \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \|\mathbf{H}\|_F^2 \right) + \log_2 \left(1 + \frac{S}{1 + \frac{\rho}{M_T} \|\mathbf{H}\|_F^2} \right) \quad (7.20)$$

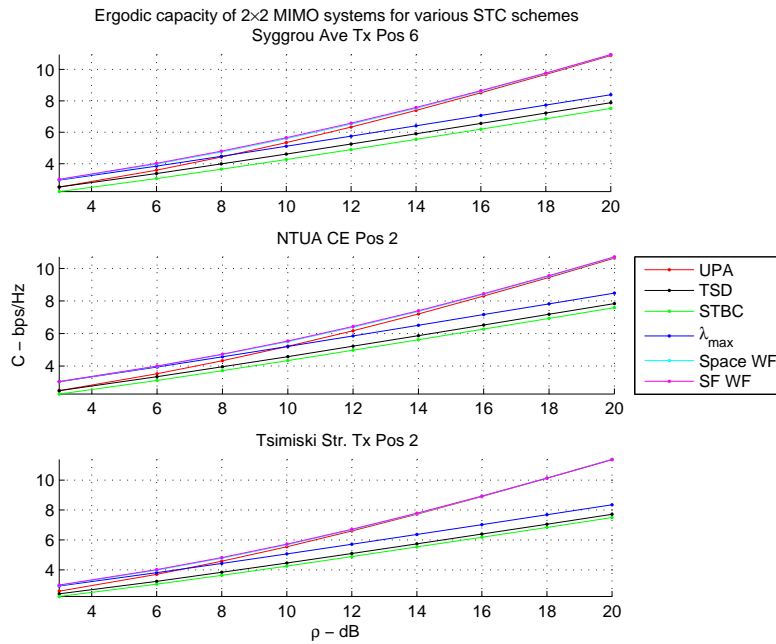
όπου η ποσότητα S δίνεται από την ακόλουθη έκφραση

$$S = \left(\frac{\rho}{M_T} \right)^2 \cdot \sum_{\substack{i_1 < i_2 \\ i_1 \neq i_2}} \lambda_{i_1} \lambda_{i_2} + \left(\frac{\rho}{M_T} \right)^3 \cdot \sum_{\substack{i_1 < i_2 < i_3 \\ i_1 \neq i_2 \neq i_3}} \lambda_{i_1} \lambda_{i_2} \lambda_{i_3} + \dots \\ + \left(\frac{\rho}{M_T} \right)^{k_H} \cdot \prod_{i=1}^{k_H} \lambda_i \quad (7.21)$$

Σχολιασμός επίδοσης χωρητικότητας

Στο σχήμα 7.11 απεικονίζεται η εργοδική χωρητικότητα 2×2 MIMO συστημάτων έναντι του σηματοθορυβικού λόγου ρ για μία θέση μέτρησης κάθε περιβάλλοντος διάδοσης και για όλες τις μεθόδους επεξεργασίας σήματος εκπομπής που παρουσιάστηκαν παραπάνω. Όμοια αποτελέσματα για την εμπειρική συμπληρωματική σκπ της χωρητικότητας με $\rho = 10$ dB δίνονται στο σχήμα 7.10. Αμφότερα τα σχήματα αναδεικνύουν την βέλτιστη επίδοση των αλγορίθμων WF σε σχέση με τις υπόλοιπες μεθόδους. Παρατηρείται επίσης η σχέδον όμοια επίδοση των δύο επιμέρους παραλλαγών του αλγορίθμου στα πεδία του χώρου και του χώρου/συχνότητας. Συγκρίνοντας με την μέθοδο UPA, οι μέθοδοι WF αν και πετυχαίνουν καλύτερη επίδοση,

Κεφάλαιο 7. Πειραματικά αποτελέσματα επίδοσης χωρητικότητας MIMO διαύλου

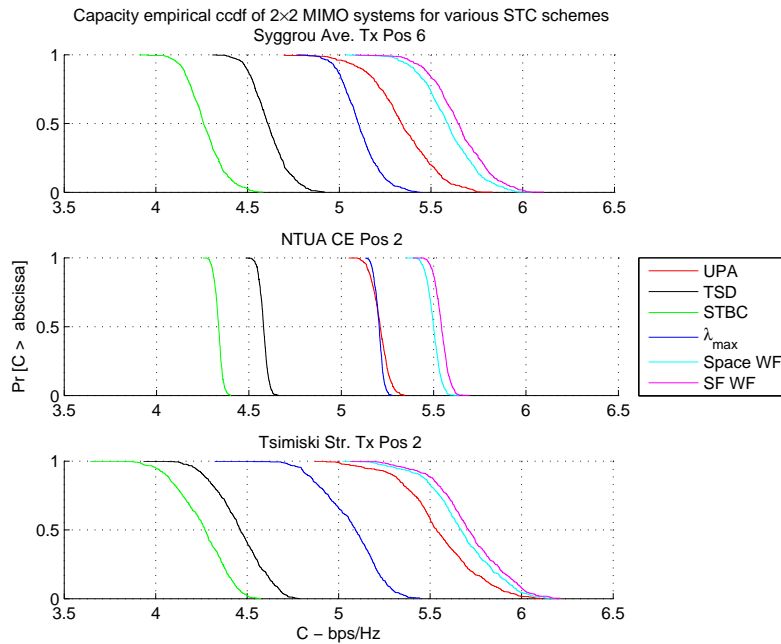


Σχήμα 7.10: Εργοδική χωρητικότητα MIMO 2×2 συστημάτων για διάφορα σχήματα χωροχρονικής κωδικοποίησης και $(\Delta_R, \Delta_T) = (2.8\lambda, 3.0\lambda)$.

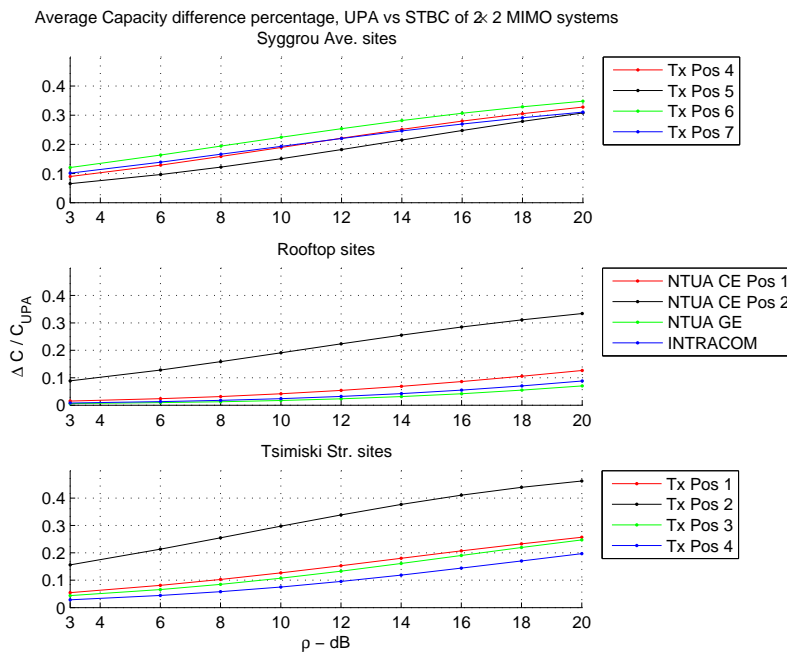
εντούτοις η διαφορά στην επίδοση μειώνεται με την αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου. Από την άλλη πλευρά, όλες οι υπόλοιπες μέθοδοι επεξεργασίας επιτυγχάνουν κατώτερη επίδοση με χειρότερη όλων αυτή της C_{STBC} , ενώ ακολουθούν οι C_{TSD} και $C_{\lambda_{\max}}$. Επιπλέον, παρατηρώντας το σχήμα 7.10 η σχεδόν όμοια κλίση των καμπυλών αναδεικνύει την όμοια συμπεριφορά «διαφορικότητας» της χωρητικότητας για όλες τις μεθόδους που εξετάστηκαν ανά θέση μέτρησης. Σημειώνεται ότι η έννοια της διαφορικότητας συνήθως χρησιμοποιείται για την περιγραφή της επίδοσης αξιοπιστίας, παρατηρώντας τη μεταβολή του ρυθμού λανθασμένων bit με το σηματοθορυβικό λόγο (κλίση καμπυλών BER). Εντούτοις, στον παρόντα σχολιασμό με τον όρο διαφορικότητα εννοείται η ευρύτητα τιμών γύρω από την C_e που λαμβάνει η στιγμιαία χωρητικότητα C λόγω της τυχαίας φύσης του διαύλου (κλίση καμπυλών C).

Εστιάζοντας στην ποσοστιαία διαφορά επίδοσης χωρητικότητας μεταξύ μεθόδων UPA και STBC προσδιορίστηκε ο λόγος $\frac{\Delta C}{C_{UPA}}$, όπου ο όρος ΔC δίνεται από την εξ.(7.20). Οι υπολογισμοί πραγματοποιήθηκαν για 2×2 MIMO συστήματα με τη μέγιστη δυνατή απόσταση διαχωρισμού κεραιοστοιχείων $(\Delta_R, \Delta_T) = (2.8\lambda, 3.0\lambda)$ για όλες τις θέσεις μέτρησης. Τα αποτελέσματα απεικονίζονται στο σχήμα 7.12 όπου φαίνεται ότι σε γενικές γραμμές η διαφορά στην λεωφ. Συγγρού είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη στις μετρήσεις οροφής και της οδού Τσιμισκή. Αυτό αποτελεί μια ένδειξη ότι το κέρδος πολυπλεξίας που εμπεριέχεται στο δίαυλο της λεωφ. Συγγρού είναι μεγαλύτερο από αυτό των υπόλοιπων θέσεων. Η μικρότερη διαφορά ($\frac{\Delta C}{C_{UPA}} < 0.1$) παρουσιάζεται στην θέση NTUA GE η οποία όπως παρατηρήθηκε πολλαπλάσις ως τώρα αντιστοιχεί στο πιο «φτωχό» πολυδιαδρομικό περιβάλλον.

Διευρύνοντας την ανάλυση σε συμμετρικά MIMO συστήματα μεγαλύτερης τάξης ($M_{ant} \geq 2$) υπολογίστηκε το σχετικό κέρδος χωρητικότητας όλων των μεθόδων ως προς τη χωρητικότητα

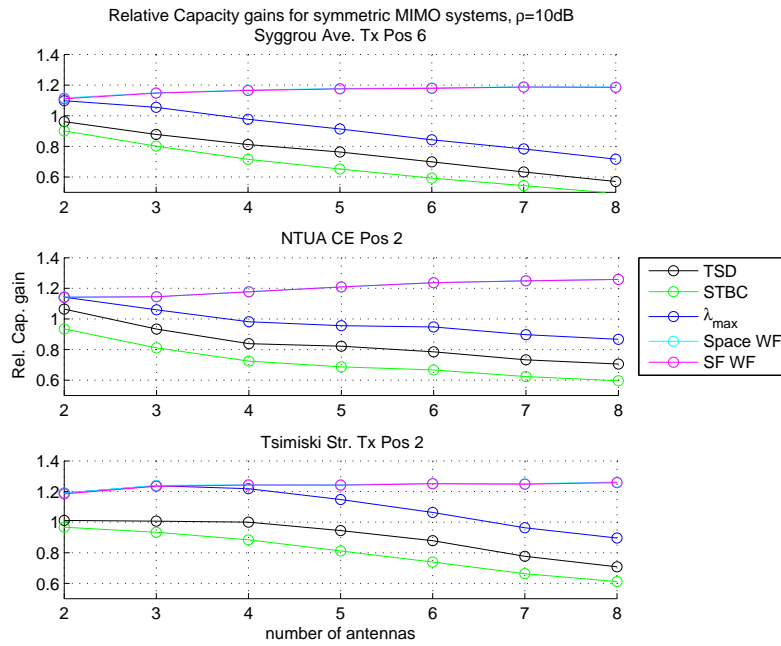


Σχήμα 7.11: Χωρητικότητα για συστήματα MIMO 2×2 με $\rho = 10dB$ για διάφορα σχήματα χωροχρονικής κωδικοποίησης και $(\Delta_R, \Delta_T) = (2.8\lambda, 3.0\lambda)$.



Σχήμα 7.12: Μέση ποσοστιαία διαφορά χωρητικότητων C_{UPA} και C_{STBC} για MIMO 2×2 συστήματα με $(\Delta_R, \Delta_T) = (2.8\lambda, 3.0\lambda)$.

Κεφάλαιο 7. Πειραματικά αποτελέσματα επίδοσης χωρητικότητας MIMO διαύλου



Σχήμα 7.13: Σχετικά κέρδη χωρητικότητας σχημάτων χωρο-χρονικής επεξεργασίας εκπομπής σε σχέση με UPA για συμμετρικά MIMO συστήματα με $\rho = 10$ dB και $(\Delta_R, \Delta_T) = (0.4\lambda, 0.5\lambda)$.

