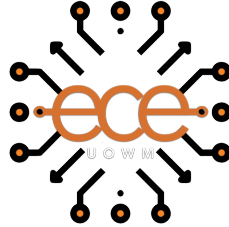


Πανεπιστήμιο Δυτικής Μακεδονίας
Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Τηλεπικοινωνιών



Βαγγέλης Κουτσώνας 1023

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Τεχνικές διαχείρισης κίνησης χρηστών σε συστήματα υποβοηθούμενα από
έξυπνες επαναπρογραμματιζόμενες επιφάνειες

Επιβλέπων: Δρ. Αλέξανδρος-Απόστολος Α. Μπουλογεώργος

Κοζάνη, Μάρτιος 2021

Δήλωση Πνευματικών Δικαιωμάτων

Δηλώνω ρητά ότι, σύμφωνα με το άρθρο 8 του Ν. 1599/1986 και τα άρθρα 2,4,6 παρ. 3 του Ν. 1256/1982, η παρούσα Διπλωματική Εργασία με τίτλο «Τεχνικές διαχείρισης κίνησης χρηστών σε συστήματα υποβοηθούμενα από έξυπνες επαναπρογραμματιζόμενες επιφάνειες» καθώς και τα ηλεκτρονικά αρχεία και πηγαίοι κώδικες που αναπτύχθηκαν ή τροποποιήθηκαν στα πλαίσια αυτής της εργασίας και αναφέρονται ρητώς μέσα στο κείμενο που συνοδεύουν, και η οποία έχει εκπονηθεί στο Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Πανεπιστημίου Δυτικής Μακεδονίας, υπό την επίβλεψη του μέλους του Τμήματος κ. Δρ. Αλέξανδρο-Απόστολο Α. Μπουλογεώργου αποτελεί αποκλειστικά προϊόν προσωπικής εργασίας και δεν προσβάλλει κάθε μορφής πνευματικά δικαιώματα τρίτων και δεν είναι προϊόν μερικής ή ολικής αντιγραφής, οι πηγές δε που χρησιμοποιήθηκαν περιορίζονται στις βιβλιογραφικές αναφορές και μόνον. Τα σημεία όπου έχω χρησιμοποιήσει ιδέες, κείμενο, αρχεία ή / και πηγές άλλων συγγραφέων, αναφέρονται ευδιάκριτα στο κείμενο με την κατάλληλη παραπομπή και η σχετική αναφορά περιλαμβάνεται στο τμήμα των βιβλιογραφικών αναφορών με πλήρη περιγραφή. 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 μόνο.

© Κουτσώνας Ευάγγελος, Αλέξανδρος-Απόστολος Α. Μπουλογεώργος, Τσίπουρας Μάρκος, 2022, Κοζάνη

© Π.Δ.Μ.

Υπογραφή Φοιτητή:



Κείμενο αφιέρωσης (προαιρετικό).

Περίληψη

Η παρούσα διατριβή αναλύει τεχνικές διαχείρισης κίνησης χρηστών σε συστήματα υποβοηθούμενα από έξυπνες επαναπρογραμματιζόμενες επιφάνειες. Με το βλέμμα μας στην έκτη γενιά (6th generation – 6G) ασύρματων επικοινωνιών και δικτύων, η ανάγκη εκμετάλλευσης νέων ράδιο-πόρων για την ικανοποίηση των αναγκών του ολοένα αυξανόμενου αριθμού χρηστών με απαιτητικές σε εύρος ζώνης εφαρμογές, γίνεται πιο επιτακτική. Ως απόκριση, η κοινότητα των ασύρματων επικοινωνιών και δικτύων εξετάζει την χρήση ζωνών υψηλών συχνοτήτων, όπως την ζώνη των 60 GHz και πάνω. Στην περιοχή συχνοτήτων αυτή μπορούμε να βρούμε συνεχόμενο εύρος ζώνης της τάξεως των 10 GHz. Ωστόσο η ζώνη συχνοτήτων των 60 GHz και πάνω έρχεται με δύο βασικά μειονέκτημα, i) αυξημένες απώλειες διάδοσης, που μεταφράζεται σε περιορισμό του εύρους εκπομπής των συστημάτων αυτών, και ii) αυξημένη απορρόφηση ισχύος από εμπόδια. Για την καταπολέμηση του πρώτου προβλήματος τεχνικές διαμόρφωσης δέσμης υψηλής κατευθυντικότητας (pencil-beamforming) υιοθετούνται τόσο από τον πομπό (TX), όσο και από τον δέκτη (RX). Οι τεχνικές αυτές βασίζονται κυρίως στην προσέγγιση της υβριδικής διαμόρφωσης δέσμης (hybrid beamforming), που έχει αναγνωριστεί ως ένας καλός συμβιβασμός μεταξύ της αξιοπιστίας του ψηφιακού και της ενεργειακής αποδοτικότητας του αναλογικού beamforming. Για την αντιμετώπιση του δεύτερου προβλήματος μία λύση που εξετάζεται πρόσφατα είναι η χρήση έξυπνων επαναπρογραμματιζόμενων επιφανειών (reconfigurable intelligent surfaces – RIS). Οι επιφάνειες αυτές αποτελούν παθητικές δομές επαναλαμβανόμενων μονάδων ανάκλασης (reflection unit - RU), οι οποίες ελέγχονται από έναν μικροελεγκτή. Τα RUs συντίθενται από μετά-υλικά, που επιτρέπουν την μεταβολή των ηλεκτρομαγνητικών τους ιδιοτήτων, μέσου της επιβολής κατάλληλης τάσης. Με τον τρόπο αυτό, το κάθε RU μπορεί να αλλάξει την φάση του προσπίπτοντος κύματος. Επιβάλλοντας, μέσου του μικροελεγκτή, συνεργασία μεταξύ των RU, μπορούμε να στρέψουμε το προσπίπτον κύμα προς την επιθυμητή κατεύθυνση, ξεπερνώντας τα όρια του συμβατικού νόμου του Snell, όπως επίσης και να αλλάξουμε το εύρος δέσμης του ανακλώμενου σε σχέση με το προσπίπτον κύμα. Αναγνωρίζοντας τις επαναστατικές ιδιότητες των RISs, ένα μεγάλο πλήθος ερευνητικών ομάδων ασχολείται με την ανάλυση, σχεδίαση, και βελτιστοποίηση ασύρματων συστημάτων υποβοηθούμενων από RISs σε διαφορετικά περιβάλλοντα διάδοσης. Πιο συγκεκριμένα, ανάλογα με της δυνατότητες κίνησης των πομποδεκτών και του RIS, δύο είδη περιβαλλόντων διάδοσης μπορούν να διακριθούν, i) στατικά, όπου θέσεις πομπού, RIS, και δέκτη είναι σταθερές, και ii) δυναμικά, όπου τουλάχιστον ένας από τους πομπούς, RIS, και δέκτη κινείται. Για την δεύτερη περίπτωση, έχει διαπιστωθεί η ανάγκη σχεδίασης κατάλληλων αλγορίθμων παρακολούθησης δέσμης (beam tracking) για την παροχή αδιάλειπτης επικοινωνίας. Το πρόβλημα αυτό έχει εξεταστεί σε βάθος σε συστήματα beamforming, αλλά σε συστήματα όπου εμπλέκονται RIS η έρευνα είναι έως σήμερα περιορισμένη.

Abstract

This thesis analyzes user mobility management techniques in systems assisted by reconfigurable intelligent surfaces. With an eye on the sixth generation (6th generation – 6G) of wireless communications and networks, the necessity of exploiting new radio resources to meet the needs of the growing number of users with bandwidth-intensive applications is becoming more urgent. In response, the wireless communications and networking community is considering the use of high frequency bands, such as the 60 GHz band and higher. In this frequency band we can find a continuous bandwidth of 10 GHz. However, the frequency band of 60 GHz and above comes with two main disadvantages, i) increased propagation losses, which translated into a limitation of the transmission range of these systems, and ii) increased power absorption by obstacles. To overcome the first problem, high directive beamforming techniques (pencil-beamforming) are adopted by both the transmitter (TX) and the receiver (RX). These techniques are mainly based on the hybrid beamforming approach, which has been recognised as a good compromise between the reliability of digital and energy efficiency of analogue beamforming. To overcome the second problem, a recently considered solution is the use of reconfigurable intelligent surfaces (RIS). These surfaces are passive structures of repetitive reflection units (RU), which are controlled by a microcontroller. RUs are synthesized from meta-materials, which allow their electromagnetic properties to be altered by the application of a suitable voltage. In this way, each RU can change the phase of the incident wave. By enforcing, through the microcontroller, cooperation between the RUs, we can turn the incident wave in the desired direction, overcoming the limits of the conventional law of Snell, as well as change the beamwidth of the reflected with respect to the incident wave. Recognizing the revolutionary properties of RISs, a large number of research groups are engaged in the analysis, design, and optimization of wireless systems assisted by RISs in different propagation environments. More specifically, depending on the mobility capabilities of the transceivers and RIS, two types of propagation environments can be identified, i) static, where transmitter, RIS, and receiver positions are fixed, and ii) Dynamic, where at least one of the transmitter, RIS, and receiver is moving. For the second situation, the necessity of designing appropriate beam tracking algorithms to provide uninterrupted communication has been identified. This problem has been explored in depth in beamforming systems, but in systems where RIS is involved, research has been limited to date.

Περιεχόμενα

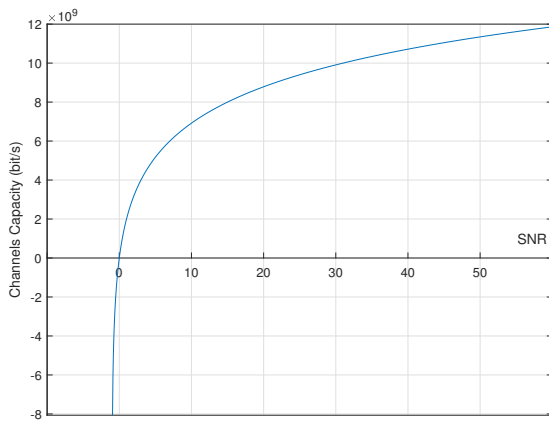
1	Εισαγωγή	1
1.1	Κύριοι τεχνολογική πυλώνες της νέας γενιάς συστημάτων επικοινωνιών	2
1.1.1	Επικοινωνίες στην ζώνη των mmWave	2
1.1.2	Τεχνικές διαμόρφωσης δέσμης	3
1.1.3	Reconfigurable Intelligent Surfaces	5
1.1.4	Ο ρόλος της τεχνική νοημοσύνη στις επικοινωνίες στη ζώνη των mmWave .	6
1.1.5	Συνεισφορά της διπλωματικής εργασίας	6
1.2	Δομή και οργάνωση της διπλωματικής εργασίας	7
2	Επικοινωνίες στη ζώνη των mmWave με χρήση υβριδικού beamforming	8
2.1	Μοντέλο συστήματος	8
2.2	Φασματική Αποδοτικότητα spectral efficiency	9
2.3	Παραδοχές κατά την υλοποίηση	10
2.4	Προσομοίωση υβριδικού beamforming	10
2.4.1	Αποτελέσματα διαγραμμάτων ακτινοβολιών	11
2.4.2	Προσομοιώσεις spectral efficiency	15
2.5	Συμπεράσματα	16
3	Επαναπρογραμματισμός μέσου διάδοσης με χρήση reconfigurable intelligent surfaces	17
3.1	Μοντέλο συστήματος	18
3.2	Πολιτική βέλτιστης ρύθμισης του RIS	18
3.3	Προσομοιώσεις	20
3.4	Συμπεράσματα	22
4	Εκτίμηση φασματικής επίδοσης συστήματος υποβοηθούμενου RIS με κινητό τελικό δέκτη	23
4.1	Μοντέλο υποβοηθούμενου RIS με κινητό τελικό δέκτη	23
4.1.1	Λαμβανόμενη ισχύς P_{RX}	23
4.1.2	Θόρυβος N	24
4.1.3	Μέτρο καναλιού $ \mathbf{H}' ^2$	25
4.2	Αποτελέσματα προσομοιώσεων στο χώρο	25
4.3	Συμπεράσματα	29

5	Πρόβλεψη θέσης RX στο χώρο	30
5.1	Αρχιτεκτονική ημι-παθητικού RIS	31
5.2	Μοντέλο Deep Learning	31
5.2.1	Deep Learning Input and Output	31
5.3	Αποτελέσματα Προσομοίωσης	32
5.4	Συμπεράσματα	35
6	Συμπεράσματα και μελλοντικές επεκτάσεις	37
	Βιβλιογραφία	39

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

Κάθε χρόνο το διαδίκτυο γίνεται ολοένα και πιο αναπόσπαστο κομμάτι της καθημερινότητας μας. Πλέον, η πρόσβαση σε αυτό δεν γίνεται αποκλειστικά από προσωπικούς υπολογιστές. Smartphones, TV, Smart watches, έξυπνοι διακόπτες κ.α έχουν μπει για τα καλά στη ζωή μας. Με την έλευση της 5ης γενιάς (5G) δικτύων νέες εφαρμογές κάνουν την εμφάνισή τους με αυξημένες απαιτήσεις σε ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων. Virtual reality (VR), 3D printing, virtual presence, high quality livestreaming είναι μερικές από αυτές [1]. Συνεπώς, τα επόμενα χρόνια θα έχουμε μια εκθετική αύξηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης [2, 3]. Υπολογίζεται, ότι στην κεντρική και ανατολική Ευρώπη το 2026, η τηλεπικοινωνιακή κίνηση αναμένεται να ξεπεράσει τα 9.62 exabyte/month έναντι 2.25 που καταγράφηκαν το 2020 [4]. Ακόμη, σε πολλές εφαρμογές (όπως αυτοοδηγούμενα επίγεια και εναέρια οχήματα), απαιτείται αυξημένη αξιοπιστία. Συγκεκριμένα αυτό μεταφράζεται σε ένα πολύ μικρό bit error ratio (BER) της τάξης του 10^{-7} [5]. Συνεπώς, η ανάγκη εκμετάλλευσης νέων ράδιο-πόρων για την ικανοποίηση των αναγκών, άλλα και η εύρεση νέων μεθόδων ώστε να πετύχουμε σταθερά μικρό BER, γίνεται πιο επιτακτική.



Σχήμα 1.1: Channels Capacity σε συνάρτηση με SNR για bandwidth ίσο με 2 GHz

Σύμφωνα με το θεώρημα του Shannon-Hartley, η χωρητικότητα καναλιού C δίνεται από τη σχέση

$$C_{(bit/s)} = B \log_2(1 + \gamma_{(dB)}) \quad (1.1)$$

όπου γ ο σηματοθορυβικός λόγος (Signal-to-Noise-Ratio - SNR). Όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 1.1 η χωρητικότητα του καναλιού μπορεί να αυξηθεί, είτε αυξάνοντας το SNR, είτε διευρύνοντας το εύρος ζώνης (bandwidth) του καναλιού. Στα τέταρτης γενιάς (fourth generation - 4G) έγινε μια σημαντική προσπάθεια για να πετύχουμε καλύτερη φασματική αποδοτικότητα.

Διάφορες τεχνολογίες όπως MIMO, non-orthogonal multiple access (NOMA), κ.α προσπάθησαν να βελτιώσουν το SNR. Επιπλέον, στο σχήμα 1.1, παρατηρούμε ότι η χωρητικότητα ενός καναλιού,

αυξάνεται λογαριθμικά με την αύξηση του SNR. Συνεπώς, από ένα σημείο και μετά η αύξηση του SNR δεν επιφέρει σημαντική μεταβολή στην χωρητικότητα του καναλιού. Από την άλλη, σύμφωνα με τη σχέση 1.1, η χωρητικότητα του καναλιού αυξάνεται γραμμικά με την αύξηση του Bandwidth. Σε κάθε γενιά ασύρματων δικτύων, επιδιώκεται η αύξηση του bandwidth μέσω απελευθέρωσης νέων ζωνών συχνοτήτων.

1.1 Κύριοι τεχνολογική πυλώνες της νέας γενιάς συστημάτων επικοινωνιών

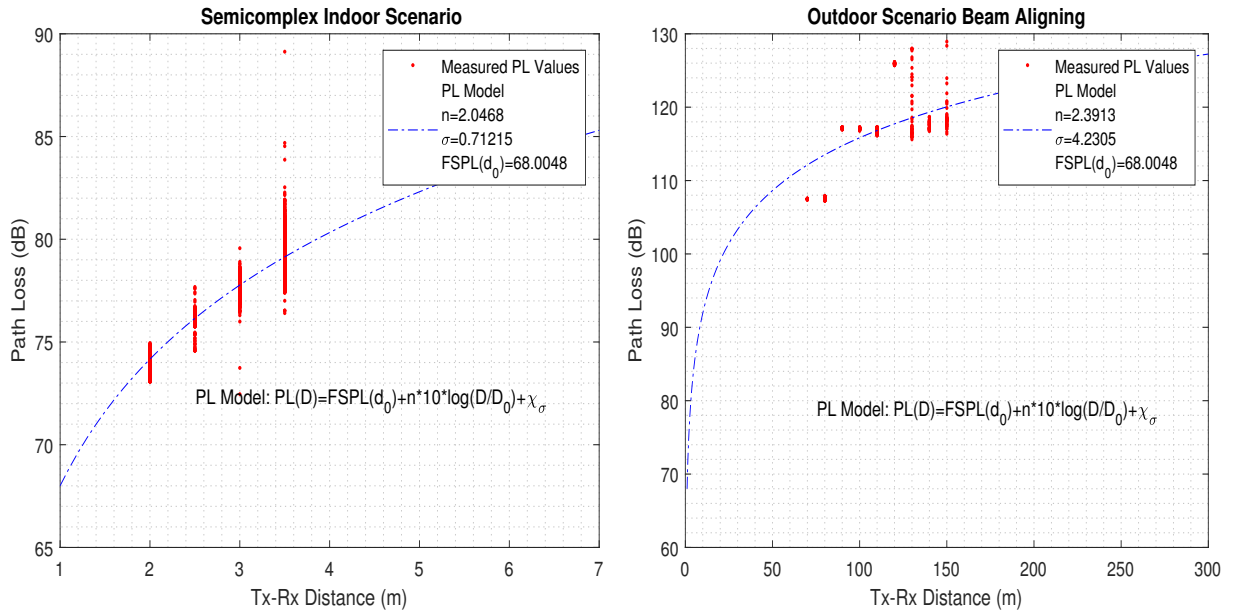
Στην προηγούμενη γενιά του 4G - LTE το διαθέσιμο εύρος ζώνης συχνοτήτων είναι αρκετά χαμηλό, της τάξης των 3GHz. Αρκετά χαμηλό για να υποστηρίξει εφαρμογές με χαμηλό BER και υψηλές ταχύτητες. Ωστόσο, στην υφιστάμενη πέμπτη γενιά - 5G και στην επόμενη 6G το διαθέσιμο εύρος συχνοτήτων αναμένεται να είναι της τάξης των 100 GHz [1, 6–8]. Βέβαια, το κύριο χαρακτηριστικό της νέας γενιάς δεν είναι μόνο η αύξηση της διαθέσιμης ζώνης συχνοτήτων (bandwidth). Η εισαγωγή νέων τεχνολογιών, όπως: millimeter-wave (mmWave), κβαντική τεχνολογία (Quantum technology), Dense arrays, Beamforming, μηχανική μάθηση (Machine Learning) αλλά και επαναπρογραμματιζόμενες επιφάνειες Reconfigurable intelligent surfaces - RIS που θα έχουν τη δυνατότητα να επέμβουν στο περιβάλλον διάδοσης [1, 9–21].

1.1.1 Επικοινωνίες στην ζώνη των mmWave

Στη περιοχή των mmWave υπάρχει συνεχόμενο διαθέσιμο Bandwidth της τάξεως των 10 GHz, που επιτρέπει την υποστήριξη εφαρμογών όπως εκτεταμένη και εικονική πραγματικότητα (extended and virtual reality), καθώς επίσης και ένα μεγάλο αριθμό διασυνδεδεμένων συσκευών. Ωστόσο η αύξηση των συχνοτήτων έχει δυο βασικά μειονεκτήματα : α') αυξημένες απώλειες διάδοσης, που μεταφράζεται σε περιορισμό του εύρους εκπομπής των συστημάτων αυτών β') αυξημένη απορρόφηση ισχύος από εμπόδια . Για την καταπολέμηση αυτών των προβλημάτων, κάναμε χρήση κατευθυντικών κεραιών. Με αυτό τον τρόπο, μειώνουμε όσο περισσότερο τις απώλειες διάδοσης αλλά και τον αριθμό των εμποδίων που μπορεί να συναντήσει μια δέσμη. Στο σχήμα 1.2 παρουσιάζονται οι απώλειες διάδοσης σε συνάρτηση με την απόσταση για εσωτερικό και εξωτερικό περιβάλλον.

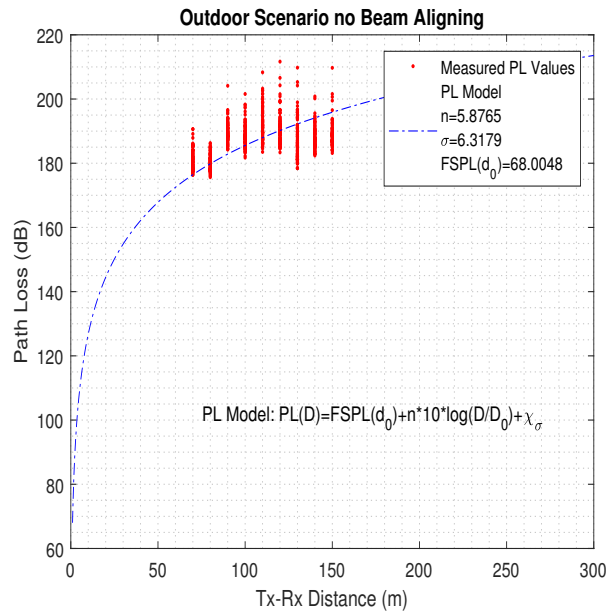
Αν παρατηρήσουμε προσεκτικά, θα δούμε ότι για την ίδια απόσταση διάδοσης σε εξωτερικό περιβάλλον υπάρχουν μεγαλύτερες απώλειες σήματος σε σύγκριση με το αντίστοιχο εσωτερικό. (βλ. σχήματα 1.2(α') και 1.2(γ')). Πιο συγκεκριμένα, εντοπίζουμε μια αύξηση της τάξης των 2 – 3dB. Αυτό συμβαίνει διότι, ο αριθμός των εμποδίων και των παρεμβολών σε ένα εξωτερικό χώρο, είναι πολύ μεγαλύτερος απότι σε ένα εσωτερικό χώρο. Ακόμη, οι αποστάσεις σε ένα εσωτερικό χώρο είναι μικρότερες πράγμα που βοηθά στη μείωση των απωλειών.

Στα σχήματα 1.2(β') και 1.2(γ') βλέπουμε τις απώλειες διάδοσης σε ένα εξωτερικό χώρο με και χωρίς οπτική επαφή. Παρατηρούμε λοιπόν, μείωση των απωλειών διάδοσης της τάξης των 70dB στη περίπτωση κατευθυντήριας μετάδοσης δέσμης, σε σχέση με την περίπτωση της μη κατευθυντήριας μετάδοσης δέσμης.



(α') Indoor pathloss 60 GHz

(β') Outdoor beam pathloss 60GHz



(γ') Outdoor no beam pathloss 60GHz

Σχήμα 1.2: Διαγράμματα απωλειών σήματος σε συνάρτηση της απόστασης εσωτερικού και εξωτερικού χώρου

1.1.2 Τεχνικές διαμόρφωσης δέσμης

Λαμβάνοντας υπόψιν μας τα παραπάνω, αλλά και σύμφωνα με τις εργασίες [22] και [23], η ενίσχυση της κατευθυντικότητας των κεραιών εκπομπής και λήψης, μέσω της αύξησης των ενεργών και παθητικών τους στοιχείων, μπορεί να συμβάλει θετικά στην αντιμετώπιση των αυξημένων απωλειών διάδοσης. Για τον βέλτιστο συντονισμό των στοιχείων των κεραιών, έχουν παρουσιαστεί και μελετηθεί μία σειρά από τεχνικές διαμόρφωσης δέσμης υψηλής κατευθυντικότητας (pencil - beamforming) πάνω σε multiple input multiple output (MIMO) συστήματα.

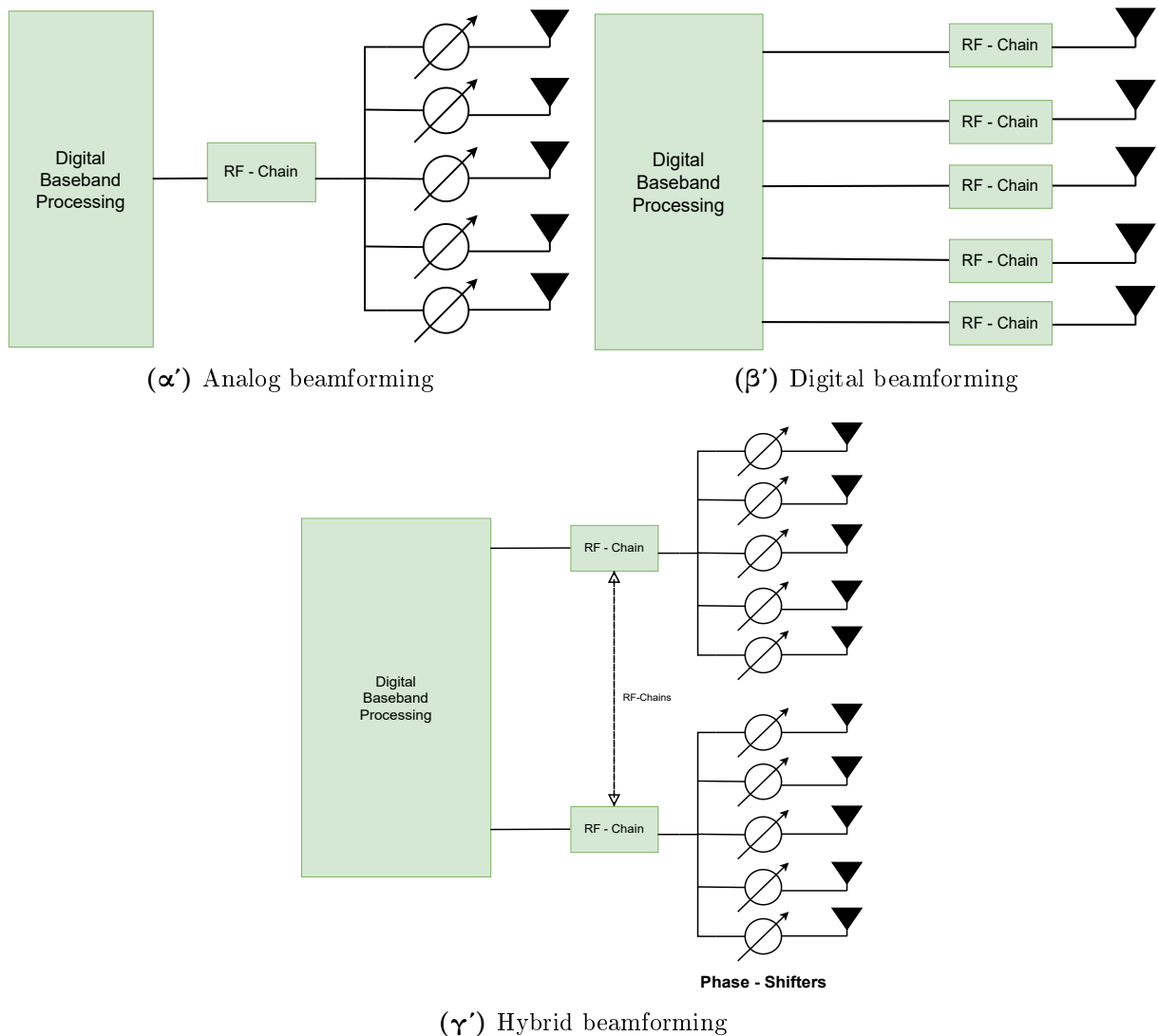
Ανάλογα με την αναλογία ενεργών προς παθητικών στοιχείων της κεραίας μπορούμε να διακρίνουμε γενικά τρία είδη τεχνικών beamforming

1. Αναλογικό (Analog),
2. Ψηφιακό (Digital), και
3. Υβριδικό (Hybrid).

Στο 1.3 βλέπουμε τη γραφική αναπαράσταση των τριών beamforming τεχνικών που εξηγήσαμε παραπάνω. Με τον όρο analog beamforming, αναφερόμαστε, στην μετάδοση του ίδιο σήματος με καθυστέρηση φάσης - ολίσθηση ή την καθυστέρηση χρόνου του εκπεμπόμενου σήματος σε κάθε μια στοιχειοκεραία του συστήματος [24–27]. Όπως βλέπουμε στο σχήμα 1.3(α') μόνο μία ροή δεδομένων τροφοδοτεί τις στοιχειοκεραίες περιορίζοντας έτσι το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων. Έτσι, καθίσταται μη ιδανικό για δίκτυα με μεγάλες απαιτήσεις σε χωρητικότητα και ευελιξία. Επίσης δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για εφαρμογές συχνοεπιλεκτικού beamforming και ο αριθμός των ακτινικών δεσμών είναι σταθερός και στο Hardware του πομπού, πράγμα, που το κάνει δύσκολη οποιαδήποτε αλλαγή.

Από την άλλη, digital beamforming ορίζουμε την μετάδοση σήματος κατά την οποία κάθε στοιχειοκεραία μετάδοσης στον πομπό αντιστοιχεί σε μία στοιχειοκεραία στον δέκτη [28, 29]. Στο σχήμα 1.3(β'), διακρίνουμε την σύνδεση κάθε μιας στοιχειοκεραίας με ένα RF - Chain. Στο ψηφιακό beamforming έχουμε λύσει τα προβλήματα του αναλογικού, έχουμε δηλαδή μεγαλύτερη ροή δεδομένων, καλύτερη ευελιξία και πιο εύκολη αλλαγή των συχνοτήτων και των ακτινικών δεσμών. Ωστόσο, έχουμε μεγάλη αύξηση στην κατανάλωση ισχύος λόγω της χρήσης αρκετών ψηφιακών chip, αλλά και μεγάλη πολυπλοκότητα λόγω των πολλαπλών RF-chain. Το βασικότερο όμως είναι ότι το ψηφιακό beamforming δεν μπορεί να ανταποκριθεί στις επίπεδες συστοιχίες στοιχειοκεραίων και κατα συνέπεια στις υψηλές συχνότητες. Το digital beamforming, μπορεί να παρέχει μεγάλο αριθμό δεσμών (beams) στο σύστημα μας, ωστόσο, η αύξηση των RF- chains συγκριτικά με τις στοιχειοκεραίες αυξάνουν της κατανάλωση ισχύος από το σύστημα καθώς τα RF - Chains διαθέτουν ψηφιακά chip που καταναλώνουν σημαντική ισχύ.

Σύμφωνα με το [30], hybrid beamforming σε ένα MIMO σύστημα, ορίζουμε, τον συνδυασμό analog και digital beamforming. Οι υβριδικοί πομποδέκτες, έχουν αναγνωριστεί ως μια ιδανική λύση. Συνδυάζουν την αξιοπιστία του digital beamforming και τη ενεργειακή αποδοτικότητα του analog beamforming ενώ υιοθετούνται τόσο από τον πομπό (TX), όσο και από τον δέκτη (RX). Μας επιτρέπουν να υλοποιούμε σχεδιασμούς με περισσότερες στοιχειοκεραίες, χωρίς να μειώνετε η ενεργειακή αποδοτικότητα και να αυξάνετε πολυπλοκότητα συστήματος. Όπως φαίνεται στο σχήμα 1.3(γ') το υβριδικό beamforming έρχεται να λύσει το πρόβλημα των υψηλών συχνοτήτων και της πολυπλοκότητας, επιτρέπει την εύκολη αλλαγή συχνοτήτων και ακτίνων δέσμης χωρίς αλλαγή στο hardware, επιτρέπει μεγάλη ευελιξία και μεγάλο αριθμό ακτίνων δέσμης και το κυριότερο μπορεί να ανταποκριθεί στις επίπεδες συστοιχίες στοιχειοκεραίων. Ωστόσο παραμένει το πρόβλημα της κατανάλωσης ισχύος σε μικρότερο βέβαια βαθμό.



Σχήμα 1.3: Αναλογικό, ψηφιακό και υβριδικό beamforming

1.1.3 Reconfigurable Intelligent Surfaces

Ακόμα και οι hybrid beamforming τεχνικές σε συνδυασμό με συστοιχίες κατευθυντικών κεραιών δεν μπορούν να ξεπεράσουν το πρόβλημα της χαμηλής διεισδυτικότητας των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων υψηλής συχνότητας. Στη 4G και 5G γενιά για τη λύση του προβλήματος αυτού προτάθηκε η χρήση αναμεταδοτών. Οι αναμεταδότες αυτοί έχουν την δυνατότητα να αναμεταδίδουν μέσω εναλλακτικών διαδρομών διάδοσης σήματος. Ωστόσο, επειδή οι αναμεταδότες λειτουργούν ως TX - RX καταναλώνουν επιπλέον ενέργεια. Για την αποφυγή αυτών των προβλημάτων στην 6η γενιά δικτύων 6G οι ερευνητές στράφηκαν στην σχεδίαση, μελέτη, κατασκευή και χρήση RISs (Reconfigurable Intelligent Surfaces). Σύμφωνα με [31, 32] το RIS είναι επιφάνειες που αποτελούνται από μια συστοιχία απείρως λεπτών διηλεκτρικών στοιχείων, διαστάσεων $1/10$ ή $1/5$ του μήκους κύματος [33]. Ο έλεγχος της κατάστασης (on/off) των στοιχείων αυτών γίνεται μέσω ενός μικροελεγκτή. Οι μετα-επιφάνειες αυτές είναι κατασκευασμένες από meta-atoms υλικά που μας επιτρέπουν να δημιουργούμε διαφορετικές αλληλεπιδράσεις με το προσπίπτων σε αυτές H/M κύμα. Μπορούμε να ανακλάσουμε το προσπίπτων κύμα προς όποια κατεύθυνση επιθυμούμε, να το απορροφήσουμε πλήρως [32], να

ελέγχουμε την πόλωση του [34], αλλά και την φάση του. Ακόμη αποτελούν χρήσιμο εργαλείο για φωτονικές εφαρμογές και ολογράμματα [32]. Οι τρέχουσες υλοποιήσεις αφορούν μικρο-κυματικές και οπτικές συχρότητες λειτουργίας, πράγμα που κάνει τα RISs χρήσιμο εργαλείο για την έρευνα μας. Ωστόσο, οι επιφάνειες αυτές είναι σχεδόν παθητικές καθώς χρησιμοποιούν ενέργεια είτε για τον έλεγχο της κατάστασης των στοιχείων είτε για να κάνουν λήψη και διαμόρφωση των προσπιπτόντων σε αυτές κυμάτων. Αξίζει να σημειώσουμε εδώ, πως αρκετές εταιρίες που πρωτοστατούν στη 6G γενιά μελετάνε τρόπους αξιοποίησης αυτής της τεχνολογίας στην επόμενη γενιά δικτύων.

1.1.4 Ο ρόλος της τεχνική νοημοσύνη στις επικοινωνίες στη ζώνη των mmWave

Σύμφωνα με [35] η τεχνητή νοημοσύνη αναμένεται να βρει εφαρμογή σε μια σειρά από νέες δυνατότητες στα 6G δίκτυα. Κάποιες από αυτές είναι: context awareness (επίγνωση πλαισίου), self-aggregation, self-configuration (αυτοδιαμόρφωση) αλλά και η δημιουργία ομορτουριστικών διατάξεων. Σε συνδυασμό με τα RIS, η τεχνική νοημοσύνη (artificial intelligence - AI) αναμένεται σε μια από τις πιο επαναστατικές τεχνολογίες στην νέα γενιά. Επιπλέον, η ενσωμάτωση της τεχνητής νοημοσύνης σε ασύρματα δίκτυα προβλέπεται να φέρει σημαντική αλλαγή στα παραδοσιακά cognitive radio system (CRS) [21]. Επίσης, αρκετές εφαρμογές της μηχανικής μάθησης (Machine Learning) όπως: τα ετερογενή δίκτυα (heterogeneous networks), επικοινωνία συσκευών device-to-device communications αλλά και αρκετές Internet-of-Things (IoT) εφαρμογές υπάρχουν ήδη στη καθημερινότητα [36].

1.1.5 Συνεισφορά της διπλωματικής εργασίας

Δημιουργώντας εναλλακτικές διαδρομές διάδοσης, η τεχνολογία των RIS αναμένεται να συμβάλει σημαντικά στην επίλυση του προβλήματος της παρεμπόδισης σήματος εξαιτίας εμποδίων σε κατευθυντικά συστήματα που λειτουργούν σε υψηλές συχνότητας, όπως για παράδειγμα mmWave και THz, ενώ ταυτόχρονα να αυξήσει την φασματική αποδοτικότητα του συστήματος. Αλλά, τα υποβοηθούμενα από RIS συστήματα απαιτούν ακριβή γνώση της σχετικής με αυτά θέσης του πομπού και του δέκτη. Δυστυχώς, σε ασύρματα συστήματα επικοινωνιών, όπου είτε ο πομπός (στο uplink) είτε ο δέκτης (στο downlink) κινούνται συνεχώς, ο ακριβής εντοπισμός του κινούμενου κόμβου θα είχε σαν αποτέλεσμα σημαντική αύξηση της πολυπλοκότητας του συστήματος, καθώς το RIS είναι ένα σχεδόν παθητικό στοιχείο του δικτύου.

Έχοντας ως κίνητρο τα παραπάνω, στην παρούσα διπλωματική παρουσιάζουμε μια συστηματική μελέτη για τις επιδόσεις συστημάτων mmWave υποβοηθούμενων ή μη από RIS και προτείνουμε μέθοδο βαθιάς μάθησης (deep learning) για την πρόβλεψη της θέσης του κινητού σε συστήματα με RIS. Συγκεκριμένα, η συνεισφορά της διπλωματικής είναι:

- Μοντελοποίηση ρεαλιστικών συστήματος διαμόρφωσης δέσμης εκπομπής και λήψης σε συστήματα mmWave και μελέτη των επιδόσεων τους σε όρους spectral efficiency. Σημειώνεται ότι για λόγους γενίκευσης θεωρήσαμε ότι τόσο ο πομπός όσο και ο δέκτης είναι εξοπλισμένοι με υβριδικό beamforming. Θεωρώντας ότι ο αριθμός των κεραιών εκπομπής είναι ίσος με τον αριθμό των αλυσίδων RF της αντίστοιχης μονάδας, το μοντέλο του υβριδικού beamforming καταλήγει σε αυτό του ψηφιακού, ενώ στην περίπτωση όπου ο αριθμός του αλυσίδων RF είναι

ίσος με 1, ενώ τροφοδοτούνται περισσότερα από 1 στοιχεία κεραιών, το μοντέλο του υβριδικού beam-forming καταλήγει στο αναλογικό.