C_{UPA} (βλ. σχήμα 7.13). Η αναμενόμενη παρατήρηση για το μεγαλύτερο σχετικό κέρδος των μεθόδων WF συνοδεύεται από μία επιπλέον διαπίστωση ότι αυτό αυξάνεται όσο μειώνεται το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας του διαύλου. Πράγματι, όπως είναι φανερό το σχετικό κέρδος είναι μικρότερο για τη λεωφ. Συγγρού (η οποία γενικά έχει την καλύτερη επίδοση χωρητικότητας) από ότι για τις υπόλοιπες θέσεις ανεξαρτήτως του πλήθους των κεραιοστοιχείων. Η διαφορά αυτή γίνεται ακόμη πιο έντονη για τιμές μεγαλύτερες του ρ από αυτή που απεικονίζεται στο σχήμα 7.13 ($\rho = 10$ dB). Επίσης, μπορεί να δει κανείς τη σχεδόν αμετάβλητη τιμή του σχετικού κέρδους των μεθόδων WF με το πλήθος των κεραιοστοιχείων γεγονός που δεν παρατηρείται για τις υπόλοιπες μεθόδους, όπου το σχετικό κέρδος μειώνεται με την αύξηση του M_{ant} . Παρατηρώντας τη μέθοδο επιλογής εκπομπής στο μέγιστο ιδιορυθμό λ_{\max} παρατηρείται ότι αυτός μπορεί να επιτύχει καλύτερη επίδοση χωρητικότητας από τη μέθοδο UPA για μικρό πλήθος στοιχείων $M_{ant} \leq 4$ για τη μέτρηση στη λεωφ. Συγγρού και την Πολυτεχνειούπολη Ζωγράφου ενώ για την οδό Τσιμισκή η επίδοση είναι καλύτερη για $M_{ant} \leq 6$. Η παρατήρηση αυτή έρχεται σε αντίφαση με την διάταξη των καμπυλών στα σχήματα 7.10 και 7.11 όπου φαίνεται ότι για 2×2 MIMO συστήματα ισχύει ότι $C_{\lambda_{\max}} < C_{UPA}$. Η εξήγηση σε αυτή την φαινομενική αντίφαση βρίσκεται στην διαφορετική απόσταση διαχωρισμού των κεραιοστοιχείων η οποία είναι $(\Delta_R, \Delta_T) = (2.8\lambda, 3.0\lambda)$ για τα σχήματα 7.10, 7.11 ενώ είναι $(\Delta_R, \Delta_T) = (0.4\lambda, 0.5\lambda)$ για το σχήμα 7.13. Η διαφορά αυτή μεταφράζεται σε διαφορετική συσχέτιση μεταξύ των στοιχείων του MIMO πίνακα καθώς επίσης και διαφορετική τιμή της ιδιοτιμής λ_{\max} . Η συμπεριφορά που παρατηρείται είναι ότι η μέθοδος μέγιστου ιδιορυθμού επιτυγχάνει καλύτερη επίδοση όταν η χωρική συσχέτιση είναι μεγαλύτερη και το σχετικό κέρδος είναι μεγαλύτερο λόγω της αύξησης της λ_{\max} καθώς και της μείωσης της C_{UPA} . Τέλος, είναι

φανερό ότι το σχετικό κέρδος χωρητικότητας για την κωδικοποίηση STBC είναι το μικρότερο και διαρκώς μειούμενο με την αύξηση του M_{ant} ενώ αμέσως μετά ακολουθεί το σχετικό κέρδος της μεθόδου TSD.

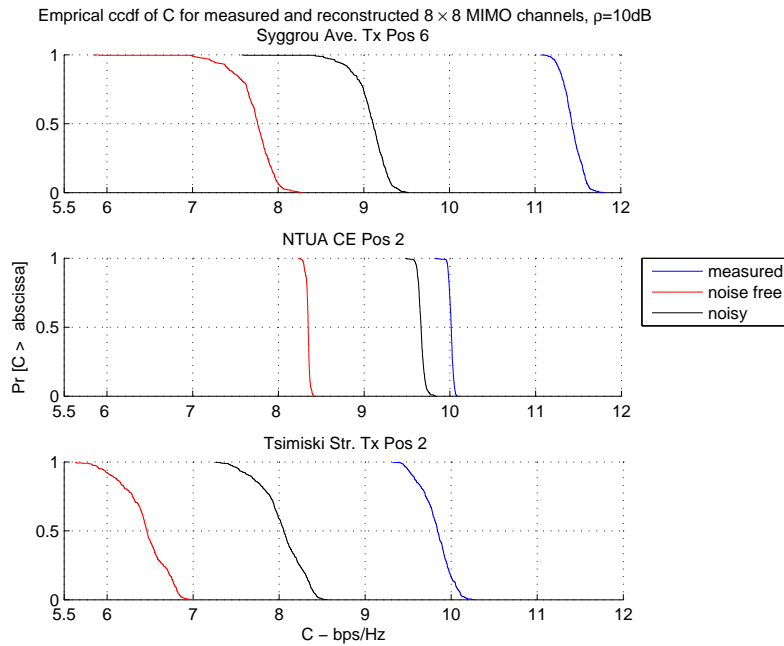
7.3.5 Σύγκριση χωρητικότητας μετρημένων με παραμετρικούς διαύλους

Οι αναδομημένες εκφράσεις των MIMO πινάκων $\mathbf{H}_{rc,nf}$ που προέκυψαν από την προσέγγιση παραμετρικής μοντελοποίησης του ραδιοδιαύλου μπορούν να συγκριθούν με τις αντίστοιχες πειραματικές περιγραφές του \mathbf{H}_{meas} ως προς την επίδοση χωρητικότητας. Όπως είναι φανερό στο σχήμα 7.14 η επίδοση χωρητικότητας $C_{rc,nf}$ των αναδομημένων διαύλων (καμπύλες κόκκινου χρώματος) είναι αρκετά υποδεέστερη των C_{meas} (καμπύλες μπλέ χρώματος). Η διαφορά αυτής οφείλεται α) στις μη εκτιμημένες πολυδιαδρομικές συνιστώσες από τον αλγόριθμο εκτίμησης παραμέτρων σήματος β) στους λοιπούς μηχανισμούς διάδοσης που δεν οφείλονται σε ανακλάσεις γ) στην ουσιαστική επίδραση που έχει η φάση των εν γένει μιγαδικών στοιχείων του \mathbf{H} η οποία δεν αναπαρίσταται ορθά κατά την αναδόμηση των διαύλων λόγω πιθανών λαθών κατά την εκτίμηση των μιγαδικών πλατών δ) στην επίδραση του θορύβου στους μετρημένους πίνακες. Όλοι οι παραπάνω λόγοι συντελούν στη μεγάλη διαφορά των καμπυλών η οποία μπορεί να ξεπεράσει το 35% (βλ. οδός Τσιμισκή θέση 2). Για να αντιμετωπιστεί αυτή η διαφορά σχηματίστηκε ο MIMO πίνακας $\mathbf{H}_{rc} = \mathbf{H}_{rc,nf} + \mathbf{H}_{\theta}$ με υπέρθεση στον αναδομημένο πίνακα $\mathbf{H}_{rc,nf}$ ενός τυχαίου πίνακα «θορύβου» \mathbf{H}_{θ} με ισχύ ίση με την μη εκτιμημένη ισχύ που υπολογίστηκε στο κεφάλαιο 6. Ακολούθησε εκ νέου κανονικοποίηση του \mathbf{H}_{rc} και υπολογίστηκε η χωρητικότητα C_{rc} για 8×8 MIMO συστήματα. Η υπέρθεση του \mathbf{H}_{θ} προσθέτει τυχαιότητα στην αναπαράσταση της παραμετρικής μοντελοποίησης διάδοσης του $\mathbf{H}_{rc,nf}$ και επιδρά στη φάση των στοιχείων του. Όπως είναι φανερό στο σχήμα 7.14, η παραπάνω διαδικασία έχει ως αποτέλεσμα την βελτίωση της επίδοσης χωρητικότητας με την μετακίνηση των καμπυλών προς τα δεξιά (βλ. καμπύλες μαύρου χρώματος) πλησιάζοντας την επίδοση των μετρημένων διαύλων. Εντούτοις, οι διαφορές εξακολουθούν να υπάρχουν αλλά δεν ξεπερνούν το 20%. Όμοια συμπεριφορά στις επιδόσεις μετρημένων και αναδομημένων διαύλων έχει καταγραφεί και στη διεθνή βιβλιογραφία π.χ. [82], [83], [95], [96].

7.4 Πειραματικά αποτελέσματα ιδιοτιμών

Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζονται πειραματικά αποτελέσματα ιδιοτιμών για 2×2 MIMO συστήματα σε όλες τις θέσεις μετρήσεων. Γενικά το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας και η επίδοση χωρητικότητας μειώνεται όσο απομακρύνονται οι ιδιοτιμές μεταξύ τους. Δεδομένης της κανονικοποίησης των MIMO πινάκων \mathbf{H} και της ιδιότητας $\text{tr}\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H\} = \sum_{k=1}^{k_H} \lambda_k$, για τα 2×2 συστήματα ισχύει ότι όσο μειώνεται η λ_2 τόσο αυξάνει η λ_1 και το αντίστροφο. Από τις θέσεις των εστιγμένων καμπυλών που αντιστοιχούν στην λ_2 στο σχήμα 7.15 επιβεβαιώνεται το μεγαλύτερο κέρδος χωρικής πολυπλεξίας της λεωφ. Συγγρού και το μικρότερο των μετρήσεων οροφής. Επίσης, είναι φανερή η ύπαρξη ενός κυρίαρχου ιδιορυθμού μετάδοσης

Κεφάλαιο 7. Πειραματικά αποτελέσματα επίδοσης χωρητικότητας MIMO διαύλου



Σχήμα 7.14: Εμπειρική σκπ χωρητικότητας συστημάτων MIMO 8×8 για $\rho = 10\text{dB}$. Σύγκριση μετρημένων και ανασυντεθειμένων διαύλων

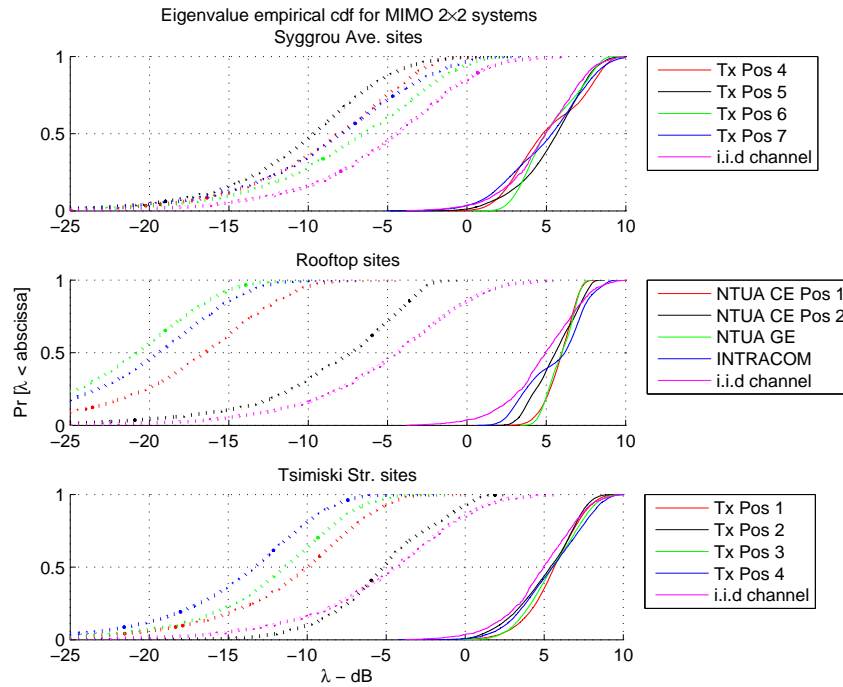
που εμπεριέχεται στο διάυλο της θέσης NTUA GE, όπου η ιδιοτιμή λ_2 είναι περί τα 15 dB μικρότερη από την αντίστοιχη ενός θεωρητικού i.i.d Rayleigh διαύλου.

Από την άλλη πλευρά, η επίδραση της χωρικής συσχέτισης των κεραιστοιχείων στις ιδιοτιμές απεικονίζεται στο σχήμα 7.16 όπου φαίνεται ότι μπορεί να υπάρξει διαφορά περί τα 5 dB στις τιμές της λ_2 για τα περιβάλλοντα της λεωφ. Συγγρού και της Πολυτεχνειούπολης ενώ η διαφορά φτάνει τα 12 dB για την θέση 2 της οδού Τσιμισκή. Τα αποτελέσματα αυτά είναι σε πλήρη συμφωνία με την επίδοση χωρητικότητας $C_{2 \times 2}$ του σχήματος 7.9 και την ερμηνεύουν πλήρως ως προς τα κέρδη ισχύος των ιδιορυθμών μετάδοσης που εμπεριέχονται στο διάυλο όπως αυτά δίνονται από τις ιδιοτιμές.