- Παρουσίαση χαμηλής πολυπλοκότητας μοντέλου RIS, βασισμένο στην θεωρία πινάκων, το οποίο λαμβάνει υπόψη του όλα τα χαρακτηριστικά του RIS, ενώ ταυτόχρονα επιτρέπει την μοντελοποίηση του συστήματος σαν ένα κλασσικό σύστημα MIMO.
- Σχεδίαση πολιτικής επιλογής βέλτιστων ρυθμίσεων του RIS για την μεγιστοποίηση του επιτεύξιμου spectral efficiency του συστήματος.
- Χτίζοντας πάνω στο παραπάνω μοντέλο και στην πολιτική ρύθμισης του RIS, αξιολογούμε τις επιδόσεις συστήματος mmWave υποβοηθούμενο από RIS σε όρους spectral efficiency, θεωρώντας ότι πομπός και δέκτης βρίσκονται σε σταθερές θέσεις. Επιπλέον, τονίζουμε τις θετικές επιπτώσεις της χρήσης του RIS στο spectral efficiency, συγκρίνοντας τα αποτελέσματα του υπο-βοηθούμενο από RIS σύστημα, με το αντίστοιχο χωρίς RIS σύστημα.
- Μελέτη επιδόσεων συστημάτων downlink υποβοηθούμενων RIS με σταθερής θέσης πομπού και κινητό δέκτη, στα οποία γίνεται η παραδοχή ότι η θέση του δέκτη είναι πλήρως γνωστή στο RIS.
- Χαλάρωση της παραπάνω παραδοχής και παρουσίαση καινοτόμου τεχνικής πρόβλεψης θέσης του δέκτη από τον μικρο-ελεγκτή του RIS, με χρήση deep learning αλγορίθμου. Σημειώνεται ότι η τεχνική αυτή δεν απαιτεί επικοινωνία μεταξύ πομπού και RIS, αλλά μόνο αποστολή πεπερασμένου και μικρού αριθμού φάσεων ισοδύναμου καναλιού από τον δέκτη στο RIS.

1.2 Δομή και οργάνωση της διπλωματικής εργασίας

Η διπλωματική εργασία οργανώνεται ως εξής:

- Κεφάλαιο 2, μελέτη κατευθυντικότητας των κεραιών TX και RX σε ένα MIMO hybrid Beam-forming σύστημα αλλά και το spectral Efficiency (φασματική αποδοτικότητα) που πετυχαίνουμε με σταθερούς TX και RX,
- Κεφάλαιο 3, εισαγωγή στο υπάρχων μοντέλο μας το RIS και πρόταση τρόπου με τον οποίο το RIS λειτουργεί βελτιωτικά στο spectral efficiency,
- Κεφάλαιο 4 εισαγωγή κίνησης του RX στο χώρο και εξέταση το πόσο συμφέρουσα είναι η χρήση του RIS,
- Κεφάλαιο 5 παρουσίαση ενός Deep Learning αλγορίθμου πρόβλεψης θέσης του RX από το RIS.
- Κεφάλαιο 6 παρουσιάζονται συμπεράσματα και μελλοντικές επεκτάσεις.

Κεφάλαιον 2

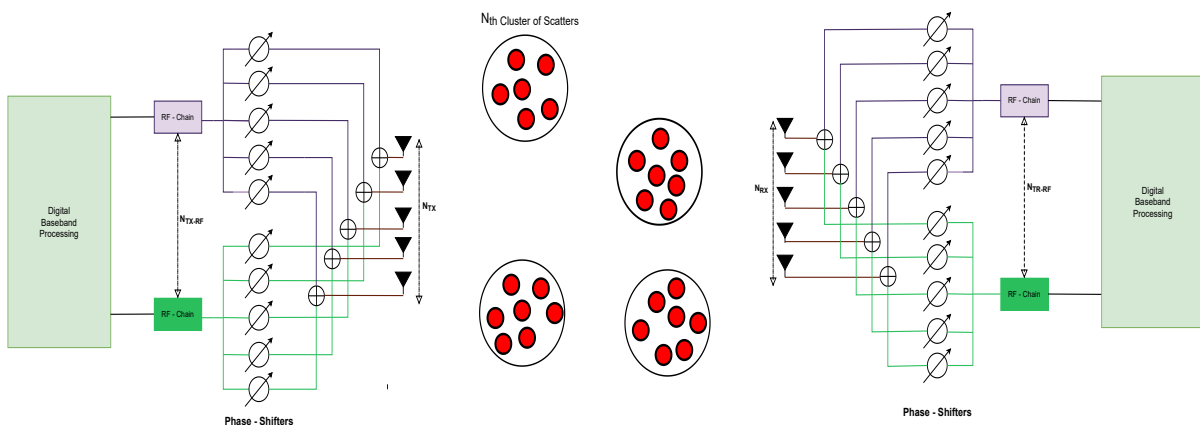
Επικοινωνίες στη ζώνη των mmWave με χρήση υβριδικού beamforming

Το υβριδικό beamforming αποτελεί ιδανική λύση για τα MIMO συστήματα μεγάλων συχνοτήτων. Σε αυτό το κεφάλαιο, παρουσιάζουμε τα μοντέλα του συστήματος και του ασύρματου καναλιού mmWave συστημάτων και μέσω προσομοιώσεων εξηγούμε την σύνδεση μεταξύ διαγράμματος ακτινοβολίας, κεραιών εκπομπής και λήψης και αποδοτικότητα φάσματος.

Το κεφάλαιο οργανώνεται ως εξής: Στην ενότητα 2.1 παρουσιάζεται το μοντέλο του συστήματος, ενώ στο 2.2 δίνεται η φασματική αποδοτικότητα του συστήματος. Η ενότητα 2.3 καταγράφει τις βασικές παραδοχές της προσομοίωσης μας, ενώ στην ενότητα 2.4 δίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Τα συμπεράσματα και οι βασικές παρατηρήσεις του κεφαλαίου 2, συνοψίζονται στην ενότητα 2.5.

2.1 Μοντέλο συστήματος

Θεωρούμε ένα σενάριο όπου ένας TX επικοινωνεί με ένα RX στη ζώνη συχνοτήτων των 60 GHz. Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.1, τόσο ο πομπός όσο και ο δέκτης διαθέτουν hybrid beamformers. Ο hybrid beamformer του πομπού αποτελείται από N_{TX-RF} RF chains και N_{TX} στοιχεία εκπομπής, ενώ του δέκτη διαθέτει N_{RX-RF} RF chains και N_{RX} στοιχεία λήψης. Τα στοιχεία των κεραιών του πομπού και του δέκτη σχηματίζουν uniform rectangular array (URA) συστοιχία κεραιών. Σε



Σχήμα 2.1: Μοντέλο καναλιού

αυτό το σημείο ας εξηγήσουμε καλύτερα τη λειτουργία των hybrid beamformers. Όπως μπορούμε εύκολα να διακρίνουμε στο σχήμα 2.1, ο αριθμός των RF chain του TX είναι μεγαλύτερος από τον αριθμό των κεραιών του ($N_{TX-RF} < N_{TX}$). Για να παρέχουμε λοιπόν, μεγαλύτερη ευελιξία στο σύστημα μας, θεωρήσαμε πως κάθε RF chain συνδέεται σε περισσότερες από μία κεραιές. Επιπλέον, για να περιορίσουμε τη ικανότητα στρέψης μπορούν να εισαχθούν analog phase shifters μεταξύ κάθε RF chain και κεραιάς. Το ίδιο ισχύει και για τον RX. Σε μια τέτοια διαμόρφωση δεν προσθέτουμε τα ψηφιακά βάρη (digital weights) στις κεραιές αλλά σε κάθε RF chain. Στο επίπεδο των κεραιών, οι phase shifters προσαρμόζουν το εκπεμπόμενο σήμα αλλάζοντας - μετατοπίζοντας τη φάση του. Με αυτό το τρόπο η προκωδικοποίηση precoding γίνεται σε δύο στάδια. Επειδή λοιπόν έχουμε συνδυασμό analog και digital beamforming, τη διαμόρφωση που μόλις περιγράψαμε την ονομάζουμε hybrid beamforming.

Το λαμβανόμενο σήμα στο δέκτη μπορεί να μοντελοποιηθεί ως εξής

$$Y = (\mathbf{X} * \mathbf{F} * \mathbf{H} + \mathbf{N}) * \mathbf{W} \quad (2.1)$$

Ο πίνακας \mathbf{X} είναι ένας πίνακας $K_{data} \times N_{streams}$ διαστάσεων (όπου $N_{streams}$ ο αριθμός των ροών δεδομένων) που περιέχει τις ροές δεδομένων. Ο πίνακας \mathbf{F} είναι διαστάσεων $N_{streams} \times N_{TX}$ και περιέχει τα βάρη (weights) του TX, ενώ, πίνακας \mathbf{W} είναι διαστάσεων $N_{RX} \times N_{streams}$ και περιέχει τα βάρη (weights) του RX. Τέλος, ο πίνακας \mathbf{N} έχει διαστάσεις $K_{data} \times N_{RX}$ και έχει το λαμβανόμενο θόρυβο κάθε κεραιάς.

Όσο αφορά το κανάλι του συστήματος, χρησιμοποιήσαμε ένα clustered channel. Ο πίνακας \mathbf{H} αποτελείται από το άθροισμα της συνεισφοράς N_{CL} ομάδων σχεδιαστών, που με τη σειρά τους προσθέτουν N_{RAY} διαδρομές. Επομένως, το κανάλι στενής ζώνης διακριτού χρόνου \mathbf{H} μπορεί να γραφτεί ως

$$\mathbf{H} = \gamma \sum_{i,l} \alpha_{il} \Lambda_{rx}(\phi_{il}^{rx}, \theta_{il}^{rx}) \Lambda_{tx}(\phi_{il}^{tx}, \theta_{il}^{tx}) a_{rx}(\phi_{il}^{rx}, \theta_{il}^{rx}) a_{tx}(\phi_{il}^{tx}, \theta_{il}^{tx})^* \quad (2.2)$$

όπου

$$\gamma = \sqrt{\frac{N_{TX} N_{RX}}{N_{CL} N_{RAY}}}$$

και α_{il} το μιγαδικό κέρδος της l^{th} διαδρομής της i^{th} ομάδας σχεδιαστών, ενώ τα ϕ_{il}^{tx} και θ_{il}^{rx} είναι οι γωνίες των TX και RX αντίστοιχα. Οι συναρτήσεις $\Lambda_{tx}(\phi_{il}^{tx}, \theta_{il}^{tx})$ και $\Lambda_{rx}(\phi_{il}^{rx}, \theta_{il}^{rx})$ αναπαριστούν τα κέρδη των κεραιών του TX και RX στις γωνίες εκπομπής και λήψης αντίστοιχα. Τέλος, τα διανύσματα $a_{tx}(\phi_{il}^{tx}, \theta_{il}^{tx})$ και $a_{rx}(\phi_{il}^{rx}, \theta_{il}^{rx})$, αναπαριστούν τα κανονικοποιημένα διανύσματα απόκρισης μετάδοσης και λήψης, στο αζιμούθιο [37].

2.2 Φασματική Αποδοτικότητα spectral efficiency

Στη συνέχεια της παραπάνω ανάλυσης θα πρέπει με κάποιο τρόπο να μετρήσουμε την αποδοτικότητα του συστήματος μας. Για αυτό το λόγο εισάγουμε στον μελέτη μας την φασματική απόδοση του συστήματος μας. Σύμφωνα με τον ορισμό, με τον όρο φασματική αποδοτικότητα, εννοούμε τον όγκο των πληροφοριών που μπορεί να μεταδοθεί πάνω από ένα διαθέσιμο εύρος ζώνης (bandwidth) σε ένα ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα [38]. Θεωρώντας λοιπόν το bandwidth του συστήματος σταθερό η εξίσωση της φασματικής αποδοτικότητας δίνεται από την (1.1) ως εξής

$$\frac{C}{B} = \log_2(1 + SNR) \quad (2.3)$$

Αριθμός προσο- μοίωσης (σχήμα)	αριθμός κεραιών στο TX	αριθμός κεραιών στο RX	Αριθμός Cluster	αριθμός RF chain στο TX	αριθμός RF chain στο RX	Γωνία σκέδα- σης	αριθμός διαδρο- μών
2.2(α')	64	16	6	4	4	5°	4
2.2(β')	256	64	6	4	4	5°	4
2.3(α')	1024	256	6	4	4	5°	4
2.3(α')	256	64	6	4	4	5°	4
2.3(β')	256	64	6	8	8	5°	4
2.4(α')	256	64	6	16	16	5°	4

Πίναξ 2.1: Πίνακας παραμέτρων TX - RX

Με το SNR να δίνεται από τον τύπο

$$\gamma = \frac{P_{TX} |\mathbf{H}|^2}{LN} \quad (2.4)$$

όπου P_{TX} η ισχύς εκπομπής, \mathbf{H} το κανάλι μετάδοσης, L οι απώλειες ισχύος μετάδοσης σήματος και N ο λαμβανόμενος θόρυβος. Το γινόμενο $\frac{C}{B}$ είναι η φασματική αποδοτικότητα καναλιού (Channel's spectral efficiency) με μονάδα μέτρησης τα (bits/s/Hz).

2.3 Παραδοχές κατά την υλοποίηση

Με την βοήθεια προσομοίωσης στο Matlab/Octave προσπαθήσαμε να δημιουργήσουμε το τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας του πομπού. Η υλοποίηση της προσομοίωσης έγινε με βάση το [37] και τα βήματα που ακολουθήσαμε ήταν τα παρακάτω. Αρχικά δημιουργήσαμε τη στοιχεία των κεραιών του πομπού αλλά και του δέκτη σαν uniform rectangular array (URA). Στη συνέχεια, δημιουργήσαμε το κανάλι του συστήματος μας. Θεωρήσαμε το κανάλι μας ως ένα cluster channel, δηλαδή υπάρχουν αντίγραφα του εκπεμπόμενου σήματος που καταφθάνουν στον δέκτη από την ίδια κατεύθυνση και στον ίδιο χρόνο. Η κατανομή των σκεδαστών (clusters στο περιβάλλον ακολουθεί μια Ομοιόμορφη κατανομή. Τέλος, κάθε στοιχειοκεραία θεωρείτε συνδεδεμένη με κάθε RF-chain. Παρακάτω παρουσιάζονται προσομοιώσεις με διαφορετικό αριθμό κεραιών, διαφορετικό αριθμό RF-chain, αλλά και διαφορετικά κανάλια (αριθμός σκεδαστών (cluster και διαφορετική γωνιακή εξάπλωση).

2.4 Προσομοίωση υβριδικού beamforming

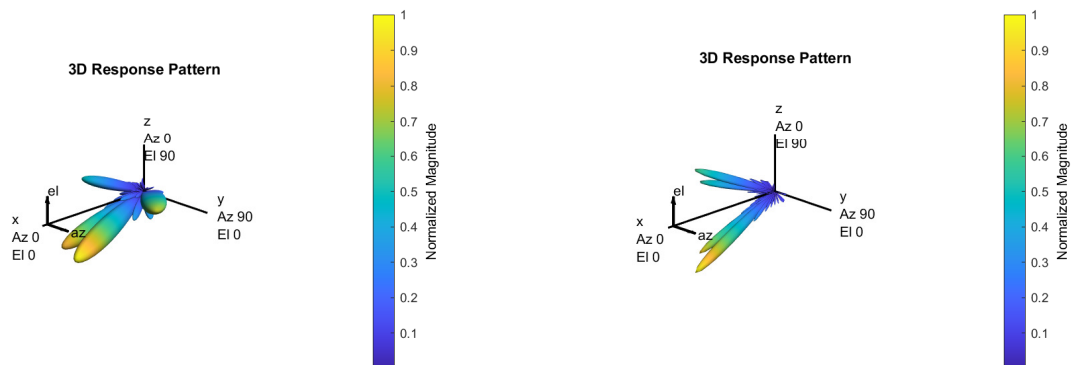
Σε αυτή την ενότητα, θα αναφερθούμε στην ποσοτικοποίηση των επιδόσεων του συστήματος των hybrid beamformers. Σε πρώτη φάση, θα μελετήσουμε τη συμπεριφορά των διαγραμμάτων ακτινοβολίας των TX και RX. Στη συνέχεια, θα ερευνήσουμε τις αλλαγές του spectral efficiency σε ένα hybrid beamforming σύστημα. Στην κατεύθυνση αυτή, θεωρήσαμε τις παραμέτρους προσομοίωσης που δίνονται στους πίνακες 2.1 και 2.2.

Αριθμός προσομοίωσης (σχήμα)	αριθμός κεραιών στο TX	αριθμός κεραιών στο RX	Αριθμός Cluster	αριθμός RF chain στο TX	αριθμός RF chain στο RX	Γωνία σκέδασης	αριθμός διαδρομών
2.4(α')	256	64	6	8	8	5°	4
2.4(β')	256	64	6	8	8	10°	4
2.5(α')	256	64	6	8	8	15°	4
2.5(α')	256	64	6	8	8	5°	4
2.5(β')	256	64	12	8	8	5°	4
2.6(α')	256	64	24	8	8	5°	4

Πίναξ~2.2: Πίνακας παραμέτρων καναλιού

2.4.1 Αποτελέσματα διαγραμμάτων ακτινοβολιών

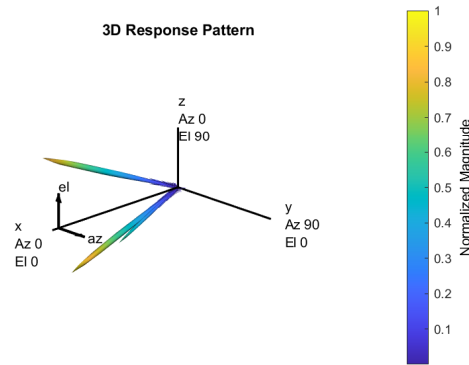
Στο σχήμα 2.2 βλέπουμε το διάγραμμα ακτινοβολίας του συστήματος μας για σταθερό αριθμό RF-chain (4), cluster(6) και ίδια γωνία σκέδασης (5°) αλλά διαφορετικό αριθμό κεραιών σε πομπό και δέκτη. Συγκρίνοντας τα σχήματα 2.2(α'), 2.2(β') και 2.3(α'), παρατηρούμε ότι, όσο αυξάνετε ο αριθμός των στοιχείων των κεραιών σε TX και RX, τόσο μειώνεται το άνοιγμα του κύριου λοβού και κατά συνέπεια αυξάνεται το κέρδος εκπομπής.



(α') 64 στοιχεία στον πομπό 16 στον δέκτη

(β') 256 στοιχεία στον πομπό 64 στον δέκτη

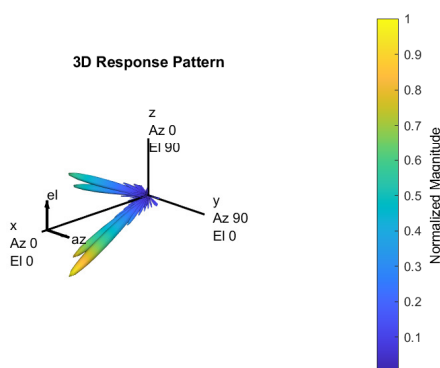
Σχ~2.2: Σταθερός αριθμός RF-chain, cluster και ίδια γωνία σκέδασης αλλά διαφορετικός αριθμός κεραιών σε πομπό και δέκτη



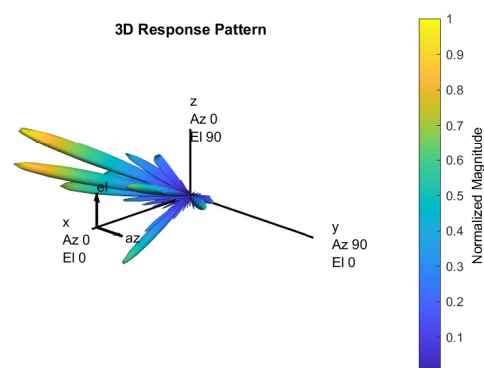
(α') 1024 στοιχεία στον πομπό 256 στον δέκτη

Σχήμα 2.2: Σταθερός αριθμός RF-chain, cluster και ίδια γωνία σκέδασης αλλά διαφορετικός αριθμός κεραιών σε πομπό και δέκτη

Στη συνέχεια, προσομοιάζουμε το σύστημα μας για σταθερό αριθμό στοιχειοκεραιών (256 στο πομπό 64 στο δέκτη), cluster (6) και γωνίας σκέδασης (5°) αλλά διαφορετικό αριθμό RF-chain. Συγκρίνοντας τα σχήματα 2.3(α'), 2.3(β') και 2.4(α'), παρατηρούμε, ότι όσο αυξάνουμε τον αριθμό των RF-chains σε TX και RX αυξάνετε ο αριθμός των δευτερευόν λοβών του συστήματος. Αυτό συμβαίνει διότι, όταν αυξάνουμε τον αριθμό των RF-Chains επί της ουσίας αυξάνουμε και τον αριθμό των σημάτων που αποστέλλουμε. Κάτι τέτοιο μπορεί να κάνει το σύστημα μας πιο αποδοτικό, μειώνει όμως το κέρδος εκπομπής των κεραιών.

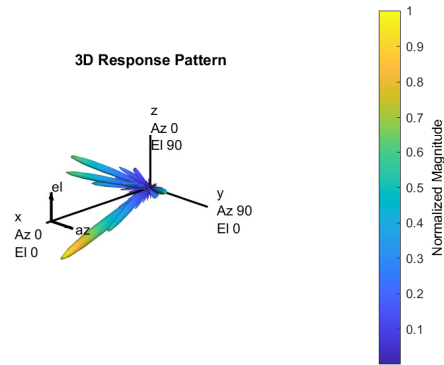


(α') 4 RF-chain σε πομπό και δέκτη



(β') 8 RF-chain σε πομπό και δέκτη

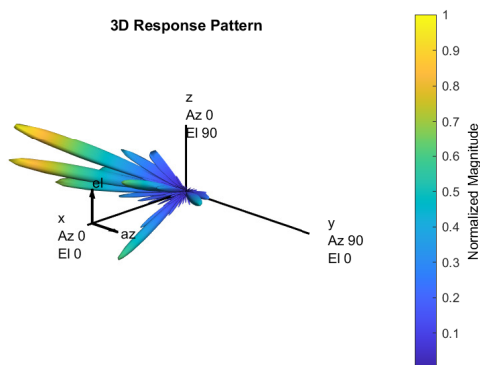
Σχήμα 2.3: σταθερό αριθμό στοιχειοκεραιών, cluster και γωνίας σκέδασης αλλά διαφορετικό αριθμό RF-Chain



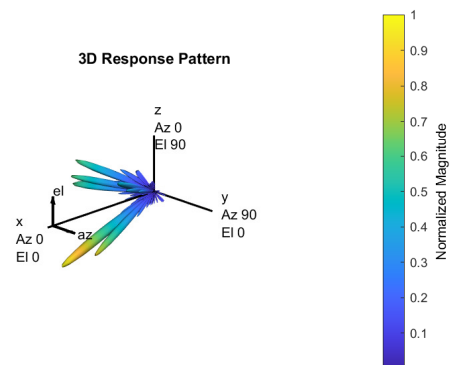
(α') 16 RF-chain σε πομπό και δέκτη

Σχήμα 2.3: σταθερό αριθμό στοιχειοκεραιών, cluster και γωνίας σκέδασης αλλά διαφορετικό αριθμό RF-Chain

Στο σχήμα 2.4 παρουσιάζονται τα διαγράμματα ακτινοβολίας, για σταθερό αριθμό κεραιών (256 στο TX και 64 στοRX) και σταθερό αριθμό RF chain (8 στο TX και 8 στοRX). Ακόμη, σε αυτή τη φάση κρατήσαμε σταθερό τον αριθμό των cluster και μεταβάλλαμε μόνο την γωνία σκέδασης. Κοιτάζοντας τα σχήματα 2.4(α'), 2.4(β') και 2.5(α'), παρατηρούμε πως, μεταβάλλοντας την γωνία σκέδασης, μεταβάλλεται η αξιμουθιακή γωνία του κύριου και των δευτερευόντων λοβών της. Αυτό συμβαίνει διότι, αυξάνοντας τη γωνία σκέδασης αυξάνουμε το άνοιγμα των λοβών και κατά συνέπεια μειώνουμε την κατευθυντικότητα του συστήματος κεραιών και το κέρδος εκπομπής.

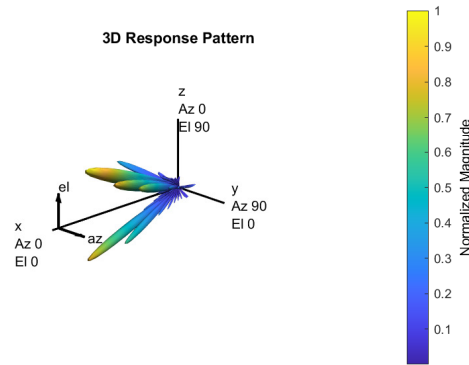


(α') Γωνία σκέδασης 5°



(β') Γωνία σκέδασης 10°

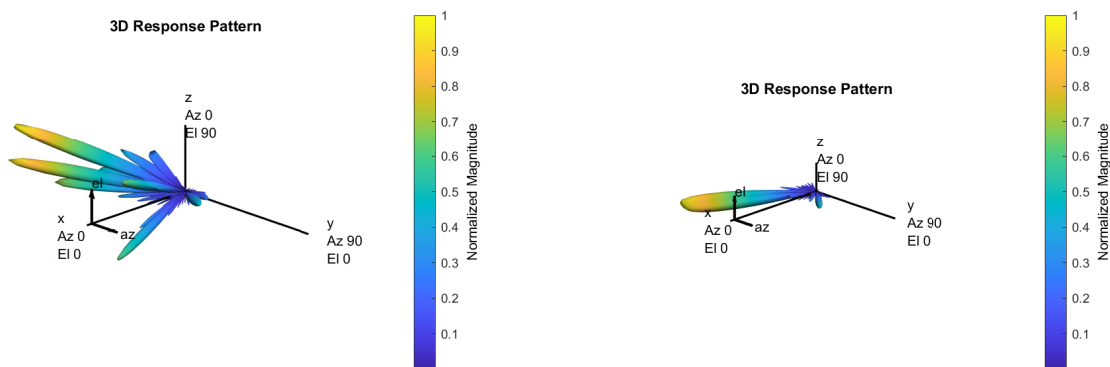
Σχήμα 2.4: σταθερό αριθμό στοιχειοκεραιών, cluster και RF-Chain αλλά διαφορετική γωνία σκέδασης



(α') Γωνία σκέδασης 15°

Σχήμα 2.4: σταθερό αριθμό στοιχειοκεραιών, cluster και RF-Chain αλλά διαφορετική γωνία σκέδασης

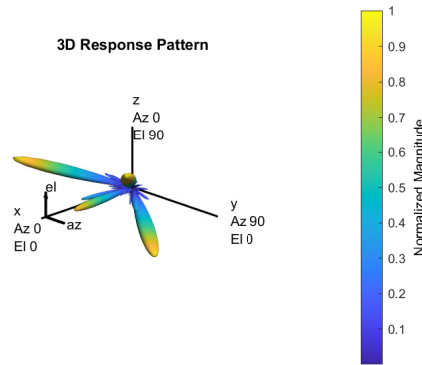
Τέλος, στο σχήμα 2.5 βλέπουμε τα διαγράμματα ακτινοβολίας, για σταθερό αριθμό κεραιών (256 στο TX και 64 στοRX) και σταθερό αριθμό RF chain (8 στο TX και 8 στοRX). Ωστόσο, αυτή τη φορά κρατήσαμε σταθερή τη γωνία σκέδασης στις 5° και μεταβάλαμε τον αριθμό των σχεδαστών. Παρατηρούμε λοιπόν συγκρίνοντας τα σχήματα 2.5(α'), 2.5(β') και 2.6(α') ότι και πάλι αλλάζει η αζιμουθιακή γωνία των λοβών. Ωστόσο, ανάλογα με τον αριθμό των cluster μεταβάλετε ο αριθμός των λοβών.



(α') 6 ομάδες σχεδαστών

(β') 12 ομάδες σχεδαστών

Σχήμα 2.5: σταθερό αριθμό στοιχειοκεραιών, σταθερή γωνία σκέδασης και RF-Chain αλλά διαφορετικό αριθμό cluster

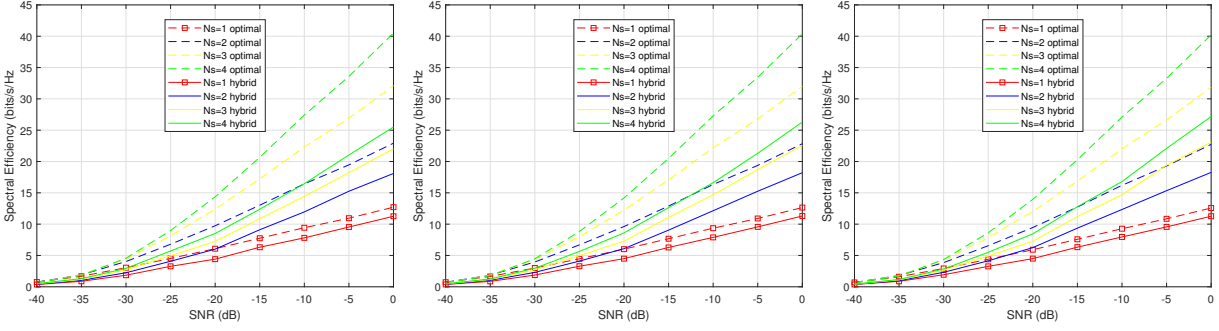


(α') 24 ομάδες σκεδαστών

Σχήμα 2.5: σταθερό αριθμό στοιχειοκεραίων, σταθερή γωνία σκέδασης και RF-Chain αλλά διαφορετικό αριθμό cluster

2.4.2 Προσομοιώσεις spectral efficiency

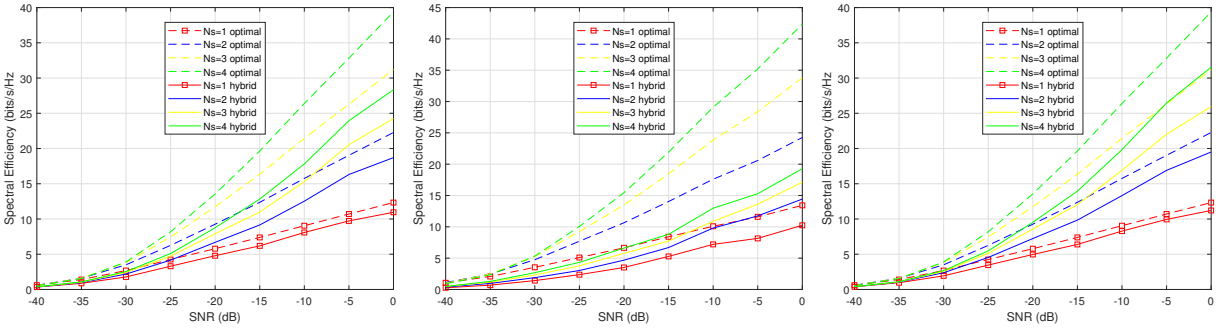
Στο σχήμα 2.6 παρουσιάζεται η φασματική αποδοτικότητα του συστήματος για 4 ροές δεδομένων, για διαφορετικά κανάλια και διαφορετικά στοιχεία σε TX και RX. Πιο συγκεκριμένα, για δεδομένα 256 κεραίες στο TX και 64 στο RX, 8 RF-chains σε TX και RX, 16 ομάδες σκεδαστών και γωνία σκέδασης τις 5° , παρατηρούμε ότι, όσο αυξάνεται το SNR τόσο αυξάνεται και το spectral efficiency. Για παράδειγμα, στο σχήμα 2.6(α') για $N_{stream} = 3$, όσο το SNR μεταβάλλεται από -30dB σε -5dB το spectral efficiency αυξάνεται από 2.5bits/s/Hz σε 15bits/s/Hz . Επιπλέον, για δεδομένα 256 κεραίες στο TX και 64 στο RX, 8 RF-chains σε TX και RX, 16 ομάδες σκεδαστών και γωνία σκέδασης τις 7° , βλέπουμε ότι, όσο αυξάνεται ο αριθμός των ροών δεδομένων, τόσο αυξάνεται και η διαφορά του spectral efficiency με optimal weights σε σχέση με το spectral efficiency με hybrid weights. Για παράδειγμα, στο σχήμα 2.6(β') για $SNR = -5\text{dB}$, βλέπουμε ότι για $N_{stream} = 1$ η διαφορά είναι στα $2 - 3\text{bits/s/Hz dB}$, ενώ για $N_{stream} = 4$ είναι περίπου 8dB . Βέβαια, στο σχήμα 2.6(ζ') για δεδομένα 256 κεραίες στο TX και 64 στο RX, 16 RF-chains σε TX και RX, 24 ομάδες σκεδαστών, γωνία σκέδασης τις 7° , $SNR = -5\text{dB}$ και αριθμό ροών δεδομένων $N_{stream} = 4$ η διαφορά του spectral efficiency με και χωρίς hybrid weights είναι $6 - 7\text{bits/s/Hz}$. Επίσης, για δεδομένα 256 κεραίες στο TX και 64 στο RX, 16 RF-chains σε TX και RX, ροές δεδομένων $N_{stream} = 4$, γωνία σκέδασης τις 7° και $SNR = -5\text{dB}$ παρατηρούμε ότι αν αυξήσουμε τις ομάδες των σκεδαστών από 6 σε 24 το spectral efficiency θα αυξηθεί. Παράδειγμα στα σχήματα 2.6(δ') και 2.6(ε') αυξάνεται από 15bits/s/Hz σε 24bits/s/Hz . Τέλος, στο σχήμα 2.6(η') για δεδομένα 1024 κεραίες στο TX και 256 στο RX, 16 RF-chains σε TX και RX, 24 ομάδες σκεδαστών, ροές δεδομένων $N_{stream} = 1$, γωνία σκέδασης τις 7° και $SNR = -5\text{dB}$ το spectral efficiency για hybrid weights είναι 11bits/s/Hz , ενώ στο σχήμα 2.6(θ') για δεδομένα 64 κεραίες στο TX και 16 στο RX, 4 RF-chains σε TX και RX, 12 ομάδες σκεδαστών, ροές δεδομένων $N_{stream} = 1$, γωνία σκέδασης τις 7° και $SNR = -5\text{dB}$ το spectral efficiency για hybrid weights είναι 6bits/s/Hz .



(α') 256 στοιχειοκεραίες στον πομπό 64 στο δέκτη, 8 RF-chain σε πομπό και δέκτη, 16 ομάδες σχεδαστών και γωνία σκέδασης 5°

(β') 256 στοιχειοκεραίες στον πομπό 64 στο δέκτη, 8 RF-chain σε πομπό και δέκτη, 16 ομάδες σχεδαστών και γωνία σκέδασης 7°

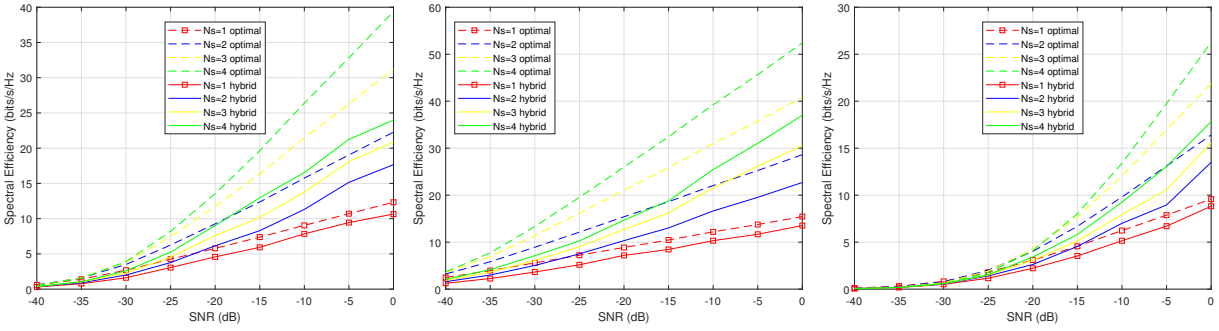
(γ') 256 στοιχειοκεραίες στον πομπό 64 στο δέκτη, 8 RF-chain σε πομπό και δέκτη, 16 ομάδες σχεδαστών και γωνία σκέδασης 10°



(δ') 256 στοιχειοκεραίες στον πομπό 64 στο δέκτη, 8 RF-chain σε πομπό και δέκτη, 24 ομάδες σχεδαστών και γωνία σκέδασης 7°

(ε') 256 στοιχειοκεραίες στον πομπό 64 στο δέκτη, 8 RF-chain σε πομπό και δέκτη, 6 ομάδες σχεδαστών και γωνία σκέδασης 7°

(ς') 256 στοιχειοκεραίες στον πομπό 64 στο δέκτη, 16 RF-chain σε πομπό και δέκτη, 24 ομάδες σχεδαστών και γωνία σκέδασης 7°



(ζ') 256 στοιχειοκεραίες στον πομπό 64 στο δέκτη, 4 RF-chain σε πομπό και δέκτη, 24 ομάδες σχεδαστών και γωνία σκέδασης 7°

(η') 1024 στοιχειοκεραίες στον πομπό 256 στο δέκτη, 16 RF-chain σε πομπό και δέκτη, 24 ομάδες σχεδαστών και γωνία σκέδασης 7°

(θ') 64 στοιχειοκεραίες στον πομπό 16 στο δέκτη, 4 RF-chain σε πομπό και δέκτη, 12 ομάδες σχεδαστών και γωνία σκέδασης 7°

Σχήμα 2.6: spectral efficiency simulations

2.5 Συμπεράσματα

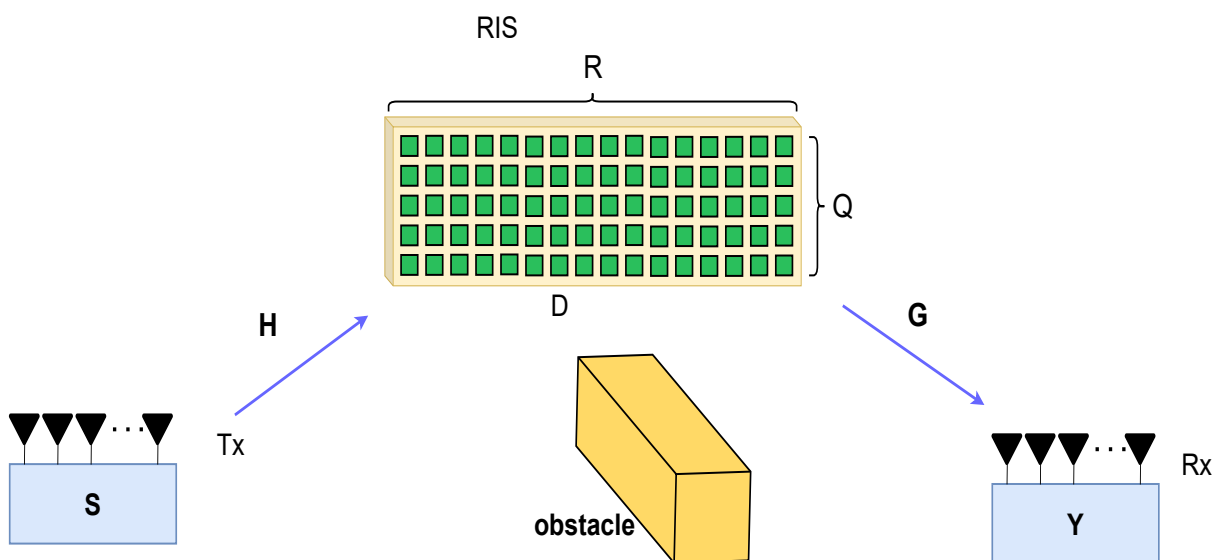
Συνοψίζοντας, σε αυτό το κεφάλαιο εμβαθύνουμε περισσότερο στο hybrid beamforming. Δημιουργήσαμε ένα μοντέλο συστήματος με TX και RX να διαθέτουν hybrid beamformers και μοντελοποιήσαμε το κανάλι επικοινωνίας ανάμεσα τους. Εισάγαμε τον όρο spectral efficiency και είδαμε πώς αυτό μεταβάλλεται ανάλογα με το κανάλι και τα χαρακτηριστικά των TX και RX. Τέλος παρουσιάσαμε τα διαγράμματα ακτινοβολίας των κεραιών για διαφορετικά χαρακτηριστικά.