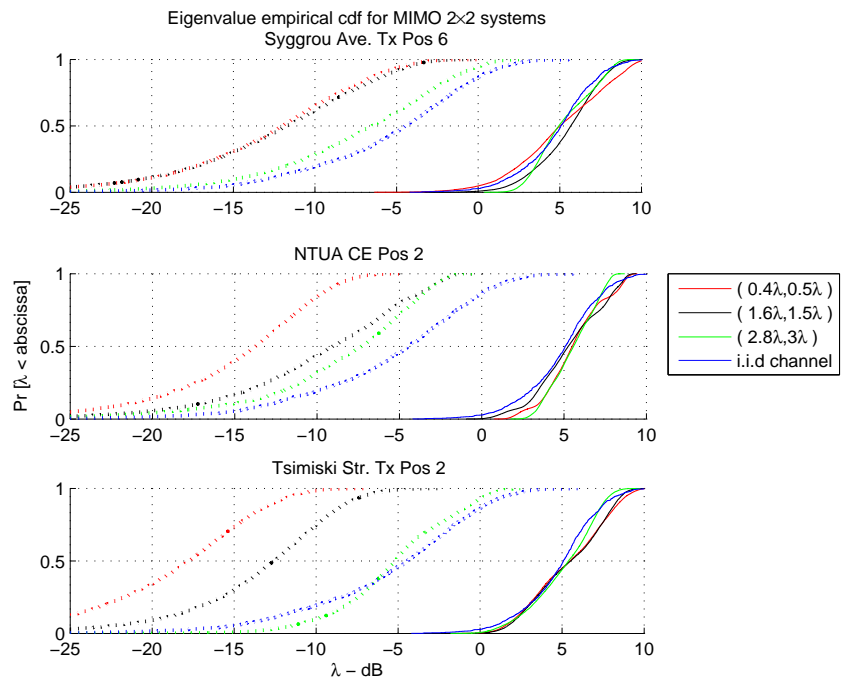
7.4.1 Συντελεστές κατάστασης MIMO πίνακα

Ένα μέγεθος που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον ποιοτικό χαρακτηρισμό μετρημένων MIMO πινάκων ως προς την αφθονία σε πολυδιαδρομική διάδοση (multipath richness) αλλά και την καταλληλότητα για χωρική πολυπλεξία είναι ο *συντελεστής κατάστασης* (condition number) [97]. Για την ακρίβεια, δύο προσεγγίσεις έχουν προταθεί για την περιγραφή των πειραματικών MIMO πινάκων \mathbf{H} χρησιμοποιώντας αυτό το μέγεθος. Στην πρώτη προσέγγιση ο συντελεστής κατάστασης k ορίζεται από την εξ.(7.22) και επί της ουσίας εκφράζει το λόγο της μέγιστης προς την ελάχιστη ιδιοτιμή του πίνακα αυτοσυσχέτισης $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ [69].

$$\kappa = \|\mathbf{H}\|_2^2 \cdot \|\mathbf{H}^{-1}\|_2^2 = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} \quad (7.22)$$

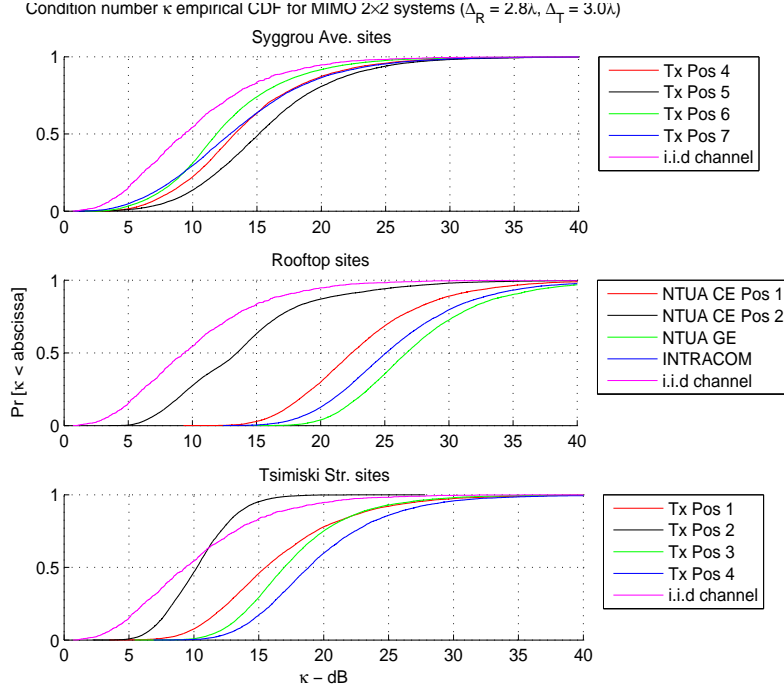


Σχήμα 7.15: Εμπειρικές σκπ των δύο ιδιοτιμών λ_1 (συνεχής γραμμή) και λ_2 (διακεκομμένη γραμμή) MIMO 2×2 συστημάτων με $\Delta_R = 2.8\lambda$, $\Delta_T = 3.0\lambda$



Σχήμα 7.16: Εμπειρικές σκπ των δύο ιδιοτιμών λ_1 (συνεχής γραμμή) και λ_2 (διακεκομμένη γραμμή) MIMO 2×2 συστημάτων με διάφορες τιμές απόστασης διαχωρισμού κεραιοστοιχείων Δ_R, Δ_T

Κεφάλαιο 7. Πειραματικά αποτελέσματα επίδοσης χωρητικότητας MIMO διαύλου



Σχήμα 7.17: Εμπειρικές σκπ συντελεστή κατάστασης κ για MIMO 2x2 συστήματα με $\Delta_R = 2.8\lambda$, $\Delta_T = 3.0\lambda$

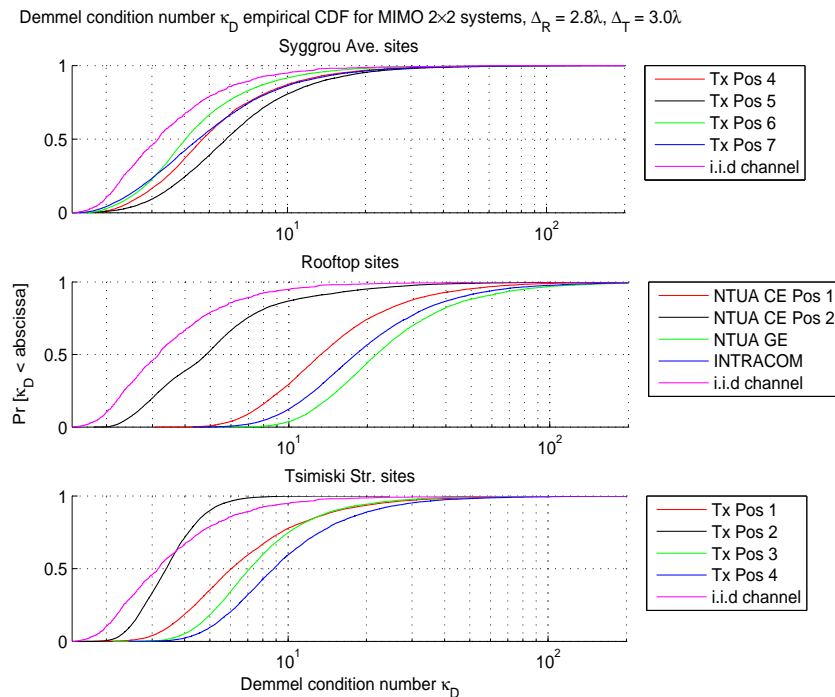
Οι μικρές τιμές του κ σηματοδοτούν ότι ο διάυλος μπορεί να προσφέρει αυξημένο κέρδος χωρικής πολυπλεξίας και επιτυγχάνει αυξημένη επίδοση χωρητικότητας. Ιδανικά, σε ένα διάυλο που μπορεί να αναλυθεί σε πανομοιότυπα ορθογωνικά κανάλια ισχύει ότι $k = 1$ και όλες οι ιδιοτιμές είναι ίσες μεταξύ τους. Στο σχήμα 7.17 απεικονίζονται οι τιμές του κ για 2 x 2 συστήματα και για όλες τις θέσεις μέτρησης. Για μια ακόμη φορά επιβεβαιώνεται το συγκριτικό πλεονέκτημα της λεωφ. Συγγρού σε σχέση με τα υπόλοιπα περιβάλλοντα ως προς το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας το οποίο πλησιάζει περισσότερο αυτό ενός i.i.d Rayleigh διαύλου, ενώ ακολουθούν τα περιβάλλοντα της οδού Τσιμισκή και των μετρήσεων οροφής.

Η δεύτερη προσέγγιση χαρακτηρισμού ενός MIMO διαύλου ως προς την ποιότητα του για χωρική πολυπλεξία έχει προταθεί στην [98] με χρήση του συντελεστή κατάστασης Demmel κ_D , ο οποίος ορίζεται από την εξ.(7.23).

$$\kappa_D = \|\mathbf{H}\|_F \cdot \|\mathbf{H}^{-1}\|_2 = \frac{\|\mathbf{H}\|_F}{\sigma_{\min}} = \frac{\|\mathbf{H}\|_F}{\sqrt{\lambda_{\min}}} \quad (7.23)$$

Το μέγεθος κ_D μπορεί να φανεί χρήσιμο σε συστήματα όπου υπάρχει η δυνατότητα εκπομπής με δύο μεθόδους α) με χωρική πολυπλεξία SM ή β) μέσω μιας μεθόδου διαφορικότητας όπως π.χ. STBC. Η σύγκριση μεταξύ των δύο μεθόδων γίνεται όχι ως προς την επίδοση χωρητικότητας αλλά ως προς την επίδοση αξιοπιστίας λαμβανόμενων συμβόλων SER (symbol error rate). Θεωρώντας ένα συμμετρικό $M_{ant} \times M_{ant}$ MIMO σύστημα όπου ο αριθμός bits ανά εκπεμπόμενο διάνυσμα συμβόλων $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{M_{ant} \times 1}$ είναι σταθερός, έστω R_s bits/vector

symbol, τότε οι δύο εναλλακτικές μέθοδοι εκπομπής διαφοροποιούνται ως προς τον σηματοδοτικό αστερισμό ανά κεραιοστοιχείο πομπού. Στην μέθοδο SM ο σηματοδοτικός αστερισμός θα πρέπει να αντιστοιχίζει σε σύμβολα R_s/M_{ant} το πλήθος bits ενώ για ένα κώδικα STBC πλήρους ρυθμού R_s το πλήθος bits. Συνοπτικά, η βασική ιδέα είναι ότι η επίδοση αξιοπιστίας SER εξαρτάται γενικά από την ελάχιστη απόσταση του σηματοδοτικού αστερισμού στο δέκτη $d_{\min,Rx}$, η οποία με τη σειρά της εξαρτάται από την ελάχιστη απόσταση του σηματοδοτικού αστερισμού στον πομπό $d_{\min,Tx}$ και από την επίδραση του διαύλου \mathbf{H} στο μεταδιδόμενο σήμα. Το ενδιαφέρον στοιχείο είναι ότι η επίδραση του MIMO πίνακα στην επίδοση SER στο μεν σχήμα SM εντοπίζεται στην ελάχιστη ιδιοτιμή του διαύλου $\sqrt{\lambda_{\min}}$ ενώ στο δε σχήμα STBC εντοπίζεται στην Frobenius νόρμα του $\|\mathbf{H}\|_F$. Σύμφωνα με την ανάλυση που παρουσιάζεται στις αναφορές [5], [98] υποστηρίζεται ότι όταν υπάρχουν διαθέσιμες οι μέθοδοι SM, STBC και για δοσμένη αποδοτικότητα R_s , τότε η καλύτερη επίδοση αξιοπιστίας SER επιτυγχάνεται αν ο πομπός προσαρμόζει την κωδικοποίηση του σήματος εκπομπής ανάλογα με τις τιμές του συντελεστή κατάστασης Demmel κ_D . Πιο συγκεκριμένα, είναι προτιμότερο να χρησιμοποιείται το σχήμα SM όταν ισχύει $\kappa_D \leq \frac{d_{\min,SM}}{d_{\min,STBC}}$, όπου με $d_{\min,SM}$ και $d_{\min,STBC}$ συμβολίζεται η ελάχιστη απόσταση των σημείων του σηματοδοτικού αστερισμού στην κάθε κεραία πομπού για τα σχήματα κωδικοποίησης SM και STBC αντίστοιχα.



Σχήμα 7.18: Εμπειρικές σκπ Demmel συντελεστή κατάστασης για MIMO 2×2 συστήματα με $\Delta_R = 2.8\lambda$, $\Delta_T = 3.0\lambda$

Αν υποτεθεί ότι σε ένα 2×2 σύστημα ισχύει ότι $R_s = 4$ bits/vector symbol, τότε στη SM μέθοδο θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί διαμόρφωση QPSK ενώ στην μέθοδο STBC διαμόρφωση 16 QAM. Ισχύει ότι οι μέσες ενέργειες των σηματοδοτικών αστερισμών είναι $\mathcal{E}_{SM} =$

$\frac{d_{\min,SM}^2}{2}$ και $\mathcal{E}_{STBC} = \frac{15}{6}d_{\min,STBC}^2$. Απαιτώντας να ισχύει ότι $\mathcal{E}_{SM} = \mathcal{E}_{STBC}$ προκύπτει ότι $\frac{d_{\min,SM}}{d_{\min,STBC}} = \sqrt{5} \simeq 2.236$. Παρατηρώντας το σχήμα 7.18, όπου απεικονίζονται οι πειραματικές καμπύλες εμπειρικής σκπ του κ_D για 2×2 διαύλους σε όλες τις θέσεις μέτρησης, είναι φανερό ότι τα περιβάλλοντα που εξετάστηκαν έχουν φτωχή ποιότητα χωρικής πολυπλεξίας ως προς την επίδοση αξιοπιστίας. Το συγκριτικά καλύτερο περιβάλλον είναι αυτό της λεωφ. Συγγρού με καλύτερη θέση μέτρησης τη θέση 6 όπου το σχήμα SM είναι προτιμητέο του STBC για 8% των περιπτώσεων, τη στιγμή που το αντίστοιχο ποσοστό ενός i.i.d διαύλου θα ήταν 20%. Αν εξαιρέσει κανείς τις θέσεις ΕΜΠ ΓΕ και οδός Τσιμισκή θέση 2 σε όλες τις υπόλοιπες θέσεις η μέθοδος SM δεν είναι ποτέ ($\Pr[\kappa_D < \sqrt{5}] = 0$) προτιμητέα έναντι της STBC. Τέλος, σημειώνεται ότι πειραματικά αποτελέσματα όμοιου είδους παρουσιάζονται στην [99] όπου τα αντίστοιχα ποσοστά είναι ψηλότερα. Η διαφορά αυτή οφείλεται στο διαφορετικό περιβάλλον διάδοσης (εσωτερικού χώρου) που μελετήθηκε εκεί και στη χρήση δύο πολώσεων (οριζόντιας και κάθετης) στα κεραιοστοιχεία.

7.5 Συμπεράσματα

Ολοκληρώνοντας την παρουσίαση των πειραματικών αποτελεσμάτων επίδοσης χωρητικότητας, τα συμπεράσματα που προέκυψαν συνοψίζονται επιγραμματικά στις ακόλουθες παρατηρήσεις:

- Η καλύτερη συγκριτικά επίδοση χωρητικότητας επιτυγχάνεται στο περιβάλλον της λεωφόρου Συγγρού, ενώ ακολουθούν τα περιβάλλοντα της οδού Τσιμισκή και των μετρήσεων οροφής.
- Η αύξηση της χωρητικότητας με την προσθήκη κεραιοστοιχείων σε πομπό και δέκτη αν και είναι γραμμική δεν είναι ευθέως ανάλογη με το πλήθος των κεραιοστοιχείων και απέχει αρκετά από την αντίστοιχη αύξηση που παρατηρείται σε i.i.d διαύλους. Επιπλέον, η επιτυγχανόμενη βελτίωση δεν παραμένει σταθερή αλλά είναι διαρκώς μειούμενη με την προσθήκη επιπλέον κεραιοστοιχείων (μέχρι $M_{ant} = 8$)
- Η χωρητικότητα επηρεάζεται σε μεγάλο βαθμό από την απόσταση διαχωρισμού των κεραιοστοιχείων λόγω της χωρικής συσχέτισης των στοιχείων του πίνακα \mathbf{H} .
- Εξετάζοντας διαφορετικές μεθόδους χωροχρονικής επεξεργασίας εκπομπής παρατηρήθηκε ότι οι μέθοδοι STBC, λ_{\max} και TSD παρουσιάζουν χειρότερη επίδοση από την μέθοδο UPA ειδικότερα όσο αυξάνει το πλήθος των κεραιοστοιχείων. Εντούτοις, για MIMO συστήματα μικρής τάξης, οι διαφορές μειώνονται ειδικότερα όσο αυξάνει η χωρική συσχέτιση των στοιχείων του πίνακα \mathbf{H} .
- Οι αλγόριθμοι WF εμφανίζουν την καλύτερη επίδοση χωρητικότητας αλλά το κέρδος από τη χρήση τους μειώνεται όσο πιο πλούσιο σε πολυδιαδρομική διάδοση είναι το εξεταζόμενο περιβάλλον, ειδικότερα όσο αυξάνει ο σηματοθορυβικός λόγος.
- Η ποσοστιαία μείωση στη χωρητικότητα λόγω χρήσης μεθόδων STBC αυξάνει με το σηματοθορυβικό λόγο αναφοράς ρ . Επίσης η μείωση είναι μικρότερη όσο πιο φτωχό σε

Κεφάλαιο 7. Πειραματικά αποτελέσματα επίδοσης χωρητικότητας MIMO διαύλου

πολυδιαδρομικότητα είναι το περιβάλλον διάδοσης.

- Η επίδοση χωρητικότητας της παραμετρικής μοντελοποίησης των μετρημένων διαύλων διαφέρει σε μεγάλο βαθμό από την αντίστοιχη επίδοση των αμιγώς πειραματικών διαύλων. Η διαφορά οφείλεται στην έλλειψη τυχαιότητας που υπάρχει όταν ο δίαυλος μοντελοποιείται ως η υπέρθεση ενός περιορισμένου πλήθους ισχυρών, κυρίαρχων πολυδιαδρομικών συνιστωσών.
- Εξετάζοντας τα πειραματικά αποτελέσματα του συντελεστή κατάστασης Demmel και σκοπεύοντας στην καλύτερη επίδοση αξιοπιστίας για δοσμένη αποδοτικότητα μετάδοσης bits/διάνυσμα συμβόλων, προέκυψε ότι η καταλληλότητα των πειραματικών περιβαλλόντων διάδοσης για χρήση χωρικής πολυπλεξίας είναι εξαιρετικά μειωμένη έναντι της χρήσης μεθόδων MIMO διαφορικότητας όπως π.χ. STBC.

□

Κεφάλαιο 7. Πειραματικά αποτελέσματα επίδοσης χωρητικότητας MIMO διαύλου

Κεφάλαιο 8

Συμπεράσματα

8.1 Σύνοψη

Η επίδοση των ασύρματων MIMO συστημάτων προσωπικών επικοινωνιών περιορίζεται από το ασύρματο μέσο. Όλα τα οφέλη που προκύπτουν από τη χρήση πολλαπλών κεραιών, δηλ. η χωρική πολυπλεξία, το κέρδος διαφορικότητας και το κέρδος στοιχειοκεραίας εξαρτώνται από τα χαρακτηριστικά της πολυδιαδρομικής διάδοσης. Η ανάγκη για ακριβή περιγραφή του ασύρματου μέσου διάδοσης ήταν το κίνητρο ώστε σε αυτή τη διατριβή να μελετηθεί ο πολυδιάστατος χαρακτηρισμός του ραδιοδιαύλου. Ειδικότερα εξετάστηκαν σενάρια διάδοσης για σταθερές ασύρματες ζεύξεις ευρείας ζώνης υπό συνθήκες οπτικής επαφής οι οποίες λειτουργούν σε εξωτερικούς χώρους. Η έρευνα βασίστηκε σε εκτεταμένες μετρήσεις καναλιού και την επεξεργασία των πειραματικών δεδομένων που καταγράφηκαν. Οι μετρήσεις διακρίνονται σε τρία είδη ανάλογα με τις θέσεις πομπού και δέκτη: α) μετρήσεις δρόμου-οροφής β) μετρήσεις οροφής-οροφής και γ) μετρήσεις δρόμου-δρόμου οι οποίες πραγματοποιήθηκαν σε 4 τοποθεσίες στην Αττική: α) στην λεωφ. Συγγρού, β) στην Πολετεχνειούπολη Ζωγράφου, γ) στις εγκαταστάσεις της INTPAKOM A.E. και δ) στην οδό Τσιμισκή στο κέντρο της Αθήνας. Η ολοκληρωμένη αντιμετώπιση του θέματος επιτεύχθηκε ακολουθώντας δύο προσεγγίσεις χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου: α) τη στοχαστική και β) την παραμετρική. Στην πρώτη μελετήθηκαν οι στοχαστικές διαδικασίες που περιγράφουν το τυχαίο δίαυλο ενώ στη δεύτερη εκτιμήθηκαν οι επιμέρους παράμετροι των πολυδιαδρομικών συνιστωσών μέσω των οποίων μεταδίδεται το εκπεμπόμενο σήμα πληροφορίας στο δέκτη. Επιπλέον, μελετήθηκε και η ρεαλιστική επίδοση του μεγέθους της MIMO χωρητικότητας.

Η θεωρητική ανάλυση του προβλήματος περιγραφής ραδιοδιαύλου δόθηκε στο κεφάλαιο 2. Στο κεφάλαιο 3 περιγράφηκαν ο μετρητικός εξοπλισμός, η διαδικασία μέτρησης και τα περιβάλλοντα που εξετάστηκαν. Στο κεφάλαιο 5 περιγράφηκε ο πολυδιάστατος αλγόριθμος εκτίμησης παραμέτρων Unitary ESPRIT, που εφαρμόστηκε στα πειραματικά δεδομένα. Τα αποτελέσματα στοχαστικού χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 4 ενώ τα αποτελέσματα της παραμετρικής περιγραφής στο κεφάλαιο 6. Τέλος, τα αποτελέσματα επίδοσης MIMO χωρητικότητας δόθηκαν στο κεφάλαιο 7. Στη συνέχεια συνοψίζονται τα

σημαντικότερα συμπεράσματα που προέκυψαν και προτείνονται θέματα για μελλοντική ερευνητική δραστηριότητα.

8.2 Συμπεράσματα στοχαστικής προσέγγισης χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου

Ακολουθώντας τη στοχαστική προσέγγιση χαρακτηρισμού καναλιού προέκυψαν τα ακόλουθα συμπεράσματα:

- Εξετάζοντας τη στατικότητα χωριστά στα πεδία του χρόνου, της συχνότητας και του χώρου παρατηρήθηκαν τα εξής:
 - Η σταθερή θέση των άκρων της ασύρματης ζεύξης προκαλεί στατικότητα του ραδιοδιαύλου στο πεδίο του χρόνου. Η στατικότητα επιβεβαιώνεται τόσο από τις αμετάβλητες διαλείψεις μεγάλης κλίμακας όσο και από τη σταθερότητα της χωρικής δομής του διαύλου όπως αυτή εκφράζεται από τους πίνακες χωρικής συσχέτισης πομπού και δέκτη.
 - Για ένα SISO δίαυλο η υπόθεση ασυσχέτιστης σκέδασης στο πεδίο της καθυστέρησης διάδοσης δεν ισχύει. Αυτό μεταφράζεται στη μη ισχύ της παραδοχής στατικότητας στο πεδίο της συχνότητας. Εντούτοις, οι παραπάνω παραδοχές μπορούν να θεωρηθούν ορθές αν εξεταστεί ενιαία το σύνολο των SISO διαύλων που απαρτίζουν το MIMO κανάλι, υπό την επίδραση του τελεστή της μέσης τιμής.
- Οι μη κατευθυντικές συναρτήσεις σκέδασης των SISO διαύλων εμφανίζουν αυξημένη ομοιότητα και επιπλέον για τα σενάρια διάδοσης που μελετήθηκαν μπορούν να παραγοντοποιηθούν σε γινόμενο του προφίλ καθυστέρησης ισχύος και της φασματικής πυκνότητας Doppler.
- Σε σταθερές ζεύξεις ο ραδιοδίαυλος χαρακτηρίζεται ως αργά χρονικά μεταβαλλόμενος. Το γεγονός αυτό αποτυπώνεται στη συνάρτηση χρονικής αυτοσυσχέτισης και στο ιδιαίτερα στενό εύρος ολίσθησης Doppler της τάξης 1 με 2Hz. Ακόμη, η φασματική πυκνότητα ισχύος ολίσθησης Doppler βρέθηκε να προσεγγίζεται από εκθετική συνάρτηση.
- Η παραδοχή του γινομένου Kronecker ουσιαστικά επιβάλλει τη διαχωριστικότητα περιγραφής της γωνιακής διασποράς στις κοντινές περιοχές πομπού και δέκτη. Στα περιβάλλοντα διάδοσης σταθερών ζεύξεων η παραδοχή αυτή αλλοιώνει τα κατευθυντικά χαρακτηριστικά διάδοσης.
- Η χωρική συσχέτιση των αποκρίσεων κεραιοστοιχείων πομπού και δέκτη είναι άμεσα συνδεδεμένη με την θέση τους και με το περιβάλλον στις κοντινές τους περιοχές. Η χωρική συσχέτιση των πομποδεκτών στο ύψος του δρόμου βρέθηκε να είναι μειωμένη σε σχέση με αυτή πομποδεκτών τοποθετημένων σε οροφές κτιρίων.

- Συγκρίνοντας τα διάφορα περιβάλλοντα διάδοσης ως προς τη διασπορά που εισάγουν στην καθυστέρηση και στην κατεύθυνση διάδοσης διαπιστώθηκε ότι η λεωφ. Συγγρού είναι το περιβάλλον με τη μεγαλύτερη διασπορά ενώ οι μετρήσεις οροφής-οροφής παρουσιάζουν τη μικρότερη διασπορά. Ακόμη, στις μετρήσεις της οδού Τσιμισκή, διαπιστώθηκε η έντονη επίδραση που έχει η μορφολογία του περιβάλλοντος και η τοπολογία της ζεύξης στα χαρακτηριστικά διασποράς.

8.3 Συμπεράσματα παραμετρικής προσέγγισης χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου

Σύμφωνα με την παραμετρική προσέγγιση χαρακτηρισμού ο ραδιοδιάυλος μπορεί να εκφραστεί από την υπέρθεση ενός πεπερασμένου πλήθους πολυδιαδρομικών συνιστωσών όπου η καθεμία έχει παραμέτρους διασποράς διάδοσης. Τα συμπεράσματα που προέκυψαν από την επεξεργασία των πειραματικών δεδομένων συνοψίζονται παρακάτω:

- Το μέσο πλήθος των κυρίαρχων πολυδιαδρομικών συνιστωσών που ανιχνεύτηκε κυμαίνεται από 5 έως 15 και ποικίλει ανάλογα με το περιβάλλον. Οι λιγότερες συνιστώσες ανιχνεύτηκαν στην οδό Τσιμισκή ενώ οι περισσότερες στη λεωφ. Συγγρού. Στις μετρήσεις οροφής ανιχνεύτηκαν περί τις 9 συνιστώσες και η διακύμανση του πλήθους τους ήταν πιο περιορισμένη σε σχέση με τα υπόλοιπα περιβάλλοντα. Η συνολική ισχύς των παραμετρικά αναδομημένων διαύλων, είναι ως και 1.5dB μικρότερη από την μετρημένη ισχύ. Η διαφορά αυτή οφείλεται είτε σε διακριτές συνιστώσες που δεν ανιχνεύτηκαν είτε σε συνιστώσες διάχυσης. Η μικρότερη διαφορά παρατηρήθηκε στις μετρήσεις οροφής ενώ η μεγαλύτερη στην λεωφ. Συγγρού.
- Ο περιορισμός που εισάγει η παραμετρική περιγραφή με διακριτό πλήθος συνιστωσών έχει επίδραση στην δομή της πολυδιαδρομικής διάδοσης όπως γίνεται φανερό από τις κανονικοποιημένες ιδιοτιμές του πίνακα αυτοσυσχέτισης του MIMO καναλιού. Η επίδοση χωρητικότητας των παραμετρικά αναδομημένων διαύλων είναι μειωμένη σε σχέση με την χωρητικότητα των πειραματικών διαύλων που περιγράφουν. Η μείωση οφείλεται στην έλλειψη τυχαιότητας που υπάρχει όταν ο διάυλος μοντελοποιείται ως η υπέρθεση ενός περιορισμένου πλήθους ισχυρών, κυρίαρχων πολυδιαδρομικών συνιστωσών.
- Οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες μπορούν να ομαδοποιηθούν βάσει των γεωμετρικών τους χαρακτηριστικών και να αντιστοιχηθούν σε ομάδες σχεδαστών. Η ύπαρξη των ομάδων συνιστωσών διαπιστώνεται από τις από κοινού συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας των παραμέτρων, ενώ οι ομάδες μπορούν να αναγνωριστούν οπτικά χρησιμοποιώντας και την πληροφορία ισχύος από τις φασματικές πυκνότητες ισχύος διαύλου στα πεδία περιγραφής της διασποράς. Με οπτική επισκόπηση αναγνωρίστηκαν 2 με 3 ομάδες στην λεωφ. Συγγρού, εκ των οποίων η μία οφειλόταν σε σχεδαστές που βρίσκονταν στην κοντινή περιοχή του πομπού. Στις μετρήσεις οροφής αναγνωρίστηκαν 1

ως 3 ομάδες συνιστωσών ενώ στις μετρήσεις της οδού Τσιμισκή αναγνωρίστηκε μόνο 1 ομάδα συνιστωσών.

- Οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες που ανιχνεύτηκαν μπορούν να αντιστοιχηθούν με το περιβάλλον διάδοσης αν είναι γνωστές οι θέσεις του πομπού, του δέκτη και των σκεδαστών καθώς και ο προσανατολισμός των στοιχειοκεραίων της ζεύξης. Σε μια τέτοια περίπτωση είναι δυνατό να αναγνωριστούν συνιστώσες που υφίστανται μονή ή και πολλαπλή ανάκλαση αντιστοιχίζοντας τις γωνίες και την καθυστέρηση διάδοσης με σημεία στο χώρο.

8.4 Συμπεράσματα επίδοσης χωρητικότητας

Η αύξηση του επιτευκτέου ρυθμού μετάδοσης στο ασύρματο μέσο με την εισαγωγή πολλαπλών κεραιών είναι το σημαντικό πλεονέκτημα των συστημάτων MIMO. Τα συμπεράσματα που προέκυψαν από την μελέτη επίδοσης χωρητικότητας για τα σενάρια διάδοσης οπτικής επαφής που εξετάστηκαν είναι τα ακόλουθα:

- Για σταθερές ασύρματες ζεύξεις, η αύξηση της χωρητικότητας είναι γραμμική αλλά όχι ευθέως ανάλογη με την αύξηση κεραιοστοιχείων σε πομπό και δέκτη και απέχει αρκετά από την αντίστοιχη αύξηση που παρατηρείται σε i.i.d διαύλους. Ακόμη, η χωρητικότητα MIMO διαύλου επηρεάζεται σε μεγάλο βαθμό από την απόσταση διαχωρισμού των κεραιοστοιχείων λόγω της χωρικής συσχέτισης μεταξύ τους.
- Εξετάζοντας διαφορετικές μεθόδους χωροχρονικής επεξεργασίας εκπομπής παρατηρήθηκε ότι οι μέθοδοι STBC, λ_{\max} και TSD παρουσιάζουν χειρότερη επίδοση από την μέθοδο UPA ιδιαίτερα όσο αυξάνει το πλήθος των κεραιοστοιχείων. Εντούτοις, για MIMO συστήματα μικρής τάξης, οι διαφορές μειώνονται ιδιαίτερα όσο αυξάνει η χωρική συσχέτιση των στοιχείων του πίνακα \mathbf{H} . Ακόμη, οι αλγόριθμοι WF εμφανίζουν την καλύτερη επίδοση χωρητικότητας αλλά το κέρδος από τη χρήση τους μειώνεται όσο πιο πλούσιο σε πολυδιαδρομική διάδοση είναι το εξεταζόμενο περιβάλλον, ιδιαίτερα όσο αυξάνει ο σηματοθορυβικός λόγος. Αντίθετα, η ποσοστιαία μείωση στη χωρητικότητα λόγω χρήσης μεθόδων STBC αυξάνει με το σηματοθορυβικό λόγο αναφοράς ρ ενώ η μείωση είναι μικρότερη όσο πιο φτωχό σε σκέδαση είναι το περιβάλλον διάδοσης.
- Δεδομένης της αποδοτικότητας μετάδοσης ζεύξης (δηλ. για δοσμένο πλήθος bits / διάνυσμα συμβόλων), προέκυψε ότι την καλύτερη αξιοπιστία ζεύξης στα περιβάλλοντα διάδοσης που εξετάστηκαν επιτυγχάνουν οι μέθοδοι MIMO διαφορικότητας (όπως π.χ. STBC) αντί των μεθόδων χωρικής πολυπλεξίας.
- Συγκρίνοντας μεταξύ τους τα περιβάλλοντα που εξετάστηκαν ως προς την επίδοση χωρητικότητας βρέθηκε ότι το πιο πλούσιο σε πολυδιαδρομική διάδοση περιβάλλον της λεωφ. Συγγρού επιτυγχάνει την καλύτερη επίδοση ενώ τα περιβάλλοντα διάδοσης στο

EMΠ, την INTRAKOM και την οδό Τσιμισκή έχουν παρόμοια επίδοση. Η εξήγηση βρίσκεται στη διασπορά του ραδιοδιαύλου η οποία όπως βρέθηκε τόσο από την στοχαστική όσο και από την παραμετρική μελέτη ήταν μεγαλύτερη στην λεωφ. Συγγρού.

8.5 Προτάσεις για μελλοντική έρευνα

Η ερευνητική δραστηριότητα που πραγματοποιήθηκε στα πλαίσια της διατριβής και παρουσιάζεται στην παρούσα αναφορά ήταν εκτενής και φώτισε πολλές πτυχές του προβλήματος πειραματικού χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου σταθερών MIMO ασύρματων ζεύξεων. Εντούτοις, υπάρχουν αρκετά ζητήματα που χρήζουν περαιτέρω διερεύνησης. Οι προτάσεις για μελλοντικής έρευνα στο αντικείμενο είναι οι ακόλουθες:

- Η παρούσα μελέτη αφορούσε σταθερές ζεύξεις κατακόρυφης πόλωσης. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει η μελέτη χαρακτηρισμού συστημάτων διπλής πόλωσης στα πλαίσια της στοχαστικής αλλά και της παραμετρικής περιγραφής.
- Από την σύγκριση των παραμετρικών αποτελεσμάτων διαπιστώθηκε η ύπαρξη πολυδιαδρομικών συνιστωσών μονής και διπλής σκέδασης. Εντούτοις, δεν δόθηκαν αποτελέσματα χαρακτηρισμού του διαχωρισμού στους δύο αυτούς τρόπους διάδοσης. Το θέμα αυτό μπορεί να μελετηθεί με μετρήσεις καναλιού σε πλήρως αποτυπωμένα περιβάλλοντα διάδοσης και τα αποτελέσματα να χρησιμοποιηθούν σε γεωμετρικά στοχαστικά μοντέλα MIMO διαύλου.
- Ο ραδιοδιάυλος μελετήθηκε πειραματικά για σταθερές ασύρματες ζεύξεις και τα αποτελέσματα ανέδειξαν ένα αργά χρονικά μεταβαλλόμενο κανάλι. Επίσης, αντίστοιχες μετρήσεις για κινητά συστήματα επικοινωνιών έχουν πραγματοποιηθεί διεθνώς από διάφορες ερευνητικές ομάδες. Ο χαρακτηρισμός όμως περιορίζεται στην ανάλυση δεδομένων μικρής χρονικής διάρκειας κυρίως λόγω πρακτικών περιορισμών καταγραφής που εισάγει ο μετρητικός εξοπλισμός. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον έχει η διεξαγωγή και επεξεργασία MIMO μετρήσεων μεγάλης διάρκειας όπου θα αναδεικνύεται η δυναμική του διαύλου μέσω της χρονικής μεταβολής των μεγεθών χαρακτηρισμού του.
- Η παραμετρική προσέγγιση περιγραφής στηρίζεται σε ένα μοντέλο που προβλέπει τη διάδοση με πεπερασμένο πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Ιδιαίτερη σημασία έχει η επιλογή της τάξης του μοντέλου, δηλ. του πλήθους των συνιστωσών, ειδικά σε μεθόδους/αλγορίθμους εκτίμησης παραμέτρων σήματος. Ενδιαφέρον, παρουσιάζει η μελέτη χαρακτηρισμού της εξάρτησης της μοντελοποίησης από την τάξη μοντέλου, αλλά και η ανάπτυξη μεθόδων για τον όσο το δυνατό ορθότερο πειραματικό προσδιορισμό της.
- Επιπλέον, η παραμετρική μοντελοποίηση που ακολουθήθηκε βασίζεται στην περιγραφή των διακριτών κυρίαρχων πολυδιαδρομικών συνιστωσών και δεν περιγράφει τις συνιστώσες διάχυσης οι οποίες συμβάλλουν ιδιαίτερα στην τυχαιότητα της διάδοσης και συνεπώς στην επίδοση χωρητικότητας. Ενδιαφέρον, παρουσιάζει η μελέτη χαρακτηρισμού των

συνιστωσών διάχυσης. Σε μία τέτοια μελέτη θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν αλγόριθμοι εκτίμησης των χαρακτηριστικών της φασματικής πυκνότητας ισχύος διάχυσης. Οι αλγόριθμοι αυτοί είναι περιορισμένοι (π.χ η μέθοδος RIMAX από το πανεπιστήμιο του Πιναου), οπότε η ανάπτυξη τέτοιων μεθόδων για επεξεργασία μετρήσεων καναλιού αποτελεί ερευνητική πρόκληση.

- Η ομαδοποίηση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών πραγματοποιήθηκε με οπτική επισκόπηση. Τα τελευταία δύο χρόνια έχουν γίνει κάποιες προσπάθειες διεθνώς για την ανάπτυξη μεθόδων ομαδοποίησης που δανείζονται στοιχεία από την θεωρία στατιστικής και τη θεωρία αναγνώρισης προτύπων. Ενδιαφέρον παρουσιάζει η ανάπτυξη αλγορίθμων ομαδοποίησης συνιστωσών, η δοκιμή τους σε πειραματικά δεδομένα και η σύγκριση της εφαρμογής τους σε ποικίλα ετερογενή περιβάλλοντα διάδοσης.

□

Παράρτημα Α΄

Μετρήσεις βαθμονόμησης ομοιόμορφης γραμμικής στοιχειοκεραίας

Α΄.1 Θεωρητική περιγραφή

Η ακριβής βαθμονόμηση των στοιχειοκεραίων που χρησιμοποιούνται σε διατάξεις πειραματικού χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου είναι απαραίτητη για την ορθή εξαγωγή των χαρακτηριστικών κατεύθυνσης διάδοσης των πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Οι αποκλίσεις από την ιδανική γεωμετρία της στοιχειοκεραίας, τα άνισα μήκη των καλωδίων τροφοδοσίας των στοιχείων, οι ανομοιότητες των στοιχείων, η αμοιβαία σύζευξη μεταξύ τους οδηγούν σε μιγαδικές αποκρίσεις στοιχείων που διαφέρουν από τις θεωρητικά αναμενόμενες. Όλες αυτές οι ατέλειες είναι χρονικά ανεξάρτητες και στόχος των μετρήσεων βαθμονόμησης είναι ο προσδιορισμός ενός μη χρονομεταβλητού πολλαπλασιαστικού διορθωτικού παράγοντα που αναιρεί την επίδρασή τους στις αποκρίσεις των κεραιοστοιχείων. Ο παράγοντας αντιστάθμισης έχει τη μορφή πίνακα και μπορεί να εφαρμόζεται στα μετρούμενα δεδομένα είτε σε πραγματικό χρόνο είτε μετά την καταγραφή τους. Στο παράρτημα αυτό περιγράφεται η μεθοδολογία πειραματικού προσδιορισμού του πίνακα βαθμονόμησης (calibration matrix) \mathbf{C} που ακολουθήθηκε για τις ομοιόμορφες γραμμικές στοιχειοκεραίες (ULAs) [35] που χρησιμοποιήθηκαν στον πομπό.

Έστω ULA με M στοιχεία με απόσταση διαχωρισμού Δ (βλ. σχ. (Α΄.1)). Αν $s(t)$ είναι το επίπεδο κύμα που προσπίπτει στην ULA υπό γωνία φ (ως προς τη μεσοκάθετο του άξονα της), και $\mathbf{x}(t)$, $\tilde{\mathbf{x}}(t)$ οι αποκρίσεις μιας ιδανικής ULA και της ULA υπο δοκιμή αντίστοιχα, τότε ισχύει ότι:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{a}(\varphi)s(t) \quad (\text{Α΄.1})$$

και

$$\tilde{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{K}\mathbf{a}(\varphi)s(t) \quad (\text{Α΄.2})$$

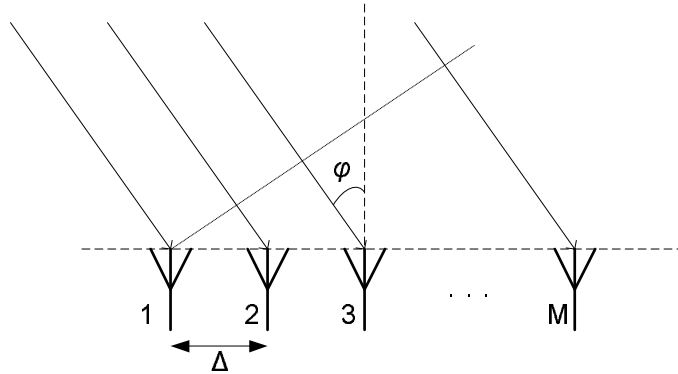
Παράρτημα Α': Μετρήσεις βαθμονόμησης ομοιόμορφης γραμμικής στοιχειοκεραίας

όπου

$$\mathbf{a}(\varphi) = \left[1 \quad e^{-j\frac{2\pi\Delta}{\lambda} \sin(\varphi)} \dots e^{-j\frac{2\pi\Delta(M-1)}{\lambda} \sin(\varphi)} \right]^T \quad (\text{A'.3})$$

το διάνυσμα απόκρισης της ULA και \mathbf{K} ο πίνακας σύζευξης (coupling matrix). Σκοπός είναι ο προσδιορισμός του πίνακα βαθμονόμησης \mathbf{C} που θα ικανοποιεί την

$$\mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{x}(t) \Leftrightarrow \mathbf{C}\mathbf{K} = \mathbf{I} \quad (\text{A'.4})$$