Κεφάλαιον 3

Επαναπρογραμματισμός μέσου διάδοσης με χρήση reconfigurable intelligent surfaces

Σημαντικό ρόλο στην ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος παίζει το περιβάλλον διάδοσης. Το κεφάλαιο αυτό στοχεύει στην μοντελοποίηση του RIS με χρήση της θεωρίας MIMO συστημάτων και την ποσοτικοποίηση των επιδόσεων αντίστοιχων συστημάτων με όρους φασματικής αποδοτικότητας.

Το κεφάλαιο οργανώνεται ως εξής: Στην ενότητα 3.1 παρουσιάζεται το μοντέλο του συστήματος, ενώ στο 3.2 παρουσιάζεται η πολιτική βέλτιστης ρύθμισης του RIS. Στην ενότητα 3.3 δίνονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, ενώ τα συμπεράσματα και οι βασικές παρατηρήσεις του κεφαλαίου 3, συνοψίζονται στην ενότητα 3.4.



Σχῆμα 3.1: Διάδοση σήματος με τη βοήθεια RIS

3.1 Μοντέλο συστήματος

Στο σχήμα 3.1 παρουσιάζεται σε τρισδιάστατη μορφή το μοντέλο του συστήματος που θα αναφερθούμε στο παρόν κεφάλαιο. Θεωρήσαμε ένα σενάριο, που δύο hybrid beamforming πομποδέκτες με T_x στοιχεία στο TX και R_x στοιχεία στο RX, επικοινωνούν με τη βοήθεια ενός RIS $Q \times R$ στοιχείων καθώς, η απευθείας σύνδεση μπλοκάρεται από ένα εμπόδιο. Για το λόγο αυτό το σύστημα μας διαθέτει ένα κανάλι επικοινωνίας \mathbf{H} ανάμεσα σε TX και RIS και ένα κανάλι επικοινωνίας \mathbf{G} ανάμεσα σε RIS και RX.

Η εξίσωση του λαμβανόμενου σήματος στο δέκτη είναι

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{S}(t) \mathbf{x}(t) + \mathbf{z}(t) \quad (3.1)$$

με $\mathbf{x}(t)$ το φέρον σήμα, $\mathbf{z}(t)$ ο θόρυβος του σήματος ο οποίος AWGN, και $\mathbf{S}(t)$ το κανάλι επικοινωνίας. Για σύστημα με ένα TX και ένα RX το $\mathbf{S}(t)$ γράφεται ως

$$\mathbf{S}(t) = \mathbf{V}_r \mathbf{H} \mathbf{V}_t \quad (3.2)$$

όπου \mathbf{H} το κανάλι μετάδοσης και \mathbf{V}_r και \mathbf{V}_t οι TX precoder και RX precoder αντίστοιχα. Ως κανάλι θεωρούμε το ίδιο με αυτό που χρησιμοποιήσαμε στην ενότητα 2.1. Επειδή η επικοινωνία γίνεται με τη βοήθεια RIS, θεωρούμε ένα νέο $\mathbf{S}(t)$ για το οποίο ισχύει

$$\mathbf{S}(t) = \mathbf{V}_r \mathbf{H}_2 \mathbf{D} \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_t \quad (3.3)$$

με \mathbf{V}_r και \mathbf{V}_t TX precoder και RX precoder αντίστοιχα, \mathbf{H}_1 και \mathbf{H}_2 τα κανάλια ανάμεσα σε TX - RIS και RIS - RX αντίστοιχα και \mathbf{D} ο combiner του RIS. Τα κανάλια \mathbf{H}_1 και \mathbf{H}_2 όπως και το \mathbf{H} τα θεωρούμε cluster channels. Σε αυτό το σημείο να πούμε, πως επειδή κάθε στοιχείο του RIS αλληλεπιδρά τόσο με το κανάλι \mathbf{H}_1 όσο και με το κανάλι \mathbf{H}_2 ο πίνακας \mathbf{D} θα πρέπει να είναι διαγώνιος. Συνεπώς, για τον πίνακα \mathbf{D} ισχύει

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} e^{j\phi_1} & & & \\ & e^{j\phi_{2i}} & & \\ & & \ddots & \\ & & & e^{j\phi_{ie}} \end{bmatrix}$$

με $i = \{1, 2, \dots, N_S\}$. Όπου N_S ο συνολικός αριθμός των στοιχείων του RIS ($N_S = Q \times R$). Τα \mathbf{V}_r και \mathbf{V}_t είναι πίνακες με διαστάσεις $(\sqrt{k_t} \times \sqrt{k_t})$ και $(\sqrt{k_r} \times \sqrt{k_r})$ αντίστοιχα. Όπου k_t ο αριθμός των κεραιών στον TX και k_r ο αριθμός των κεραιών στον RX αντίστοιχα. Συνεπώς, το κανάλι \mathbf{H}' μπορεί να γραφεί ως

$$\mathbf{H}' = \mathbf{H}_2 \mathbf{D} \mathbf{H}_1 \quad (3.4)$$

Κατ' επέκταση, με την βοήθεια της (3.4), η (3.2) μπορεί ισοδύναμα να εκφραστεί ως

$$\mathbf{S}'(t) = \mathbf{V}_r \mathbf{H}' \mathbf{V}_t \quad (3.5)$$

3.2 Πολιτική βέλτιστης ρύθμισης του RIS

Για να μεγιστοποιήσουμε την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος θα πρέπει ουσιαστικά να μεγιστοποιήσουμε την (3.4). Επειδή οι \mathbf{H}_2 και \mathbf{H}_1 είναι μιγαδικοί πίνακες θέλουμε το \mathbf{H}' να είναι

πραγματικός και όχι μιγαδικός πίνακας. Τέλος, επειδή το RIS έχει δύο καταστάσεις on/off το μέτρο κάθε στοιχείου της διαγωνίου του διαγώνιου πίνακα \mathbf{D} που θα κατασκευάσουμε πρέπει να είναι ίσο μηδέν ή με μονάδα [31, 39–42]. Θεωρούμε ότι κάθε στοιχείο του RIS είναι ενεργοποιημένο και συνεπώς κάθε στοιχείο της διαγωνίου του πίνακα έχει μέτρο ίσο με μονάδα [12, 43].

Το επόμενο βήμα, για να καθορίσουμε τον πίνακα \mathbf{D} είναι να βρούμε τη φάση του κάθε στοιχείου της κύριας διαγωνίου. Σε αυτό το σημείο να πούμε ότι επειδή το RIS πραγματοποιεί ανακλάσεις θεωρείται ως αναλογικός αναμεταδότης και έτσι μαθηματικά μοντελοποιείται ως διαγώνιος πίνακας. Πρέπει λοιπόν να καθορίσουμε την φάση του κάθε στοιχείου του πίνακα που δημιουργούμε έτσι ώστε να ισχύει

$$\max_{\mathbf{D}} \mathbf{V}_r \mathbf{H}' \mathbf{V}_t$$

. Σύμφωνα με το [44], η φάση κάθε στοιχείου του RIS καθορίζεται από το νόμο των συνημιτόνων. Ο αλγόριθμος 1 επιστρέφει τον βέλτιστο πίνακα \mathbf{D} . Για τον υπολογισμό του θα χρειαστεί πρώτα να υπολογίσουμε τους πίνακες.

$$\mathbf{h}_{1i} = [\mathbf{H}_{1i,1}, \mathbf{H}_{1i,2}, \mathbf{H}_{1i,3}, \dots, \mathbf{H}_{1i,Tx}] \quad (3.6)$$

$$\tilde{\mathbf{h}}_{1i} = [|\mathbf{H}_{1i,1}|, |\mathbf{H}_{1i,2}|, |\mathbf{H}_{1i,3}|, \dots, |\mathbf{H}_{1i,Tx}|] \quad (3.7)$$

$$\mathbf{h}_{2i} = [\mathbf{H}_{21,i}, \mathbf{H}_{22,i}, \mathbf{H}_{23,i}, \dots, \mathbf{H}_{2Rx,i}] \quad (3.8)$$

$$\tilde{\mathbf{h}}_{2i} = [|\mathbf{H}_{21,i}|, |\mathbf{H}_{22,i}|, |\mathbf{H}_{23,i}|, \dots, |\mathbf{H}_{2Rx,i}|] \quad (3.9)$$

Ως είσοδο στον αλγόριθμο θεωρούμε τους πίνακες 3.6, 3.7, 3.8 και 3.9 και ως έξοδο τον πίνακα \mathbf{D} . Για γίνει κατανοητή η περιγραφή αυτού του αλγορίθμου θα πρέπει να ξεκινήσουμε από κάτω προς τα πάνω. Υπολογίζουμε το ϕ_i ως το άθροισμα των γωνιών $\bar{\phi}_i^{h_1}$ και $\bar{\phi}_i^{h_2}$ πολλαπλασιασμένο με -1. Οι γωνίες $\bar{\phi}_i^{h_1}$ και $\bar{\phi}_i^{h_2}$ προκύπτουν από τον νόμο των συνημιτόνων για τους πίνακες \mathbf{h}_{1i} , $\tilde{\mathbf{h}}_{1i}$ και \mathbf{h}_{2i}^H , $\tilde{\mathbf{h}}_{2i}^H$ αντίστοιχα. Αυτή η διαδικασία εκτελείτε για κάθε ένα από τα N_S στοιχεία του RIS. Κατά συνέπεια η πολυπλοκότητα του αλγορίθμου είναι ίση με το πλήθος των στοιχείων του RIS.

Algorithm 1: Αλγόριθμος υπολογισμού φάσης κάθε στοιχείου του πίνακα \mathbf{D}

Inputs: \mathbf{h}_{1i} , \mathbf{h}_{2i} , $\tilde{\mathbf{h}}_{1i}$, $\tilde{\mathbf{h}}_{2i}$

Outputs: \mathbf{D}

for $ii \leftarrow 0$ to N_S **do**

$$\left| \begin{array}{l} \bar{\phi}_i^{h_1} = \arccos \frac{\langle \mathbf{h}_{1i}, \tilde{\mathbf{h}}_{1i} \rangle_{Re}}{\|\mathbf{h}_{1i}\| \|\tilde{\mathbf{h}}_{1i}\|} \\ \bar{\phi}_i^{h_2} = \arccos \frac{\langle \mathbf{h}_{2i}^H, \tilde{\mathbf{h}}_{2i}^H \rangle_{Re}}{\|\mathbf{h}_{2i}^H\| \|\tilde{\mathbf{h}}_{2i}^H\|} \\ \phi_i = -(\bar{\phi}_i^{h_2} + \bar{\phi}_i^{h_1}) \end{array} \right.$$

end

$$\mathbf{D} = \text{diag}(e^{j\phi_1}, e^{j\phi_2}, e^{j\phi_3}, \dots, e^{j\phi_{N_S}})$$

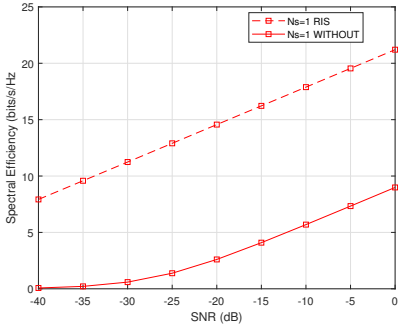
3.3 Προσομοιώσεις

Σε αυτή την ενότητα θα παρουσιαστεί η μεταβολή του spectral efficiency σε σχέση με το SNR σε συστήματα επικοινωνίας με και χωρίς τη βοήθεια RIS. Στόχος μας είναι, να αποτυπωθεί και να αποδειχθεί η συμβολή του RIS στη αύξηση του spectral efficiency διαμέσου της βελτιστοποίησης του καναλιού επικοινωνίας. Αυτό θα επιτευχθεί με τη βοήθεια διαγραμμάτων που αποτελούν αποτελέσματα προσομοιώσεων.

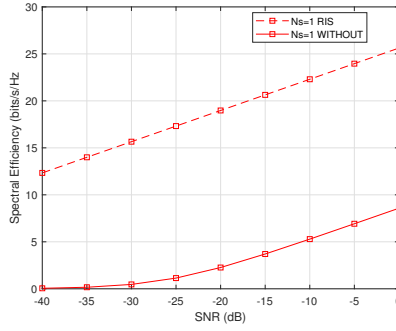
Με την βοήθεια του προγράμματος προσομοίωσης MATLAB/Octave δημιουργήσαμε τα κανάλια επικοινωνιών \mathbf{H} και \mathbf{H}' . Για τη κατασκευή του \mathbf{H}' και τον υπολογισμό του πίνακα στροφής φάσεων κάναμε χρήση του αλγορίθμου 1. Αξίζει να σημειώσουμε πως τα δύο κανάλια επικοινωνίας παρουσιάζονται για κοινά χαρακτηριστικά TX, RX και περιβάλλοντος διάδοσης. Η παραμετροποίηση του συστήματος που προσομοιάσαμε παρουσιάζονται στον πίνακα 3.1. Παρακάτω, παρουσιάζονται αναλυτικά και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων αυτών.

Αριθμός προσομοίωσης (σχήμα)	αριθμός κεραιών στο TX	αριθμός κεραιών στο RX	Αριθμός στοιχείων του RIS	Αριθμός Cluster	αριθμός RF chain στο TX	αριθμός RF chain στο RX	Γωνία σκέδασης	αριθμός διαδρομών
3.2(α')	256	64	48	6	8	8	5°	4
3.2(β')	64	256	56	6	8	8	5°	4
3.2(γ')	256	64	100	6	8	8	5°	4
3.2(δ')	256	64	12	6	8	8	5°	4
3.2(ε')	256	64	56	16	8	8	7°	4
3.2(ϝ')	256	256	56	6	8	8	5°	4
3.2(ζ')	256	64	56	24	8	8	6°	4
3.2(η')	256	256	12	4	4	4	1°	4
3.2(θ')	256	256	12	4	4	4	60°	4

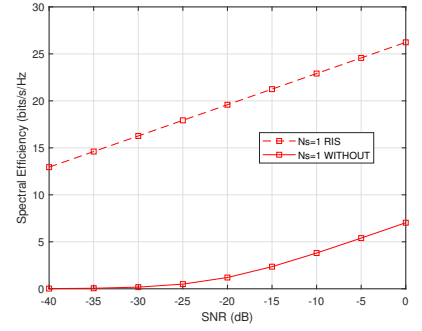
Πίναξ~3.1: Πίνακας παραμέτρων TX - RX και περιβάλλοντος διάδοσης σήματος



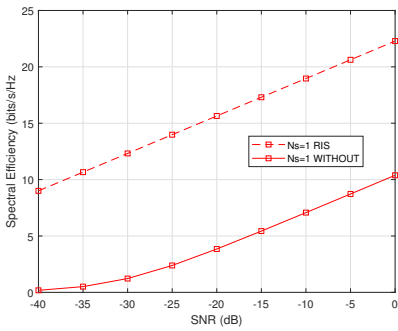
(α') 256 στοιχειοκεραίες στον πομπό 64 στο δέκτη, 8 RF-chain σε πομπό και δέκτη, 6 ομάδες σχεδιαστών, γωνία σκέδασης 5° και RIS 48 στοιχείων



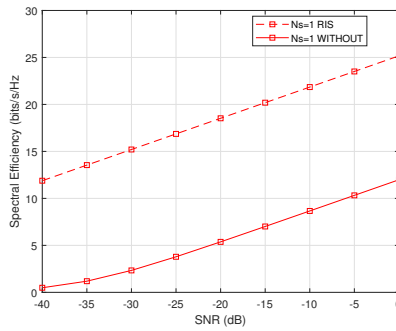
(β') 64 στοιχειοκεραίες στον πομπό 256 στο δέκτη, 8 RF-chain σε πομπό και δέκτη, 6 ομάδες σχεδιαστών και γωνία σκέδασης 5° και RIS 56 στοιχείων



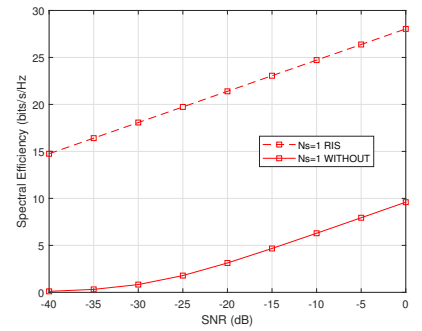
(γ') 256 στοιχειοκεραίες στον πομπό 64 στο δέκτη, 4 RF-chain σε πομπό και δέκτη, 12 ομάδες σχεδιαστών και γωνία σκέδασης 7° και RIS 100 στοιχείων



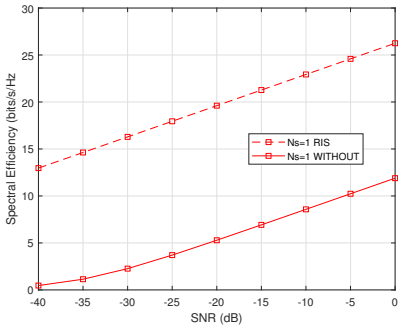
(δ') 256 στοιχειοκεραίες στον πομπό 64 στο δέκτη, 8 RF-chain σε πομπό και δέκτη, 6 ομάδες σχεδιαστών και γωνία σκέδασης 5° και RIS 12 στοιχείων



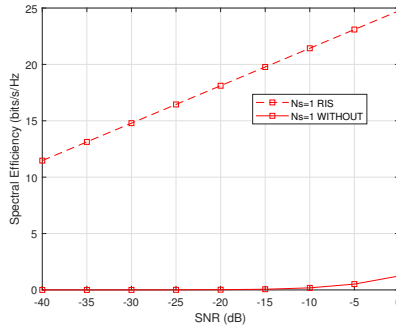
(ε') 256 στοιχειοκεραίες στον πομπό 64 στο δέκτη, 8 RF-chain σε πομπό και δέκτη, 16 ομάδες σχεδιαστών και γωνία σκέδασης 7° και RIS 56 στοιχείων



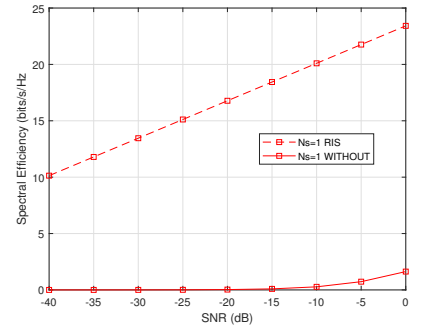
(ς') 256 στοιχειοκεραίες στον πομπό 256 στο δέκτη, 8 RF-chain σε πομπό και δέκτη, 6 ομάδες σχεδιαστών και γωνία σκέδασης 5° και RIS 56 στοιχείων



(ζ') 256 στοιχειοκεραίες στον πομπό 64 στο δέκτη, 8 RF-chain σε πομπό και δέκτη, 24 ομάδες σχεδιαστών και γωνία σκέδασης 6° και RIS 56 στοιχείων



(η') 256 στοιχειοκεραίες στον πομπό 256 στο δέκτη, 4 RF-chain σε πομπό και δέκτη, 4 ομάδες σχεδιαστών και γωνία σκέδασης 1° και RIS 12 στοιχείων



(θ') 256 στοιχειοκεραίες στον πομπό 256 στο δέκτη, 4 RF-chain σε πομπό και δέκτη, 4 ομάδες σχεδιαστών και γωνία σκέδασης 60° και RIS 12 στοιχείων

Σχήμα 3.2: spectral efficiency simulations with RIS

Στο σχήμα 3.2 παρουσιάζεται το spectral efficiency του συστήματος για 1 ροή δεδομένων, για διαφορετικά κανάλια και διαφορετικά στοιχεία σε TX και RX. Πιο συγκεκριμένα, για 256 κεραίες στο TX, 64 στο RX, RIS 48 στοιχείων, 8 RF-chain σε TX και RX, 6 ομάδες σχεδιαστών και γωνία σκέδασης τις 5° παρατηρούμε πως, όσο το SNR μεταβάλλεται το spectral efficiency για το κανάλι με RIS (H') αυξάνεται περισσότερο σε σχέση με το κανάλι χωρίς (H). Για παράδειγμα, στο σχήμα

3.2(α'), βλέπουμε πως όσο το SNR μεταβάλλεται, από -30dB σε 0dB το spectral efficiency για το \mathbf{H}' αυξάνεται από 11bits/s/Hz σε 21bits/s/Hz σε αντίθεση με το spectral efficiency για το \mathbf{H} που από 0.5bits/s/Hz αυξάνεται σε 9.5bits/s/Hz .