Σχήμα Α'.1: Σενάριο πρόσπτωσης επίπεδου κύματος σε ULA

Στις πειραματικές δοκιμές ο θόρυβος μέτρησης δεν μπορεί να αποφευχθεί οπότε η μετρούμενη έξοδος της στοιχειοκεραίας δίνεται από την

$$\tilde{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{K}\mathbf{a}(\varphi)s(t) + \mathbf{n} \quad (\text{A'.5})$$

Η βασική ιδέα για τον υπολογισμό του \mathbf{C} έγκειται στην εφαρμογή κατάλληλων μιγαδικών βαρών στις αποκρίσεις των κεραιστοιχείων που θα εξασφαλίζουν μηδενισμό του διαγράμματος ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας (nullsteering beamformer) στη γωνία πρόσπτωσης ενός κύματος αναφοράς στην υπο-δοκιμή ULA. Οι δοκιμές επαναλαμβάνονται για N διαφορετικές γωνίες πρόσπτωσης κυμάτων αναφοράς στις ελεγχόμενες συνθήκες διάδοσης ενός ανηχοϊκού θαλάμου. Η μαθηματική περιγραφή της εξ. (A'.5) βασίζεται στην παραδοχή διάδοσης επίπεδων κυμάτων από τον πομπό στο δέκτη, η οποία είναι γενικά αληθής όταν ικανοποιείται η συνθήκη

$$(M - 1)\Delta \leq 2L/57 \quad (\text{A'.6})$$

όπου L είναι η απόσταση διαχωρισμού της κεραίας του πομπού με την υπό μέτρηση κεραία. Η συνθήκη της εξ.(A'.5) δεν ικανοποιείται στις συγκεκριμένες μετρήσεις οπότε για την αντιστάθμιση των στροφών φάσης που οφείλονται στις μικρές διαφορές καθυστέρησης διάδοσης σφαιρικών κυμάτων εφαρμόστηκε ένας πολλαπλασιαστικός παράγοντας στις αποκρίσεις των κεραιστοιχείων, σύμφωνα με

$$\tilde{x}_m = e^{j\frac{\pi d_m}{L\lambda} \cos^2(\varphi)} \cdot \tilde{x}_m, \quad m = 1, \dots, M \quad (\text{A'.7})$$

όπου \tilde{x}_m είναι η μετρούμενη απόκριση του m -οστού κεραιστοιχείου και d_m η απόστασή του

Παράρτημα Α'. Μετρήσεις βαθμονόμησης ομοιόμορφης γραμμικής στοιχειοκεραίας

από το κέντρο της ULA.

Για κάθε εξεταζόμενη γωνία φ_n , είναι δυνατό να εφαρμοστεί στη θεωρητικά αναμενόμενη παρατήρηση \mathbf{x}_n κατάλληλο διάνυσμα στροφής μηδενισμού $\mathbf{w}_0(\varphi_n)$ που απουσία θορύβου θα μηδενίζει την ισχύ εξόδου της στοιχειοκεραίας. Συνεπώς, για το σύνολο των N εξεταζόμενων γωνιών, απουσία θορύβου, θα ισχύει:

$$\sum_{n=1}^N \mathbf{w}_0^H(\varphi_n) \mathbf{x}_n \cdot \mathbf{x}_n^H \mathbf{w}_0(\varphi_n) = 0 \quad (\text{A'.8})$$

Δεδομένου ότι στον ανηχοϊκό θάλαμο διαδίδεται ένα και μοναδικό κύμα, το διάνυσμα στροφής μηδενισμού \mathbf{w}_0 ανήκει στον διανυσματικό χώρο που είναι ορθογώνιος στο διάνυσμα απόκρισης της ULA $\mathbf{a}(\varphi_n)$ και ορίζεται από τα $M - 1$ διανύσματα της εξ. (A'.9).

$$\mathbf{w}_{0m} = \left[1 \quad e^{-j2\pi(\frac{\Delta}{\lambda} \sin(\varphi) + \frac{m}{M})} \quad \dots \quad e^{-j2\pi(M-1)(\frac{\Delta}{\lambda} \sin(\varphi) + \frac{m}{M})} \right]^T, \quad m = 1, \dots, M - 1 \quad (\text{A'.9})$$

Παρουσία θορύβου, ο μηδενισμός με εφαρμογή των \mathbf{w}_{0m} δεν είναι εφικτός, οπότε στην πράξη είναι επιθυμητή η ελαχιστοποίηση της ισχύος εξόδου. Επιπλέον, ο διορθωτικός πίνακας \mathbf{C} είναι ανεξάρτητος της γωνίας φ_n και χρησιμοποιώντας το σύνολο των $M - 1$ διανυσμάτων \mathbf{w}_{0m} οφείλει να ελαχιστοποιεί την ποσότητα ε , δηλαδή να ικανοποιεί την

$$\varepsilon = \min_{\mathbf{C}} \left\{ \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{n=1}^N \mathbf{w}_{0m}^H(\varphi_n) \mathbf{C} \tilde{\mathbf{x}}_n \cdot \mathbf{x}_n^H \mathbf{C}^H \mathbf{w}_{0m}(\varphi_n) \right\} \quad (\text{A'.10})$$

Ο προσδιορισμός του \mathbf{C} από την εξ. (A'.10) απλουστεύεται με χρήση της ιδιότητα εναλλαγής πίνακα-διανύσματος. Σύμφωνα με αυτή, το γινόμενο ενός $M \times M$ πίνακα \mathbf{P} με ένα $M \times 1$ διάνυσμα \mathbf{q} , μπορεί να υπολογιστεί ως εξής

$$\mathbf{P}^T \cdot \mathbf{q} = \mathbf{Q}^T \cdot \mathbf{p} \quad (\text{A'.11})$$

με τον πίνακα \mathbf{P} να μετατρέπεται στο $M^2 \times 1$ διάνυσμα \mathbf{p} αλλάζοντας την διάταξη των στοιχείων του σύμφωνα με την

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \ddots & & \ddots & & \ddots \\ & \ddots & & & \\ \ddots & & \mathbf{d} & & \ddots \\ & \mathbf{f} & & \ddots & \\ \ddots & & \ddots & & \ddots \end{bmatrix} \Rightarrow \mathbf{p}^T = \text{mat2vec} \{ \mathbf{P} \} = [\mathbf{d}^T \quad \mathbf{e}^T \quad \mathbf{f}^T \quad \dots] \quad (\text{A'.12})$$

ενώ το διάνυσμα στήλη \mathbf{q} να μετατρέπεται στον $M^2 \times M$ πίνακα \mathbf{Q} σύμφωνα με την

$$\mathbf{Q}^T = \text{vec2mat}\{\mathbf{q}\} = \left[\begin{array}{ccc|ccc|ccc|cc} q_1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & q_2 & \dots & 0 & 0 & q_M \\ 0 & q_2 & & q_1 & & \vdots & 0 & & \vdots & 0 & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots & \ddots & & \vdots & \ddots & q_M & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & q_M & 0 & \dots & q_{M-1} & 0 & \dots & 0 & q_1 & 0 \end{array} \right] \quad (\text{A'.13})$$

Η εφαρμογή της παραπάνω ιδιότητας, με $\mathbf{c} = \text{mat2vec}\{\mathbf{C}\}$, $\mathbf{W}_0 = \text{vec2mat}\{\mathbf{w}_0\}$ και με απλούς μαθηματικούς υπολογισμούς οδηγεί την εξ. (A'.10) στην ακόλουθη τετραγωνική μορφή (quadratic form)

$$\begin{aligned} \varepsilon^2 &= \min_{\mathbf{C}} \left\{ \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{n=1}^N \mathbf{c}^H \cdot \mathbf{W}_{0m}(\varphi_n) \tilde{\mathbf{x}}_n \tilde{\mathbf{x}}_n^H \mathbf{W}_{0m}^H(\varphi_n) \cdot \mathbf{c} \right\} \Rightarrow \\ \varepsilon^2 &= \min_{\mathbf{C}} \left\{ \mathbf{c}^H \cdot \left(\sum_{m=1}^{M-1} \sum_{n=1}^N \mathbf{W}_{0m}(\varphi_n) \tilde{\mathbf{x}}_n \tilde{\mathbf{x}}_n^H \mathbf{W}_{0m}^H(\varphi_n) \right) \cdot \mathbf{c} \right\} \stackrel{\mathbf{G}_{mn} = \mathbf{W}_{0m}(\varphi_n) \tilde{\mathbf{x}}_n}{\Rightarrow} \quad (\text{A'.14}) \\ \varepsilon^2 &= \min_{\mathbf{C}} \left\{ \mathbf{c}^H \cdot \left(\sum_{m=1}^{M-1} \sum_{n=1}^N \mathbf{G}_{mn} \mathbf{G}_{mn}^H \right) \cdot \mathbf{c} \right\} = \min_{\mathbf{C}} \left\{ \mathbf{c}^H \cdot \left(\sum_{m=1}^{M-1} \sum_{n=1}^N \mathbf{R}_{mn} \right) \cdot \mathbf{c} \right\} \Rightarrow \\ \varepsilon^2 &= \min_{\mathbf{C}} \{ \mathbf{c}^H \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{c} \} \end{aligned}$$

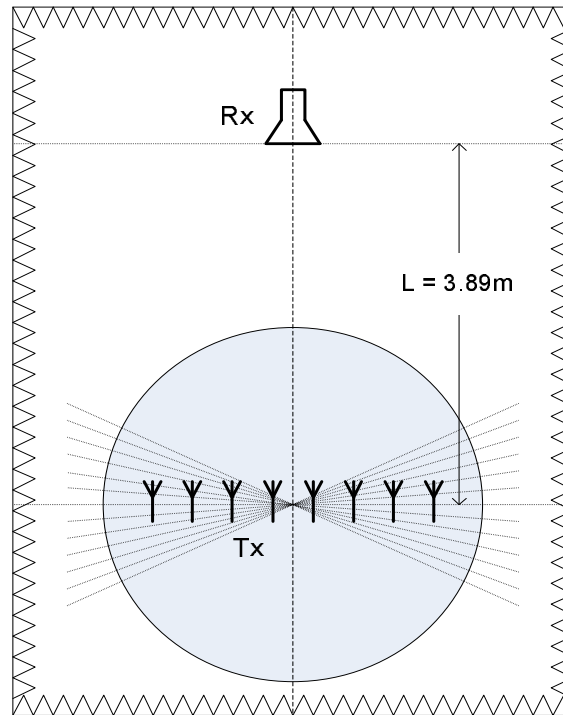
Οι πίνακες $\mathbf{R}_{mn} \in \mathbb{C}^{M^2 \times M^2}$ είναι ερμιτιανοί πίνακες συσχέτισης με βαθμό ένα και ιδιοτιμές $\lambda_k \geq 0, k = 1, \dots, M^2$ άρα χαρακτηρίζονται ως θετικά ημιπροσδιορισμένοι (positive semidefinite). Συνεπώς, ισχύει ότι $\mathbf{c}^H \mathbf{R}_{mn} \mathbf{c} \geq 0 \Rightarrow \mathbf{c}^H \mathbf{R} \mathbf{c} \geq 0$. Η ελαχιστοποίηση της ποσότητας ε^2 επιτυγχάνεται για $\mathbf{c} = \mathbf{v}_{min}$, όπου \mathbf{v}_{min} είναι το ιδιοδιάνυσμα που αντιστοιχεί στην μικρότερη ιδιοτιμή λ_{min} του \mathbf{R} . Ο υπολογισμός $\mathbf{R} = \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{n=1}^N \mathbf{R}_{mn}$ εξασφαλίζει τον υπολογισμό του \mathbf{c} ανεξάρτητο της γωνίας φ_n .

Τέλος, το διάνυσμα \mathbf{c} μορφοποιείται στον τετραγωνικό πίνακα \mathbf{C} ακολουθώντας την αντίστροφη διαδικασία από αυτή της εξ. (A'.12).

A'.2 Πειραματικά αποτελέσματα

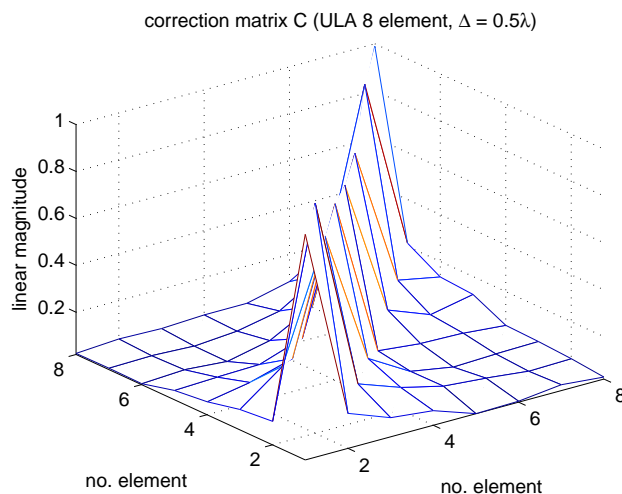
Οι μετρήσεις βαθμονόμησης πραγματοποιήθηκαν χρησιμοποιώντας τον εξοπλισμό RUSK ATM στην κεντρική συχνότητα 5.2GHz με εύρος ζώνης $BW_{meas} = 120MHz$. Η υπο-δοκιμή ULA κεραία του πομπού τοποθετήθηκε σε στρογγυλή περιστρεφόμενη τράπεζα ώστε να ελέγχεται η γωνία εκπομπής, ενώ στο δέκτη χρησιμοποιήθηκε χοανοκεραία τοποθετημένη σε απόσταση $L = 3.89m$. Για τις SIMO μετρήσεις χρησιμοποιήθηκε σήμα διέγερσης με περίοδο $t_p = 0.8msec$ ενώ καταγράφηκαν 256 διαδοχικά χρονικά στιγμιότυπα. Εξετάστηκαν ULAs με $M = 8$ δικωνικά στοιχεία και 9 διαφορετικές τιμές αποστάσης διαχωρισμού $\Delta \in \{0.5\lambda, 0.75\lambda, 1.0\lambda, 1.25\lambda, 1.5\lambda, 1.75\lambda, 2.0\lambda, 2.5\lambda, 3.0\lambda\}$ για $N = 25$ τιμές γωνίας αναχώρησης $\varphi_n \in \{-60^\circ, -55^\circ, \dots, 60^\circ\}$. Η μετρητική διάταξη απεικονίζεται γραφικά στο σχ.(A'.2).

Ακολουθώντας τη μεθοδολογία που περιγράφηκε την προηγούμενη ενότητα, υπολογίστηκαν



Σχήμα Α'.2: Σενάριο μετρήσεων βαθμονόμησης ULA σε ανηχοϊκό θάλαμο

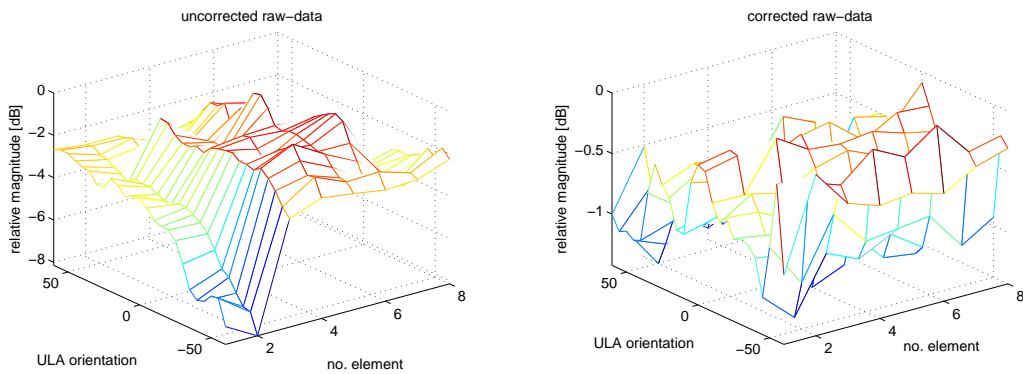
οι πίνακες διόρθωσης για κάθε στοιχειοκεραία. Ενδεικτικά αποτελέσματα του \mathbf{C} για την ULA με $\Delta = 0.5\lambda$ δίνονται στο σχ. (Α'.3) όπου είναι φανερή η μείωση τιμών του πίνακα με την απομάκρυνση από την κεντρική διαγώνιο, γεγονός που υποδηλώνει την μειωμένη αλληλεπίδραση μεταξύ μη γειτονικών κεραιοστοιχείων. Επιπλέον, η επίδραση του \mathbf{C} στα μετρούμενα δεδομένα αποτυπώνεται στο σχ. (Α'.4).



Σχήμα Α'.3: Ο πίνακας βαθμονόμησης \mathbf{C} για την ULA με 8 δικωνικά στοιχεία και $\Delta = 0.5\lambda$

Η επιβεβαίωση της ορθής διαδικασίας βαθμονόμησης στοιχειοκεραίας γίνεται με τον έλεγχο της απόκλισης στην εκτίμηση των εκ των προτέρων γνωστών γωνιών φ_n από τα πειραματικά δεδομένα. Για την προσδιορισμό των εκτιμήσεων $\hat{\varphi}_n$ χρησιμοποιείται ο μονοδιάστατος αλγό-

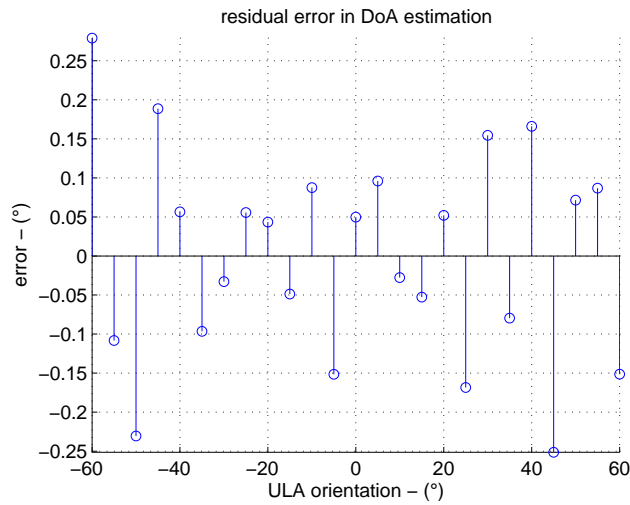
Παράρτημα Α'. Μετρήσεις βαθμονόμησης ομοιόμορφης γραμμικής στοιχειοκεραίας



Σχήμα Α'.4: Μετρούμενα δεδομένα πριν (αριστερά) και μετά (δεξιά) την εφαρμογή του διορθωτικού πίνακα **C**

ρυθμός αυξημένης διακριτικής ικανότητας Unitary ESPRIT. Τα αποτελέσματα φανερώνουν ότι το παραμένον λάθος στις εκτιμήσεις $\hat{\varphi}_n$, μετά την εφαρμογή του διορθωτικού πίνακα **C** στα πειραματικά δεδομένα, είναι μικρότερο από 0.25° (βλ. σχ. (Α'.5)).

□



Σχήμα Α'.5: Παραμένον σφάλμα, μετά την εφαρμογή του πίνακα βαθμονόμησης **C**, στην εκτίμηση της γωνίας διάδοσης κύματος (με χρήση του αλγορίθμου ESPRIT).

Βιβλιογραφία

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, “On limits of wireless communications in fading environments when using multiple antennas,” *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311–335, 1998.
- [2] A. J. Paulraj, D. A. Gore, R. U. Nabar, and H. Bolcskei, “An overview of MIMO communications - a key to gigabit wireless,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, pp. 198–218, 2003.
- [3] J. D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, 2nd ed. John Wiley and Sons, 2000.
- [4] S. O. Rice, “Statistical properties of a sine wave plus noise,” *Bell Systems Technical Journal*, vol. 47, pp. 109–157, 1947.
- [5] A. J. Paulraj, R. Nabar, and D. A. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2003.
- [6] S. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, Oct 1998.
- [7] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, “Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, Mar 1998.
- [8] B. H. Fleury, “Seminar on Modern Methods and Techniques in Radio Channel Characterization, Estimation and Modeling,” May 2005, University of Oulu, Finland.
- [9] P. A. Bello, “Characterization of randomly time-variant linear channels,” *IEEE Transactions on Communication Systems*, vol. 11, pp. 360–393, 1963.
- [10] B. H. Fleury, “First- and second-order characterization of direction dispersion and space selectivity in the radio channel,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, no. 6, pp. 2027–2043, Sep 2000.
- [11] R. Katenbach, “Statistical modeling of small-scale fading in directional radio channels,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 3, pp. 584–592, Apr 2002.

- [12] P. Almers, E. Bonek, A. Burr, *et al.*, “Survey of channel and radio propagation models for wireless mimo systems,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2007, pp. Article ID 19070, 19 pages, 2007, doi:10.1155/2007/19070.
- [13] K. Yu and B. Ottersten, “Models for MIMO propagation channels, a review,” *Wiley Journal on Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2, no. 7, pp. 653–666, Nov 2002.
- [14] M. A. Jensen and J. W. Wallace, “A review of antennas and propagation for MIMO wireless communications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 11, pp. 2810–2824, Nov 2004.
- [15] 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.
- [16] K. Kalliola, J. Laurila, M. Toeltsch, K. Hugl, P. Vainikainen, and E. Bonek, “3-D directional wideband dual-polarized measurement of urban mobile radio channel with synthetic aperture technique.” Davos, Switzerland: Millenium conference on Antennas & Propagation, Apr 2000.
- [17] L. Schumacher, K. I. Pedersen, and P. E. Mogensen, “From antenna spacings to theoretical capacities - Guidelines for simulating MIMO systems,” vol. 2. IEEE Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Sep 2002, pp. 587–592.
- [18] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D. McNamara, P. Karlsson, and M. Beach, “A wideband statistical model for NLOS indoor MIMO channels,” vol. 1. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), May 2002, pp. 370–374.
- [19] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. McGraw-Hill, 2001.
- [20] V. Erceg *et al.*, “Channel models for fixed wireless applications,” *IEEE 802.16.1c-01/29r4*, July 2001.
- [21] M. Bengtsson and P. Zetterberg, “Some notes on the Kronecker model,” *submitted to EURASIP Journal on Communications and Networking*, Apr 2006.
- [22] E. Bonek, H. Özcelik, M. Herdin, W. Weichselberger, and J. W. Wallace, “Deficiencies of a popular stochastic MIMO radio channel model.” Yokosuka, Japan: WPMC, Oct 2003.
- [23] W. Weichselberger, M. Herdin, H. Özcelik, and E. Bonek, “A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 1, pp. 90–100, Jan 2006.

- [24] 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, Jul 2004.
- [25] L. M. Correia, *Wireless Flexible Personalized Communications*. John Wiley and Sons, 2001.
- [26] A. F. Molisch, “A generic model for MIMO wireless propagation channels in macro- and microcells,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 1, pp. 61–71, Jan 2004.
- [27] L. Correia, *Mobile Broadband Multimedia Networks, Techniques, Models and Tools for 4G*. Academic Press, 2006.
- [28] D. Gesbert, H. Bölcskei, D. Gore, and A. J. Paulraj, “Outdoor MIMO wireless channels : Models and performance prediction,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 12, pp. 1926–1934, Apr 2006.
- [29] P. Almers, F. Tufvesson, and A. F. Molisch, “Measurement of keyhole effect in a wireless multiple input multiple output (MIMO) channel,” *IEEE Communications Letters*, vol. 7, no. 8, pp. 373–375, Aug 2003.
- [30] 3GPP/3GPP2 Spatial Channel Model Ad hoc Group, “Spatial channel model for Multiple-Input Multiple Output (MIMO) simulations v.6.0.1,” Tech. Rep., Sep 2003.
- [31] V. Erceg *et al.*, “TGn channel models,” IEEE802.11, Tech. Rep., May 2004.
- [32] R. S. Thomä, D. Hampicke, A. Richter, G. Sommerkorn, and U. Trautwein, “MIMO vector channel sounder measurement for smart antenna system evaluation,” *European Transactions on Telecommunications, Special Issue on Smart Antennas*, vol. 12, no. 5, pp. 427–438, Sep 2001.
- [33] J. Schoukens, R. Pintelon, E. van der Ouderaa, and J. Renneboog, “Survey of excitation signals for FFT based signal analyzers,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 37, no. 3, pp. 342–352, Sep 1988.
- [34] G. Sommerkorn, A. Richter, R. S. Thomä, and W. Wirnitzer, “Antenna multiplexing & time alignment for MIMO channel sounding.” Maastricht, Netherlands: XXXVI-Ith URSI, Aug. 2002.
- [35] K. Pensel and J. A. Nossek, “Uplink and downlink calibration of an antenna array in a mobile communication system.” Lisbon, Portugal: COST 259, Sep 1997, TD-58.
- [36] D. Brückner, “Operating manual RUSK DRU,” MEDAV GmbH, Tech. Rep., 2002.
- [37] H. Babić and G. C. Temes, “Optimum low-order windows for discrete Fourier transform systems,” *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 24, no. 6, pp. 512–517, Dec 1976.

- [38] N. R. Diaz and J. E. J. Esquinito, “Wideband channel characterization for wireless communications inside a short haul aircraft,” vol. 1. IEEE Vehicular Technology Conference, 2004, pp. 223–228.
- [39] K. S. Shanmugan and A. M. Breipohl, *Random Signals - Detection Estimation and Data Analysis*. John Wiley & Sons, 1988.
- [40] C. J. Mecklin and D. J. Mundfrom, “An appraisal and bibliography of tests for multivariate normality,” *International Statistical Review*, vol. 72, no. 1, pp. 123–138, 2004.
- [41] T. Svantesson and J. W. Wallace, “Tests for assessing multivariate normality and the covariance structure of MIMO data.” IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '03), 2003.
- [42] J. W. Wallace and M. A. Jensen, “Time-varying MIMO channels: Measurement, analysis, and modeling,” *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, vol. 54, no. 11, pp. 3265–3273, Nov 2006.
- [43] M. Steinbauer, “Data processing algorithms,” EU METAMORP Project, Tech. Rep., 1999, www.nt.tuwien.ac.at/mobile/projects/METAMORP/.
- [44] D. Cox, “910 MHz urban mobile radio propagation: Multipath characteristics in new york city,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 21, no. 11, pp. 1188–1194, Dec 1973.
- [45] L. Dossi, G. Tartara, and F. Tallone, “Statistical analysis of measured impulse response functions of 2.0 GHz indoor radio channels,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 14, no. 3, pp. 405–410, Apr 1996.
- [46] M. Herdin, N. Czink, H. Ozelik, and E. Bonek, “Correlation matrix distance, a meaningful measure for evaluation of non-stationary mimo channel,” vol. 1. IEEE Vehicular Technology Conference, 2005, pp. 136–140.
- [47] G. Matz, “On non-WSSUS wireless fading channels,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, no. 5, pp. 2465–2478, Sep 2005.
- [48] —, “Characterization and analysis of doubly dispersive MIMO channels.” Pacific Grove, CA, USA;: 40th Annual Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, 2006.
- [49] T. M. Cover and J. A. Thomas, *Elements of Information Theory*. John Wiley and Sons, 1991.
- [50] D. Baum, D. Gore, R. Nabar, S. Panchanathan, K. V. S. Hari, V. Erceg, and A. J. Paulraj, “Measurement and characterization of broadband MIMO fixed wireless channels at 2.5 GHz.” Hyderabad, India: IEEE ICPWC, Dec 2000.