Δεν είναι μόνο η μεταβολή του spectral efficiency σε σχέση με το SNR που διαφοροποιεί τα δύο κανάλια. Για 256 κεραιές στο TX, 256 στο RX, RIS 56 στοιχείων, 8 RF-chain σε TX και RX, 6 ομάδες σχεδιαστών, γωνία σκέδασης τις 5° και σταθερό $SNR = -5\text{dB}$ παρατηρούμε πως, το spectral efficiency για το κανάλι \mathbf{H}' είναι πολύ πιο υψηλό σε σχέση με το \mathbf{H} . Για παράδειγμα, στο σχήμα 3.2(ε'), βλέπουμε το spectral efficiency να εκτοξεύεται από τα 7bits/s/Hz για το \mathbf{H} σε 26bits/s/Hz για το \mathbf{H}' , πετυχαίνουμε δηλαδή σχεδόν 4 φορές υψηλότερο spectral efficiency.

Επιπλέον, στο σχήμα 3.2(γ') για 256 κεραιές στο TX, 64 στο RX, RIS 100 στοιχείων, 4 RF-chain σε TX και RX, 12 ομάδες σχεδιαστών, γωνία σκέδασης τις 7° και σταθερό $SNR = -35\text{dB}$ παρατηρούμε πως, το spectral efficiency για το κανάλι \mathbf{H} είναι σχεδόν μηδενικό εν αντιθέσει με το το spectral efficiency για το \mathbf{H}' που είναι ελάχιστα μικρότερο από τα 15bits/s/Hz . Επίσης, σε ακραίες συνθήκες με 256 κεραιές στο TX, 256 στο RX, με πολύ μικρό RIS 12 στοιχείων, 4 RF-chain σε TX και RX, 4 ομάδες σχεδιαστών και σταθερό $SNR = -10\text{dB}$ το spectral efficiency για το \mathbf{H}' παραμένει υψηλό σε αντίθεση το spectral efficiency για το \mathbf{H} . Φωτεινό παράδειγμα αποτελούν τα σχήματα 3.2(η') και 3.2(θ') που το spectral efficiency για το \mathbf{H} είναι σχεδόν 0bits/s/Hz ενώ για το \mathbf{H}' που είναι κοντά στα 22 και 20bits/s/Hz αντίστοιχα.

Ακόμη, για 256 κεραιές στο TX, 64 στο RX, RIS 12 στοιχείων, 8 RF-chain σε TX και RX, 6 ομάδες σχεδιαστών, γωνία σκέδασης τις 5° και μεταβαλλόμενο SNR, το \mathbf{H}' πετυχαίνει σταθερά υψηλότερο spectral efficiency σε σχέση με το \mathbf{H} . Ένα τέτοιο παράδειγμα είναι το σχήμα 3.2(δ') που για κυμαινόμενο SNR από -25dB έως -35dB η διαφορά του spectral efficiency ανάμεσα στα \mathbf{H}' και \mathbf{H} είναι σταθερή στα 12bits/s/Hz . Αυτό σημαίνει πως ακόμα και με μικρό αριθμό στοιχείων στο RIS το κανάλι \mathbf{H}' είναι πιο βέλτιστο σε σχέση με το \mathbf{H} . Τέλος, σε ακόμα μια ακραίων συνθηκών όπως το σχήμα 3.2(β') που έχουμε 64 κεραιές στο TX, 256 στο RX, RIS 56 στοιχείων, 8 RF-chain σε TX και RX, 6 ομάδες σχεδιαστών, γωνία σκέδασης τις 5° και μεταβαλλόμενο SNR παρατηρούμε πως για $SNR > -15\text{dB}$ το spectral efficiency του \mathbf{H}' είναι σταθερά πάνω από τα 12bits/s/Hz ενώ του \mathbf{H} μόλις που ξεπερνά τα 9bits/s/Hz .

3.4 Συμπεράσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο είδαμε πως το RIS είναι ένα χρήσιμο εργαλείο στο να αυξήσουμε το spectral efficiency μέσω της βελτίωσης του καναλιού επικοινωνίας. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων μας έδειξαν πως σε περιπτώσεις με πολύ μικρό αριθμό RF-chain συγκριτικά με τον αριθμό των κεραιών αλλά και σε περιπτώσεις με ίσο αριθμό στοιχείων σε TX και RX το RIS αποτελεί συμφέρουσα λύση για την επίτευξη υψηλού spectral efficiency. Τέλος, ακόμη και με μικρό αριθμό στοιχείων το RIS βελτιώνει το κανάλι επικοινωνίας το ίδιο αποτελεσματικά.

Κεφάλαιον 4

Εκτίμηση φασματικής επίδοσης συστήματος υποβοηθούμενου RIS με κινητό τελικό δέκτη

Στο προηγούμενο κεφάλαιο θεωρήσαμε θεωρούσαμε τις θέσεις των TX, RX και RIS σταθερές και μεταβάλαμε το SNR. Σε αυτό το κεφάλαιο θα μελετήσουμε την μεταβολή της φασματικής αποδοτικότητας του συστήματος θεωρώντας ότι ο τελικός δέκτης κινείται στο χώρο.

Το κεφάλαιο οργανώνεται ως εξής: Στην ενότητα 4.1 παρουσιάζεται το μοντέλο του συστήματος, ενώ στο 4.2 δίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Τα συμπεράσματα και οι βασικές παρατηρήσεις του κεφαλαίου 4 συνοψίζονται στην ενότητα 4.3

4.1 Μοντέλο υποβοηθούμενου RIS με κινητό τελικό δέκτη

Η φασματική αποδοτικότητα του καναλιού εξαρτάται μόνο από το SNR του συστήματος. Το στιγμιαίο SNR δίνεται από την σχέση (2.4). Ωστόσο, το πηλίκο της διαίρεσης P_{TX}/L είναι η λαμβανόμενη ισχύ (P_{RX}) από τον RX. Άρα, η (2.4) μπορεί να γραφεί ως

$$\gamma = \frac{P_{RX} |\mathbf{H}'|^2}{N} \quad (4.1)$$

Σε αυτό το σημείο να αναφέρουμε δύο σημαντικές παραδοχές. Πρώτα απ'όλα, οι απώλειες L ισχύος σήματος στο χώρο θεωρούμε ότι είναι απώλειες ελευθέρου χώρου free-space path loss - (FSPL). Δεύτερη σημαντική παραδοχή, είναι ότι θεωρούμε την κίνηση του δέκτη σταθερή ως προς τον κάθετο στο επίπεδο των αξόνων x y άξονα z .

4.1.1 Λαμβανόμενη ισχύς P_{RX}

Σύμφωνα με την εξίσωση του Friis η λαμβανόμενη ισχύς στο δέκτη εξαρτάται από παράγοντες όπως: τα κέρδη των TX, RX κεραιών G_{TX} G_{RX} , την ισχύ εκπομπής P_{TX} , την απόσταση d μεταξύ TX και RX και τη συχνότητα ή μήκος κύματος λ .

$$P_{RX} = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (4.2)$$

Σε ένα σύστημα μετάδοσης λήψης τα κέρδη των κεραιών παραμένουν σταθερά καθώς αποτελούν χαρακτηριστικά των κεραιών. Επίσης σταθερή θεωρούμε και την ισχύ εκπομπής καθώς η μεταβολή της αν και εύκολη, μπορεί να δημιουργήσει προβλήματα παρεμβολών και κάλυψης. Συνεπώς η λαμβανόμενη ισχύς εξαρτάται από τον τελευταίο όρο της εξίσωσης για τον οποίο ισχύει [9]

$$\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 = \frac{1}{L_{H'}} \quad (4.3)$$

Όπου $L_{H'}$ οι απώλειες ελευθέρου χώρου του συνολικού καναλιού και $d = d_1 + d_2$ με d_1 την απόσταση μεταξύ TX και RIS και d_2 η απόσταση μεταξύ RIS και RX. Από τις (4.2) και (4.3), το ντετερμινιστικό μέρος της λαμβανόμενης ισχύος

$$P_{RX}^{\sim} = \frac{P_{TX}G_{TX}G_{RX}}{L_{H'}} \quad (4.4)$$

Παρατηρώντας καλύτερα την (4.3) γίνεται φανερό, ότι οι απώλειες ελευθέρου χώρου και κατέπεκταση η λαμβανόμενη ισχύς εκπομπής εξαρτώνται μόνο από την απόσταση μεταξύ TX και RX. Στο μοντέλο συστήματος που μελετήσαμε θεωρήσαμε την θέση των TX και RIS στον χώρο σταθερή. Αυτό σημαίνει, ότι η απόσταση ανάμεσα σε TX και RIS παραμένει σταθερή και συνεπώς, η λαμβανόμενη ισχύς εξαρτάται μόνο από την απόσταση ανάμεσα σε RIS και RX. Συνεπώς, αναμένουμε μεγαλύτερες τιμές του SNR όταν ο RX βρίσκεται κοντά στο RIS και μικρότερες όταν ο RX βρίσκεται μακριά από το RIS.

4.1.2 Θόρυβος N

Από τη (2.4), βλέπουμε ότι το SNR, δεν εξαρτάται μόνο από την λαμβανόμενη ισχύ, αλλά και από την ισχύ του θορύβου. Το hardware του RX αποτελείται από ενισχυτές και μίκτες σήματος οι οποίοι προσδίδουν στο λαμβανόμενο σήμα κάποιο θόρυβο. Ο θόρυβος αυτός, θεωρούμε ότι ακολουθεί κανονική κατανομή, με μέση τιμή 0 και διακύμανση σ^2 .

Κατά τη λήψη του σήματος από τις κεραιές του RX, στο σήμα προστίθεται ο θόρυβος n , ο οποίος μοντελοποιείται σαν μία μιγαδικής μέσης τιμής μιγαδική Gaussian διαδικασία. Ο θόρυβος αυτός έχει ισχύ ίση με N_0 .

$$N_0 = K T B \quad (4.5)$$

όπου K η σταθερά Boltzmann, T η θερμοκρασία και B το bandwidth του φέροντος σήματος σε Hz. Στη συνέχεια, το σήμα περνά από μια σειρά μικτών και ενισχυτών σήματος που ο κάθε ένας, προσδίδει κάποιο θόρυβο στο σήμα μας. Αναλόγως με τον αριθμό μικτών και ενισχυτών αλλά και των χαρακτηριστικών τους, η ισχύ του θορύβου ενισχύεται σύμφωνα με την εικόνα θορύβου των επιμέρους μονάδων. Στη περίπτωση μας, θεωρήσαμε ένα μίκτη και ένα ενισχυτή, τότε η ισοδύναμη εικόνα θορύβου δίνεται από την

$$N_{F(dB)} = F_{1(dB)} + \frac{F_{2(dB)} - 1}{G_{1(dB)}} \quad (4.6)$$

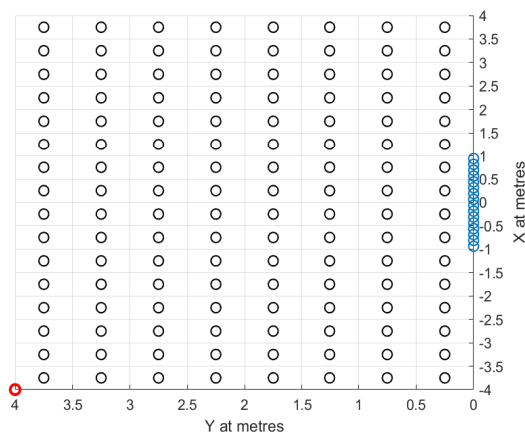
με F_1 και F_2 οι εικόνες θορύβου του ενισχυτή και του μίκτη, αντίστοιχα, και G_1 το κέδρος του ενισχυτή. Από τις (4.5) και (4.6) προκύπτει ότι η ισχύς του θορύβου στην είσοδο του ανιχνευτή (είσοδος του SDR) είναι

$$N = N_0 \cdot 10^{\left(\frac{N_{F(db)}}{10}\right)} \quad (4.7)$$

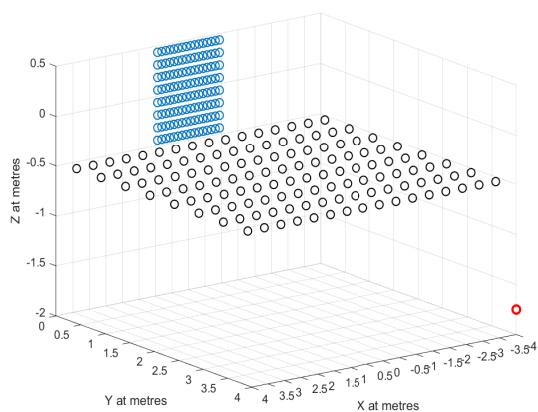
4.1.3 Μέτρο καναλιού $|H'|^2$

Μέχρι στιγμής, εξετάσαμε παράγοντες που επηρεάζουν το λαμβανόμενο SNR όπως η απόσταση του RX από το RIS και τα Hardware χαρακτηριστικά του RX. Δεν λάβαμε όμως, καθόλου υπόψιν, το κανάλι μεταφοράς του σήματος μας. Ουσιαστικά, ο τρόπος με τον οποίο το RIS επηρεάζει το λαμβανόμενο SNR είναι μέσο τροποποίησης του καναλιού μετάδοσης σήματος. Για αυτό μιλήσαμε εκτενώς στην ενότητα 3.1. Συνεπώς το μοντέλο καναλιού που χρησιμοποιούμε δίνεται από τη σχέση 3.4.

4.2 Αποτελέσματα προσομοιώσεων στο χώρο



(α') Σχηματισμός grid 2D



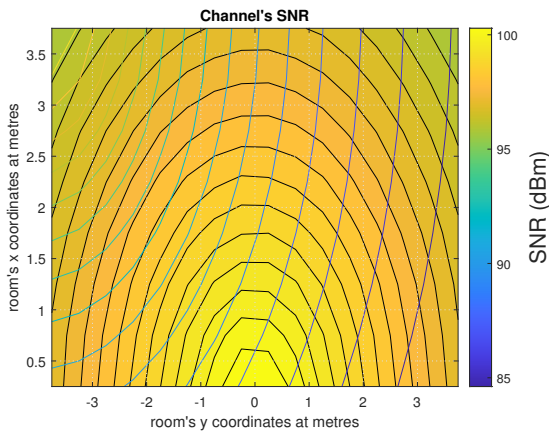
(β') Σχηματισμός grid 3D

Για να επαληθεύσουμε τα παραπάνω, προσομοιάσαμε με την βοήθεια του MATLAB/Octave τη μεταβολή της φασματικής αποδοτικότητας στο χώρο. Για να το κάνουμε αυτό, θεωρήσαμε ένα χώρο διαστάσεων $8\text{m} \times 4\text{m} \times 2.5\text{m}$. Μέσα σε αυτό τον χώρο σχηματίσαμε ένα grid. Κάθε τετράγωνο του grid, έχει διαστάσεις $0.5\text{m} \times 0.5\text{m}$ και κάθε σημείο του τετραγώνου θεωρούμε ότι έχει το ίδιο SNR με αυτό στο κέντρο του όπως φαίνεται στο σχήμα 4.1(α'). Επίσης, θεωρήσαμε ότι το RIS βρίσκεται στην αρχή των τριών αξόνων στο σημείο $(0, 0, 0)$ και ο πομπός TX στο σημείο $(4, -4, -1.75)$ όπως φαίνεται στο σχήμα 4.1(β') με μπλε και κόκκινο χρώμα αντίστοιχα. Για κάθε πορτοκαλί σημείο του 4.1(β') μετρήσαμε το λαμβανόμενο SNR του για 100 διαφορετικά κανάλια με απευθείας σύνδεση από το TX και για 100 διαφορετικά κανάλια με σύνδεση μέσω του RIS. Τα κανάλια ανάμεσα σε TX - RX και RIS - RX τα θεωρούμε Rician Correlation με k factor 0.5 και Correlation πίνακα τον μοναδιαίο. Ενώ το κανάλι ανάμεσα σε TX και RIS παραμένει όπως παραπάνω Scattering channel με 16 σκεδαστές και γωνία σκέδασης τις 5° . Το τελικό SNR κάθε σημείου προκύπτει από τον μέσο όρο των μετρήσεων που προέκυψαν από κάθε ένα από τα διαφορετικά κανάλια. Η παραμετροποίηση που πραγματοποιήσαμε για κάθε σχήμα φαίνεται αναλυτικά στον πίνακα 4.1

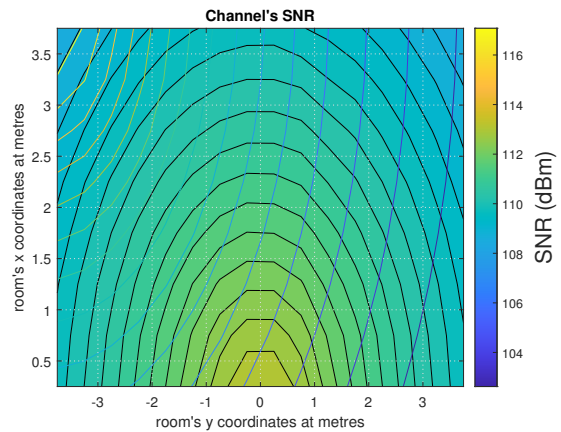
	Αριθμός προσομοίωσης (σχήμα)					
	4.1(α')	4.1(β')	4.2(α')	4.2(β')	4.2(γ')	4.2(δ')
P_{TX}	10	25	25	10	10	25
N_{TX}	64	256	256	256	256	256
N_{RX}	64	64	64	64	64	64
N_S	256	16	64	128	256	256
$G_{TX}(dBm)$	27	27	27	27	27	27
$G_{RX}(dBm)$	27	27	27	27	27	27
N_{TX-RF}	4	4	4	4	4	4
N_{RX-RF}	4	4	4	4	4	4
λ (m)	0.005	0.005	0.005	0.005	0.005	0.005
θερμοκρασία (K)	290	290	290	290	290	290
$F_1(dBm)$	2	2	2	2	2	2
$F_2(dBm)$	7	7	7	7	7	7
$G_1(dBm)$	23	23	23	23	23	23
Bandwidth(GHz)	9	9	9	9	9	9
Θέση RIS $\langle x, y, z \rangle$	$\langle 0, 0, 0 \rangle$					
Ύψος TX (m)	0.25					
Ύψος RX (m)	1.50					
Διαστάσεις χώρου $\langle x, y, z \rangle$ (m)	$\langle 4, 4, 2 \rangle$					

Πίναξ 4.1: Πίνακας παραμέτρων TX - RX και περιβάλλοντος διάδοσης σήματος

Ο σκοπός μας σε αυτό το κεφάλαιο είναι να μελετήσουμε τη μεταβολή του spectral efficiency στο χώρο. Σύμφωνα με την 2.3 το στιγμιαίο spectral efficiency εξαρτάται μόνο από το στιγμιαίο λαμβανόμενο SNR. Έτσι λοιπόν, η μεταβολή του SNR στο χώρο θα μας δώσει μια ιδέα για την μεταβολή του spectral efficiency. Παρακάτω παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για διαφορετικό αριθμό στοιχείων στο RIS διαφορετικό αριθμό στοιχειοκεραίων σε TX και RX και διαφορετική ισχύς εκπομπής.

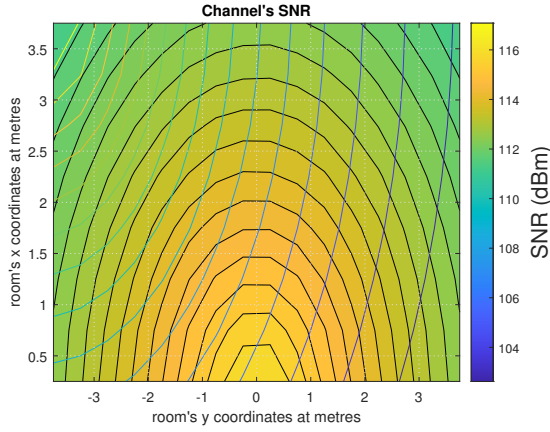


(α') $TX=64$ στοιχειοκεραίες και $RX=64$ στοιχειοκεραίες, $N_{TX-RF}=N_{RX-RF}=4$, μέγεθος του $RIS N_S=256$ και ισχύς εκπομπής $P_{TX}=10dBm$

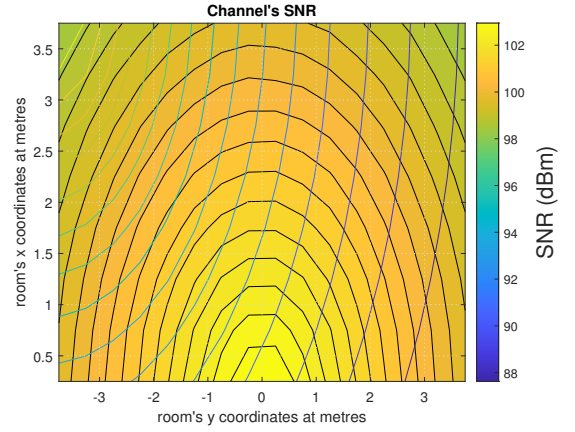


(β') $TX=256$ στοιχειοκεραίες και $RX=64$ στοιχειοκεραίες, $N_{TX-RF}=N_{RX-RF}=4$, μέγεθος του $RIS N_S=16$ και ισχύς εκπομπής $P_{TX}=25dBm$

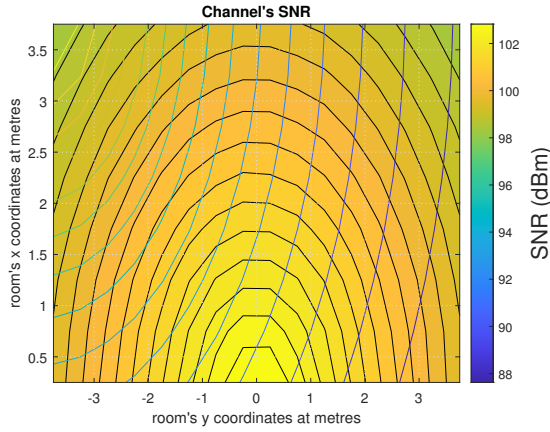
Σχήμα 4.1: Μεταβολή του SNR στο χώρο



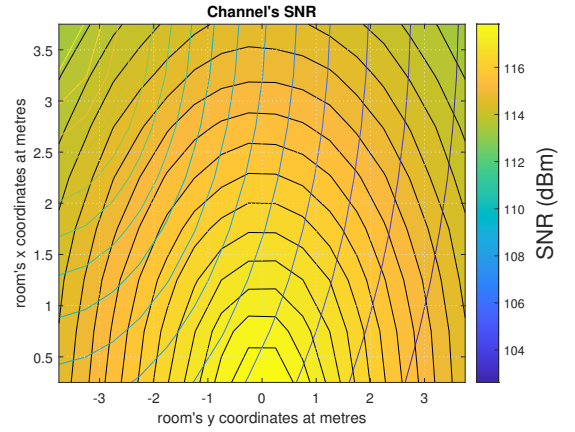
(α') $TX=246$ στοιχειοκεραίες και $RX=64$ στοιχειοκεραίες, $N_{TX-RF}=N_{RX-RF}=4$, μέγεθος του $RISN_S=64$ και ισχύς εκπομπής $PTX=25\text{dBm}$



(β') $TX=256$ στοιχειοκεραίες και $RX=64$ στοιχειοκεραίες, $N_{TX-RF}=N_{RX-RF}=4$, μέγεθος του $RISN_S=128$ και ισχύς εκπομπής $PTX=10\text{dBm}$



(γ') $TX=256$ στοιχειοκεραίες και $RX=64$ στοιχειοκεραίες, $N_{TX-RF}=N_{RX-RF}=4$, μέγεθος του $RISN_S=256$ και ισχύς εκπομπής $PTX=10\text{dBm}$



(δ') $TX=256$ στοιχειοκεραίες και $RX=64$ στοιχειοκεραίες, $N_{TX-RF}=N_{RX-RF}=4$, μέγεθος του $RISN_S=256$ και ισχύς εκπομπής $PTX=25\text{dBm}$

Σχήμα 4.1: Μεταβολή του SNR στο χώρο

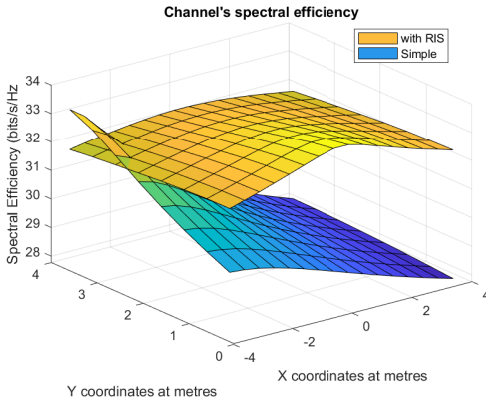
Στο σχήμα 4.1 παρουσιάζεται η μεταβολή του SNR στον χώρο. Οι γραμμές που ξεκινάνε από πάνω αριστερά παριστάνουν χρωματικά την ισχύ του SNR για το κανάλι \mathbf{H} . Ειδικότερα, για ισχύ εκπομπής τα 10dBm, 64 κεραίες στο TX, 64 κεραίες στο RX, 4 RF-chain σε TX και RX και RIS 256 στοιχείων, η μεταβολή του SNR σε σχέση με την απόσταση του RX από τον TX για το απευθείας κανάλι \mathbf{H} , είναι μεγαλύτερη συγκριτικά με την μεταβολή του SNR σε σχέση με την απόσταση του RX από το RIS για το κανάλι \mathbf{H}' . Για παράδειγμα, το σχήμα 4.1(β') παρατηρούμε πως στο σημείο $\langle 2, -2 \rangle$ το SNR το κανάλι \mathbf{H} είναι περίπου στα 93dB ενώ στη θέση $\langle 0, -4 \rangle$ το SNR για το κανάλι \mathbf{H}' είναι περίπου στα 97dB.

Για ισχύ εκπομπής τα 25dBm, 256 κεραίες στο TX, 64 κεραίες στο RX, 4 RF-chain σε TX και RX και RIS 16 στοιχείων, το SNR για το κανάλι \mathbf{H}' είναι χαμηλό ακόμη και όταν κινούμαστε κοντά στο RIS, ενώ σε αντίστοιχη περίπτωση κοντά στο TX το SNR για το \mathbf{H} κανάλι είναι υψηλό. Αντίθετα, για ίδια ισχύ εκπομπής, ίδιο αριθμό κεραίων σε TX και RX, ίδιο αριθμό RF-chain σε TX και RX αλλά με ένα μεγαλύτερο RIS 256 στοιχείων το SNR για το κανάλι \mathbf{H}' είναι υψηλό στο μεγαλύτερο μέρος του χώρου, αντίθετα με το SNR για το \mathbf{H} που παραμένει υψηλό σε περιοχές κοντά

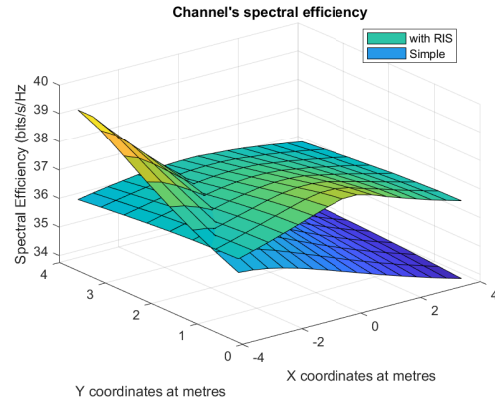
στο RIS. Αντιπροσωπευτικά παραδείγματα αποτελούν τα σχήματα 4.1(β') και 4.2(δ') αντίστοιχα. Στο πρώτο, ακόμα και σε αποστάσεις μικρότερες του ένα μέτρου από το RIS το λαμβανόμενο SNR για το δεν ξεπερνά τα 114dB H' ενώ για το ίδιο κανάλι στο δεύτερο σχήμα το λαμβανόμενο SNR σπάνια πέφτει κάτω από τα 114dB.

Επίσης, για ισχύ εκπομπής τα 10dBm, 256 κεραιές στο TX, 64 κεραιές στο RX, 4 RF-chain σε TX και RX και RIS 128 στοιχείων, παρατηρούμε πως η περιοχή του χώρου στην οποία το λαμβανόμενο SNR για το κανάλι H είναι μεγαλύτερο από το SNR για το κανάλι H' είναι μικρή. Το ίδιο ισχύει και για την περίπτωση με ισχύ εκπομπής τα 10dBm, 256 κεραιές στο TX, 64 κεραιές στο RX, 4 RF-chain σε TX και RX και RIS 256 στοιχείων. Παράδειγμα των δύο παραπάνω περιπτώσεων αποτελούν τα σχήματα 4.2(β') και 4.2(γ') αντίστοιχα. Συγκρίνοντας τα δύο σχήματα στο σημείο $\langle 3, -2, -0.25 \rangle$ δεν παρατηρούμε μεγάλες διαφορές στο SNR των δύο καναλιών παρατηρούμε όμως μια ελάχιστη μείωση της περιοχής του χώρου για την οποία το λαμβανόμενο SNR για το κανάλι H είναι μεγαλύτερο από το SNR για το κανάλι H' είναι μικρή.

Τέλος, στην περίπτωση που έχουμε ισχύ εκπομπής στα 25dBm, 256 κεραιές στο TX, 64 κεραιές στο RX, 4 RF-chain σε TX και RX και RIS 64 στοιχείων παρατηρούμε μια πιο απότομη μεταβολή του SNR για το κανάλι H' ενώ το SNR για το κανάλι H μειώνεται σημαντικά σε περιοχή του χώρου μακριά από το TX. Παράδειγμα μιας τέτοια περίπτωσης αποτελεί το σχήμα 4.2(α') που παρατηρούμε μείωση του SNR για το κανάλι H' από 115dB στη θέση $\langle 1, 0, -0.25 \rangle$ πέφτει στα 112dB στη θέση $\langle 3, 3, -0.25 \rangle$.



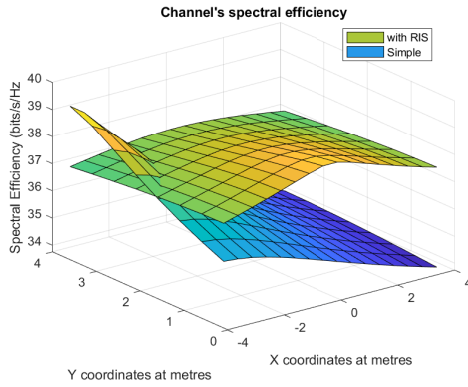
(α') $TX=64$ στοιχειοκεραίες και $RX=64$ στοιχειοκεραίες, $N_{TX-RF}=N_{RX-RF}=4$, μέγεθος του $RISN_S=256$ και ισχύς εκπομπής $PTX=10dBm$



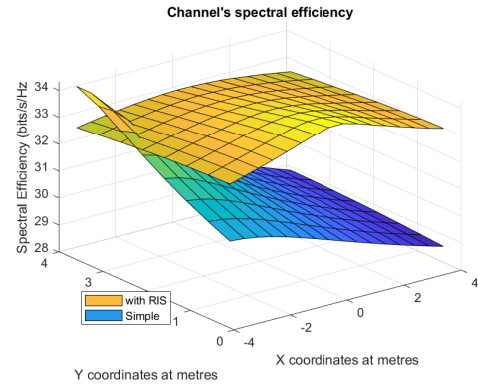
(β') $TX=256$ στοιχειοκεραίες και $RX=64$ στοιχειοκεραίες, $N_{TX-RF}=N_{RX-RF}=4$, μέγεθος του $RISN_S=16$ και ισχύς εκπομπής $PTX=25dBm$

Σχήμα 4.2: Μεταβολή του SpeEff στο χώρο

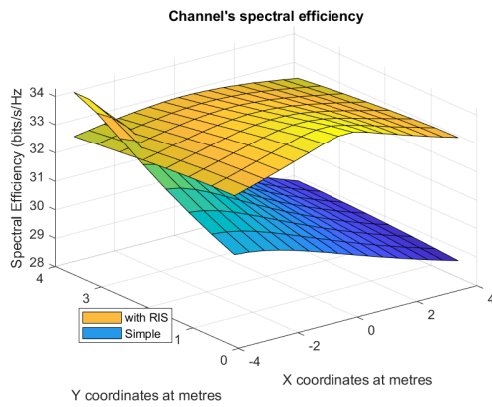
Με βάση τα παραπάνω, αναμένουμε μεγαλύτερες τιμές του spectral efficiency στις περιοχές κοντά στο RIS και στο TX. Στο σχήμα 4.2 παρουσιάζεται η μεταβολή του spectral efficiency στο χώρο. Επί της ουσίας επιβεβαιώνουμε τις παρατηρήσεις που κάναμε παραπάνω για την μεταβολή του SNR. Ωστόσο εδώ βλέπουμε επιπλέον πως η μεταβολή του spectral efficiency της απευθείας σύνδεσης είναι μεγαλύτερη σε σχέση με την μεταβολή της μέσω RIS σύνδεσης. Αυτό σημαίνει, ότι το spectral efficiency της σύνδεσης μέσω του RIS είναι σταθερά υψηλό και δεν επηρεάζεται τόσο από την απόσταση. Τέλος, παρατηρούμε πως ανέλπιστα σημαντικό ρόλο στη τιμή spectral efficiency παίζει και η ισχύς εκπομπής P_S του σήματος καθώς βλέπουμε μεγάλη πτώση (έως και $6bps/Hz$)



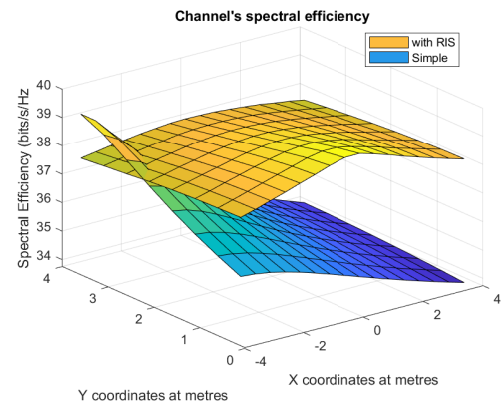
(α') $TX=246$ στοιχειοκεραίες και $RX=64$ στοιχειοκεραίες, $N_{TX-RF}=N_{RX-RF}=4$, μέγεθος του $RISN_S=64$ και ισχύς εκπομπής $PTX=25dBm$



(β') $TX=256$ στοιχειοκεραίες και $RX=64$ στοιχειοκεραίες, $N_{TX-RF}=N_{RX-RF}=4$, μέγεθος του $RISN_S=128$ και ισχύς εκπομπής $PTX=10dBm$



(γ') $TX=256$ στοιχειοκεραίες και $RX=64$ στοιχειοκεραίες, $N_{TX-RF}=N_{RX-RF}=4$, μέγεθος του $RISN_S=256$ και ισχύς εκπομπής $PTX=10dBm$



(δ') $TX=256$ στοιχειοκεραίες και $RX=64$ στοιχειοκεραίες, $N_{TX-RF}=N_{RX-RF}=4$, μέγεθος του $RISN_S=256$ και ισχύς εκπομπής $PTX=25dBm$

Σχήμα 4.2: Μεταβολή του spectral Efficiency στο χώρο

μεταβάλλοντας την ισχύ εκπομπής κατά 15dBm. Αυτό βέβαια συμβαίνει ίσως λόγω των μικρών αποστάσεων στον χώρο.

4.3 Συμπεράσματα

Συμπερασματικά, σε αυτό το κεφάλαιο εξετάσαμε την μεταβολή του spectral efficiency στο χώρο με κινούμενο TX για απευθείας και μέσω RIS σύνδεση TX και RX. Μελετήσαμε το ρόλο που παίζουν σε αυτή τη μεταβολή παράγοντες όπως η απόσταση, η ισχύ εκπομπής και τα κέρδη των κεραιών τους οποίους δεν λάβαμε υπόψιν στα προηγούμενα κεφάλαια. Παρατηρήσαμε, πως ένα κανάλι υποβοηθούμενο από ένα RIS με μεγάλο αριθμό στοιχείων πετυχαίνει υψηλό spectral efficiency σε μέρη με μεγάλη απόσταση από το TX ακόμη και με μικρή ισχύ εκπομπής. Ενώ συγκριτικά με ένα κανάλι απευθείας σύνδεσης TX και RX πετυχαίνει καλύτερο spectral efficiency ακόμη και σε αποστάσεις μικρότερες του ενός μέτρου από τον TX.

Κεφάλαιον 5

Πρόβλεψη θέσης RX στο χώρο

Στα μέχρι τώρα αποτελέσματα προσομοιώσεων θεωρούσαμε πως ναι μεν ο RX κινούνταν ωστόσο το RIS είχε πλήρη επίγνωση της θέσης του RX αλλά και των καναλιών \mathbf{H}_1 και \mathbf{H}_2 . Στην πράξη, η H υπόθεση αυτή είναι από δύσκολο έως αδύνατο να ικανοποιηθεί διότι: α') ακόμη και με την χρήση εξελιγμένων αλγορίθμων και πρωτοκόλλων εντοπισμού, η ακρίβεια εκτίμησης θέσης δεν μπορεί να ξεπεράσει τα μερικά δεκάδες χιλιοστά [45] και β') το RIS δεν μπορεί να έχει γνώση των καναλιών \mathbf{H}_1 και \mathbf{H}_2 καθώς αποτελείτε από παθητικά στοιχεία. Στο [46] οι συγγραφείς προτείνουν το RIS να συνδέεται με τον TX μέσω Backhaul σύνδεσης και έτσι να λαμβάνει τις απαραίτητες πληροφορίες. Στο [47] προτείνεται η σύνδεση του TX με το RIS για την εκτίμηση των καναλιών channel estimation και ένα graph neural network αλγόριθμο μηχανικής μάθησης για την πρόβλεψη θέσης του RX. Στο [48] προτείνεται η σταδιακή ενεργοποίηση των στοιχείων του RIS και την εκτίμηση του καναλιού με βάση το λαμβανόμενο SNR. Ωστόσο τα παραπάνω έχουν ένα κοινό μειονέκτημα, η εκτίμηση του καναλιού γίνεται στον TX με αποτέλεσμα να υπάρχει καθυστέρηση στην διάδοση του σήματος. Γι'αυτό οι συγγραφείς του [49] προτείνουν την μετατροπή ενός μικρού αριθμού τυχαία κατανομημένων στοιχείων του RIS σε αισθητήρες καναλιού. Με αυτό τον τρόπο, θα γίνεται απευθείας η εκτίμηση των καναλιών \mathbf{H}_1 και \mathbf{H}_2 . Ακόμη, προτείνουν ένα deep learning νευρωνικό δίκτυο για την εύρεση του κατάλληλου πίνακα στροφής φάσεων μέσα από μια σειρά διαθέσιμων πινάκων (codebook). Ωστόσο, το codebook που χρησιμοποιούν οι συγγραφείς περιέχει N_S πίνακες στροφής φάσης με N_S τον αριθμό των στοιχείων του RIS. Για RIS μεγάλων διαστάσεων ($N_S \geq 1000$) μιλάμε για τεράστια codebook τα οποία αυξάνουν τον χρόνο εύρεσης του κατάλληλου πίνακα στροφής φάσεων. Οι συγγραφείς του [50] προτείνουν τρόπους για μικρότερα και πιο ευέλικτα codebook. Όλα τα παραπάνω αποτελούν τρόποι αντιμετώπισης του προβλήματος γνώσης των καναλιών επικοινωνίας από το RIS.