- [51] A. Domazetovic, L. J. Greenstein, N. Mandayam, and I. Seskar, “Estimating the Doppler spectrum of a short-range fixed wireless channel,” *IEEE Communications Letters*, vol. 7, no. 5, pp. 227–229, May 2003.
- [52] R. Vaughan and J. B. Andersen, *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*. IEE, 2003.
- [53] W. Mohr, “Radio propagation for local loop applications at 2 GHz.” 3rd International Conference on Universal Personal Communications, 1994, pp. 119–123.
- [54] N. D. Skentos, A. G. Kanatas, P. I. Dallas, and P. Constantinou, “MIMO channel characterization for short range fixed wireless propagation environments,” *Springer International Journal on Wireless Personal Communications*, vol. 36, no. 4, pp. 339–361, Mar 2006.
- [55] M. C. Jeruchim, P. Balaban, and K. S. Shanmugan, *Simulation of Communication Systems - Modeling, Methodology and Techniques*. Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [56] A. F. Molisch and M. Steinbauer, “Condensed parameters for characterizing wide-band mobile radio channels,” *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 6, no. 3, pp. 133–153, 1999.
- [57] L. J. Greenstein, D. G. Michelson, and V. Erceg, “Moment-method estimation of the Ricean K-factor,” *IEEE Communications Letters*, vol. 3, no. 6, pp. 175–176, Jun 1999.
- [58] L. Greenstein, S. Ghassemzadeh, V. Erceg, and D. G. Michelson, “Ricean K-factors in narrowband fixed wireless channels.” Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), 1999.
- [59] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D. McNamara, P. Karlsson, and M. A. Beach, “Second order statistics of NLOS indoor MIMO channels based on 5.2GHz measurements,” vol. 1. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOMM), May 2001, pp. 156–160.
- [60] C.-N. Chuah, D. N. C. Tse, J. M. Kahn, and R. A. Valenzuela, “Capacity scaling in MIMO wireless systems under correlated fading,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, no. 3, pp. 637–650, Mar 2002.
- [61] J. Capon, “High resolution frequency-wavenumber spectrum analysis,” *Proceeding of IEEE*, vol. 57, pp. 1408–1418, Aug 1969.
- [62] P. Stoica and R. Moses, *Introduction to Spectral Analysis*. Prentice Hall, 1997.

- [63] R. Roy and T. Kailath, “ESPRIT - estimation of signal parameters via rotational invariance techniques,” *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 37, no. 7, pp. 984–995, Jul 1989.
- [64] M. Haardt, *Efficient One-, Two-, and Multidimensional High-Resolution Array Signal Processing*. Shaker Verlag, 1997.
- [65] M. Haardt and J. A. Nossek, “Unitary ESPRIT: How to obtain increased estimation accuracy with a reduced computational burden,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 43, no. 5, pp. 1232–1242, May 1995.
- [66] A. Lee, “Centrohermitian and skew centrohermitian matrices,” *Linear Algebra and its Applications*, vol. 29, pp. 205–210, 1980.
- [67] S. U. Pillai and B. H. Kwon, “Forward/backward spatial smoothing techniques for coherent system identification,” *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 37, no. 1, pp. 8–15, Jan 1989.
- [68] M. Haardt and J. A. Nossek, “Simultaneous Schur decomposition of several nonsymmetric matrices to achieve automatic pairing in multidimensional harmonic retrieval problems,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 46, no. 1, pp. 161–169, Jan 1998.
- [69] G. H. Golub and C. F. Van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. John Hopkins University Press, 1996.
- [70] T. J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, “On spatial smoothing for direction of arrival estimation of coherent signals,” *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 33, pp. 806–811, Aug 1985.
- [71] Y. Hua, A. B. Gershman, and Q. Cheng, *High Resolution and Robust Signal Processing*. Marcel Dekker, 2004.
- [72] M. Haardt, “Structured least squares to improve the performance of esprit-type algorithms,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, no. 3, pp. 792–799, Mar 1997.
- [73] M. Wax and T. Kailath, “Detection of signals by information theoretic criteria,” *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 33, no. 2, pp. 387–392, Apr 1985.
- [74] A. Richter, D. Hampicke, G. Sommerkorn, and R. S. Thomä, “Joint estimation of dop, time-delay and doa for high-resolution channel sounding.” Tokyo, Japan: IEEE Vehicular Technology Conference, May 2000.
- [75] A. B. Gershman and V. T. Ermolaev, “Optimal subarray size for spatial smoothing,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 2, no. 2, pp. 28–30, Feb 1995.

- [76] A. Richter, “Estimation of radio channel parameters: Models and algorithms,” Ph.D. dissertation, Technischen Universität Ilmenau, Germany, 2005.
- [77] R. B. Lehoucq, D. C. Sorensen, and C. Yang, *ARPACK User’s Guide: Solution of Large-Scale Eigenvalue Problems with Implicitly Restarted Arnoldi Methods*. SIAM Publications, 1998.
- [78] The Mathworks, Inc., “MATLAB[®] R14, The Language of Technical Computing,” 2004.
- [79] S. Semmelrodt, “Spectral analysis and linear prediction toolbox for use with MATLAB,” Department of RF Techniques / Communication Systems, University of Kassel, Germany, Tech. Rep., 2003, www.uni-kassel.de/fb16/hfk/neu/toolbox.
- [80] M. Steinbauer, A. F. Molisch, H. Özcelik, C. F. Mecklenbräueker, and E. Bonek, “How to quantify multipath separation,” *IEICE Transactions on Electronics*, vol. E85-C, no. 3, pp. 552–557, Mar 2002.
- [81] D. Scott, *Multivariate Density Estimation: Theory, Practice, and Visualization*. Wiley, 1992.
- [82] A. Molisch, M. Steinbauer, M. Toeltsch, E. Bonek, and R. S. Thomä, “Capacity of MIMO systems based on measured wireless channels,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 3, pp. 61–569, Apr 2002.
- [83] C. Hampicke, M. Landman, S. C., R. S. Sommerkorn, Thomä, T. Fügen, J. Maurer, and W. Wiesbeck, “MIMO capacities for different antenna array structures based on double directional measurements.” *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Sep 2002.
- [84] N. Czink and P. Cera, “A novel framework for clustering parametric MIMO channel data including MPC powers.” Lisbon, Portugal: COST 273, Nov 2005, TD-05-104.
- [85] N. Czink, P. Cera, J. Salo, E. Bonek, J. P. Nuutinen, and J. Ylitalo, “Automatic clustering of MIMO channel parameters using the multipath component distance measure.” *Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, 2005.
- [86] J. Salo, J. Salmi, and P. Vainikainen, “Practical experiences from semiautomatic clustering of nonstationary multidimensional radio channel data.” Bologna, Italy: COST 273, Jan 2005, TD-05-069.
- [87] N. Czink, X. Yin, H. Özcelik, M. Herdin, E. Bonek, and B. H. Fleury, “Cluster characteristics in a MIMO indoor propagation environment,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 4, pp. 1465–1475, Apr 2007.
- [88] H. Tsuchiya, K. Haneda, and J.-I. Takada, “Investigation of ultra-wideband propagation channel based on a cluster scheme,” *IEICE Transactions on Fundamentals of*

- Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol. E89-A, no. 11, pp. 3095–3102, 2006.
- [89] L. Vuokko, P. Vainikainen, and J.-I. Takada, “Clusters extracted from measured propagation channels in macrocellular environments,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 12, pp. 4089–4098, Dec 2005.
- [90] I. E. Telatar, “Capacity of multi-antenna gaussian channels,” AT&T Bell Labs, Tech. Rep., Jun 1995.
- [91] P. Kyritsi and R. A. Valenzuela, “Channel and capacity estimation errors,” *IEEE Communications Letters*, vol. 6, no. 12, pp. 517–519, Dec 2002.
- [92] P. Almers, F. Tufvesson, O. Edfors, and A. F. Molisch, “Measured capacity gain using waterfilling in frequency selective MIMO channels.” *IEEE Personal Indoor and Mobile Communications Conference (PIMRC)*, Sep 2002.
- [93] A. Abrardo and C. Maraffon, “Analytical evaluation of transmit selection diversity for wireless channels with multiple receive antennas.” *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, May 2003.
- [94] A. Sandhu and A. J. Paulraj, “Space-time block codes: A capacity perspective,” *IEEE Communications Letters*, vol. 4, no. 12, pp. 384–386, Dec 2000.
- [95] A. Pal, C. M. Tan, and M. A. Beach, “Comparison of MIMO channels from multipath parameter extraction and direct channel measurements,” vol. 3. *IEEE Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Sep 2004, pp. 1574–1578.
- [96] J. S. Jiang and M. A. Ingram, “Path models and MIMO capacity for measured indoor channels at 5.8 GHz.” *IEEE International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, 2002, pp. 601–607.
- [97] V. Erceg, P. Soma, D. Baum, and A. J. Paulraj, “Capacity obtained from MIMO channel measurements in fixed wireless environments at 2.5 GHz.” *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Jun 2002.
- [98] R. W. Heath and A. J. Paulraj, “Characterization of MIMO channels for spatial multiplexing systems.” Helsinki, Finland: *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Jun 2001.
- [99] N. Kita, W. Yamada, A. Sato, D. Mori, and S. Uwano, “Measurement of Demmel condition number for 2×2 MIMO-OFDM broadband channels.” *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, May 2004.

Κατάλογος δημοσιεύσεων του συγγραφέα

Δημοσιεύσεις του συγγραφέα σε επιστημονικά περιοδικά

1. N.D. Skentos, A.D. Marousis, A.G. Kanatas and P. Constantinou, "Experimental Multipath Component Characteristics for Short Range Urban Propagation Environments", *European Transactions on Telecommunications*, Vol. 18, pp. 595-603, 2007
2. N.D. Skentos, A.G. Kanatas, P.I. Dallas and P. Constantinou "MIMO Channel Characterization for Short Range Fixed Wireless Propagation Environments", *International Journal on Wireless Personal Communications*, special issue entitled "Increasing Efficiency in Broadband Fixed Wireless Access Systems: from physical to network layer solutions", Vol. 36, No. 4, March 2006.
3. P.D. Karamalis, N.D. Skentos and A.G. Kanatas, "Adaptive Antenna Subarray Formation for MIMO Systems", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 5, No. 11, November 2006.
4. P.D. Karamalis, N.D. Skentos and A.G. Kanatas, "Selecting Array Configurations for MIMO Systems: An Evolutionary Computation Approach", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 3, No. 6, November 2004.

Δημοσιεύσεις του συγγραφέα σε επιστημονικά συνέδρια

1. N.D. Skentos, A.G. Kanatas, P. Constantinou, "Multipath Parameter Results for Short Range Urban Propagation environments", accepted for publication in the *IEEE Wireless & Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob) 2006*.
2. N.D. Skentos, A.G. Kanatas, P. Constantinou, "Experimental Multipath Component Results from MIMO Measurements in a Microcell Urban Environment", *European Wireless Conference 2006*, April 2-5 2006, Athens, Greece.

3. N.D. Skentos, A.G. Kanatas, P. Constantinou, "MIMO Channel Characterization results from Short Range Rooftop to Rooftop Wideband Measurements", *IEEE Wireless & Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob) 2005*, August 2005, Montreal, Canada.
4. N.D. Skentos, A.G. Kanatas, P. Constantinou, "Channel Characterization Results from Fixed Outdoor MIMO Measurements", Proc. of 7th *International Symposium on Wireless Personal Communications (WPMC) 2004*, Vol. 2, pp.80-84, Sept. 12-15, Abano Terme, Padova, Italy.
5. N. D. Skentos, A. G. Kanatas, G. Pantos, P. Constantinou, "Capacity Results from Short Range Fixed MIMO Measurements at 5.2GHz in Urban Propagation Environment", *IEEE International Conference on Communications, ICC 2004*, Vol. 5, pp. 3020 - 3024, June 20 - 24, Paris, France.
6. P. D. Karamalis, N. D. Skentos and A. G. Kanatas, "Antenna Subarray Formation for MIMO Systems", *Workshop on Antennas & Related System Aspects in Wireless Communications*, June 7 - 8, 2004, Gothenburg, Sweden.
7. N.D. Skentos, A.G. Kanatas, P. Constantinou, "Results from Rooftop to Rooftop Channel Measurements at 5.2 GHz", TD(05)059, *COST 273 13th MC Meeting*, June 2005, Lueven, Belgium.
8. N.D. Skentos, A.G. Kanatas, P. Constantinou, "Results from fixed MIMO channel measurements at 5.2GHz in urban environment", TD(04)140, *COST 273 10th MC Meeting*, June 9 - 10, 2004, Gothenburg, Sweden.
9. P.D. Karamalis, N.D. Skentos, A. G. Kanatas, "Comparison of Existing MIMO Antenna Selection techniques with an Evolutionary Approach", TD(04)55, *COST 273 10th MC Meeting*, January 2004, Athens, Greece.
10. P.D. Karamalis, N.D. Skentos, A. G. Kanatas, "A Measurement-Based Method for Selecting MIMO System Array Configurations", TD(03)110, *COST 273 7th MC Meeting*, May 2003, Paris, France.

□

Βιογραφικό Σημείωμα

Ο Νικόλαος Δ. Σκέντος είναι διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός ΕΜΠ από το φθινόπωρο του 2000 και μέλος του Εργαστηρίου Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών ΕΜΠ από τον Ιανουάριο του 2001. Έχει συμμετάσχει σε διάφορα ερευνητικά προγράμματα στο ευρύ γνωστικό πεδίο των ασύρματων επικοινωνιών πραγματοποιώντας μελέτες αξιολόγησης επίδοσης φυσικού υποστρώματος UMTS, εναρμόνιση συχνοτήτων σε επίγεια ασύρματα συστήματα, ανάπτυξη χωρο-χρονικών αλγορίθμων επεξεργασίας σήματος για MIMO συστήματα και πειραματικό πολυδιάστατο ευρυζωνικό χαρακτηρισμό και μοντελοποίηση ραδιοδιαύλου. Επίσης, συμμετείχε ενεργά στο ευρωπαϊκό ερευνητικό πρόγραμμα IST-STINGRAY και την ερευνητική δράση COST 273 ενώ στην παρούσα φάση συμμετέχει στο ευρωπαϊκό δίκτυο αριστείας ACE και την δράση COST 2100. Παράλληλα με την ερευνητική του δραστηριότητα ασκεί το επάγγελμα του ηλεκτρολόγου μηχανικού.



Στο εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών ΕΜΠ.

□