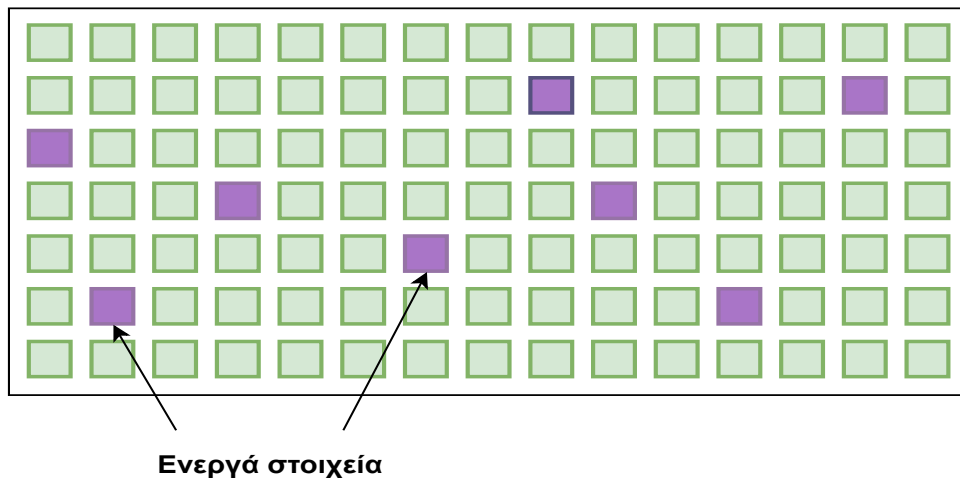
Το κεφάλαιο οργανώνεται ως εξής: Στην ενότητα 5.1 παρουσιάζεται το Deep learning μοντέλο που χρησιμοποιήσαμε, ενώ στο 5.2 δίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Τα συμπεράσματα και οι βασικές παρατηρήσεις του κεφαλαίου 5, συνοψίζονται στην ενότητα 5.3.

Στη παρούσα διπλωματική, συμμεριζόμενοι των προβλημάτων που δημιουργεί η χρήση codebook σε συστήματα που διαθέτουν μεγάλο αριθμό στοιχείων στο RIS, προτείνουμε μια διαφορετική προσέγγιση του προβλήματος εύρεσης κατάλληλου πίνακα στροφής φάσης. Πατώντας πάνω στην δουλειά των συγγραφέων στο [49] για την ανίχνευση του καναλιού προσπαθούμε να αποφύγουμε τη χρήση codebook και να κατασκευάζουμε κάθε φορά τον κατάλληλο πίνακα στροφής φάσεων. Επειδή η κατασκευή του πίνακα αποτελεί χρονοβόρα διαδικασία, προτείνουμε τη χρήση ενός νευρωνικού δικτύου ώστε να παράγει τον βέλτιστο πίνακα στροφής φάσεων σε πολύ μικρότερο χρόνο. Με αυτό τον

τρόπο προσεγγίζουμε το πρόβλημα πιο στοχευμένα και πιο αποτελεσματικά, διότι παράγουμε και δεν επιλέγουμε τον κατάλληλο πίνακα.

5.1 Αρχιτεκτονική ημι-παθητικού RIS

Για την ανίχνευση των καναλιών \mathbf{H}_1 και \mathbf{H}_2 από το RIS μετατρέπουμε ένα πολύ μικρό αριθμό (\bar{M}_S) παθητικών στοιχείων σε ενεργά. Η θέση των στοιχείων αυτών στο RIS δεν ακολουθεί κάποια συγκεκριμένη μορφή. Η επιλογή γίνεται τυχαία ώστε να πετυχαίνουμε όσο το δυνατόν καλύτερη γνώση των καναλιών επικοινωνίας. Στο σχήμα 5.1 παρουσιάζεται ένα παράδειγμα ημι-παθητικού RIS.



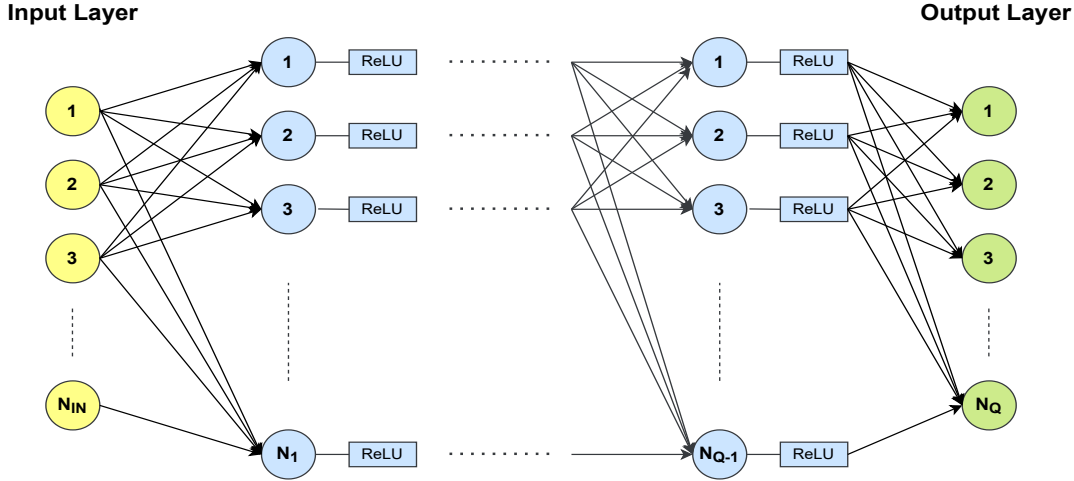
Σχήμα 5.1: Δομή ημι-παθητικού RIS, με μοβ χρώμα τα ενεργά στοιχεία

5.2 Μοντέλο Deep Learning

Όπως είπαμε παραπάνω, αποφύγαμε τη χρήση codebook για την επιλογή του κατάλληλου πίνακα και προσπαθήσαμε να παράγουμε τον βέλτιστο πίνακα, μέσω νευρωνικού δικτύου. Πιο συγκεκριμένα χρησιμοποιούμε ένα deep learning multi-layer νευρωνικό δίκτυο. Το νευρωνικό δίκτυο αποτελείται από ένα input layer, 8 hidden layers και ένα output layer όπως φαίνεται στο σχήμα 5.2. Η δομή των hidden layers αποτελείται από 4 fully-connected layers συνοδευόμενα το καθένα από ένα μη γραμμικό ReLU activation layer.

5.2.1 Deep Learning Input and Output

Ως είσοδο στο νευρωνικό δίκτυο θεωρούμε τα κανάλια \mathbf{H}_1 και \mathbf{H}_2 και ως έξοδο τον ζητούμενο πίνακα D . Συνεπώς, πρέπει με κάποιο τρόπο να κάνουμε εκτίμηση των καναλιών \mathbf{H}_1 και \mathbf{H}_2 . Πατώντας πάνω στο [49] θεωρήσαμε ένα μικρό αριθμό στοιχείων \bar{M}_S του RIS για το οποίο ισχύει $\bar{M}_S \ll N_S$, με σκοπό την ανίχνευση - εκτίμηση του καναλιού. Στη συνέχεια, θεωρούμε ένα ενιαίο κανάλι το οποίο αποτελεί το γινόμενο Hadamard των λαμβανόμενων καναλιών $\hat{\mathbf{H}}_{1\bar{M}_S}$ και $\hat{\mathbf{H}}_{2\bar{M}_S}$. Στα λαμβανόμενα κανάλια έχει προστεθεί από το περιβάλλον και ο AWGN θόρυβος n_s . Σύμφωνα



Σχήμα 5.2: Δομή Νευρωνικού δικτύου

με τα παραπάνω το ενιαίο κανάλι $\hat{\mathbf{H}}_{\bar{M}_S}$ δίνεται ως

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{H}}_{\bar{M}_S} &= \hat{\mathbf{H}}_{1\bar{M}_S} \odot \hat{\mathbf{H}}_{2\bar{M}_S} \\ &= \mathbf{H}_{1\bar{M}_S} + \mathbf{n}_{s_1} \odot \mathbf{H}_{2\bar{M}_S} + \mathbf{n}_{s_2}\end{aligned}\quad (5.1)$$

Με το παραπάνω, καταφέραμε να δημιουργήσουμε μια είσοδο στο νευρωνικό δίκτυο αξιοποιώντας τα λαμβανόμενα κανάλια $\hat{\mathbf{H}}_{1\bar{M}_S}$ και $\hat{\mathbf{H}}_{2\bar{M}_S}$. Συνεπώς ο πίνακας $\hat{\mathbf{H}}_{\bar{M}_S}$ αποτελεί την είσοδο του νευρωνικού δικτύου.

5.3 Αποτελέσματα Προσομοίωσης

Για να πετύχουμε όσο το δυνατό πιο ρεαλιστικά αποτελέσματα από τις προσομοιώσεις μας θεωρήσαμε ένα πιο μεγάλο χώρο σε σχέση με αυτόν που θεωρήσαμε στο κεφάλαιο 4. Θεωρήσαμε ένα μεγαλύτερο, εξωτερικό χώρο διαστάσεων $50\text{m} \times 50\text{m} \times 10\text{m}$. Ο TX αυτή τη φορά μπήκε σε ψηλό σημείο ($Z_{TQ} = 8\text{m}$) και έξω από τον χώρο στον οποίο κάναμε μετρήσεις. Πιο συγκεκριμένα οι συντεταγμένες θέση του TX είναι $(-60, 60, 8)$. Το RIS παραμένει στην θέση $(0, 0, 0)$. Σε αυτό το χώρο θεωρήσαμε ένα πλέγμα grid με κάθε τετράγωνο του πλέγματος να έχει διαστάσεις $1\text{m} \times 1\text{m}$ και ίδιο SNR σε κάθε σημείο του με αυτό που στο κέντρο του. Αυτή τη φορά κάναμε μόνο μία μέτρηση σε κάθε σημείο σε αντίθεση με το κεφάλαιο 4 που κάναμε 100 μετρήσεις σε κάθε σημείο. Τα χαρακτηριστικά των καναλιών \mathbf{H}_1 , \mathbf{H}_2 και \mathbf{H} παρουσιάζονται στους πίνακες 5.2 5.1

Τα Training Dataset και Testing Dataset περιέχουν τα κανάλια : \mathbf{H}_1 , \mathbf{H}_2 και \mathbf{H} και τον πίνακα αλλαγής φάσης \mathbf{D} για κάθε ένα σημείο της μέτρησης. Με το Training Dataset εκπαιδεύουμε το δίκτυο και με το Testing Dataset τεστάρουμε την αποδοτικότητα/ακρίβεια του. Παρακάτω, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για $\bar{M}_S = 8$ και $\bar{M}_S = 4$.

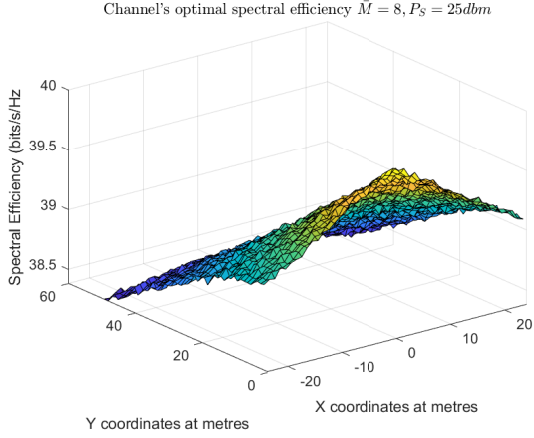
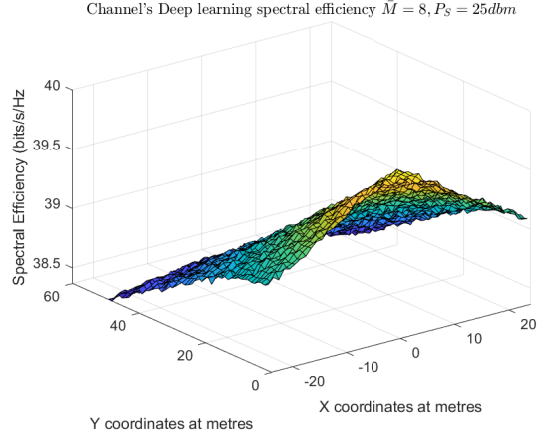
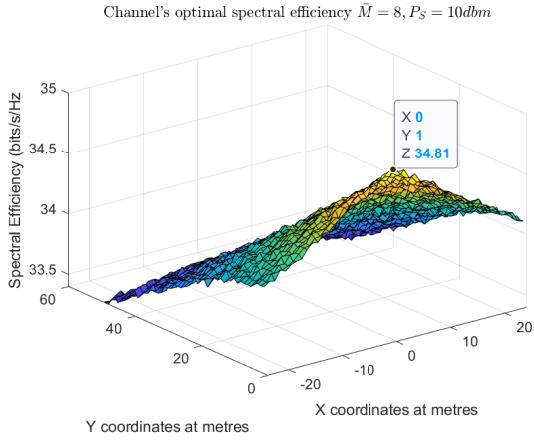
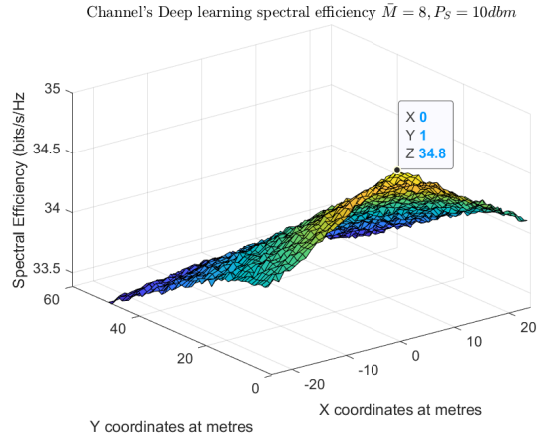
	Κανάλια		
	H_1	H_2	H
Τύπος καναλιού	Scatter	Correlation	Correlation
N_{TX}	256	-	256
N_{RX}	-	64	64
N_S	256	256	-
N_{CL}	4	-	4
Scatters	4	-	4
Γωνία σκέδασης	5°	-	5°
K-Factor	-	0.5	-
Correlation array	-	I	I

Πίναξ~5.1: Πίνακας παραμέτρων TX - RX και περιβάλλοντος διάδοσης σήματος

	Παράμετροι TX-RIS		
	P_{TX}	M_S	optimal/DL
5.3(α')	25	8	optimal
5.3(β')	25	8	DL
5.3(γ')	10	8	optimal
5.3(δ')	10	8	DL
5.4(α')	25	4	optimal
5.4(β')	25	4	DL
5.4(γ')	10	4	optimal
5.4(δ')	10	4	DL

Πίναξ~5.2: Πίνακας παραμέτρων TX - RX και περιβάλλοντος διάδοσης σήματος

Παρατηρώντας τα 5.3(γ') και 5.3(δ') βλέπουμε ότι όταν χρησιμοποιούμε τον παραγόμενο από το νευρωνικό δίκτυο πίνακα ανακλάσεων, το spectral efficiency μειώνεται περίπου κατά $0.01bps/Hz$. Επίσης παρατηρούμε πως η τραχύτητα των επιφανειών του 5.3(β') και του 5.3(α') είναι σχεδόν ίδια. Αυτό οφείλεται στο Training του δικτύου. Οι προσομοιώσεις έγιναν για Training Dataset 2500 στοιχείων και Testing Dataset 2450 στοιχείων. Ωστόσο, τα παραπάνω αποτελέσματα προέκυψαν μετά από επανεκπαίδευση (Re-Train) του δικτύου. Αυτό σημαίνει πως, μια πιο πυκνή δειγματοληψία μέγεθος τετραγώνου πλέγματος $0.5m \times 0.5m$ και κατά συνέπεια ένα πιο μεγάλο Training Dataset να καθιστούσε το Re-Train μη αναγκαίο. Ωστόσο μια τέτοια δειγματοληψία θα ήταν αρκετά μεγάλη σε μέγεθος δημιουργώντας προβλήματα μνήμης. Συγκρίνοντας τώρα τα σχήματα 5.3(β') και 5.3(δ') παρατηρούμε ότι υπάρχει μια μείωση του spectral efficiency περίπου κατά $5bps/Hz$. Μειώνοντας δηλαδή σημαντικά την ισχύ εκπομπής δεν παρατηρούμε ανάλογη μείωση στο spectral efficiency που σημαίνει ότι μπορούμε να πετύχουμε υψηλό spectral efficiency με χαμηλή ισχύ εκπομπής.

(α') Optimal spectral efficiency με $P_S = 25dBm$ (β') spectral efficiency με Deep Learning πίνακα D με $P_S = 25dBm$ (γ') Optimal spectral efficiency με $P_S = 10dBm$ (δ') spectral efficiency με Deep Learning πίνακα D με $P_S = 10dBm$ Σχῆμα 5.3: Deep learning and Optimal spectral efficiency για $\bar{M}_S = 8$

Στο 5.4 παρατηρούμε ότι ακόμα και με $\bar{M}_S = 4$ το σύστημα μας έχει το ίδιο spectral efficiency σε σχέση με $\bar{M}_S = 8$. Βλέπουμε δηλαδή, ότι η μείωση των Channel Sensors δεν επηρεάζει σχεδόν καθόλου την απόδοση του spectral efficiency. Ακόμη, παρατηρούμε ότι, η φασματική αποδοτικότητα ανάμεσα στο 5.4(δ') και 5.4(γ') είναι σχεδόν η ίδια. Αυτό σημαίνει ότι διαφορά των πινάκων D_{DL} και $D_{optimal}$ είναι σχεδόν 0. Επειδή οι πίνακες D_{DL} και $D_{optimal}$ είναι μιγαδικοί με ίδιο μέτρο την μονάδα

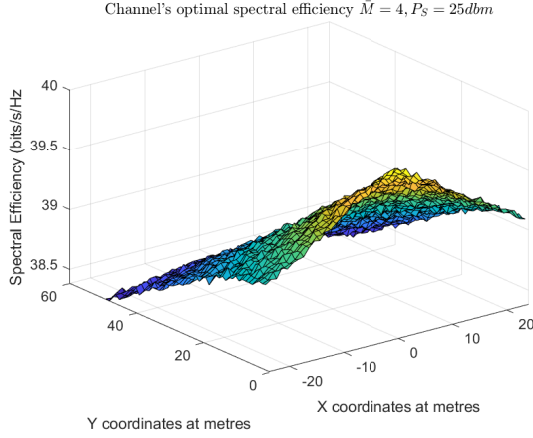
$$|D_{DLi}| = |D_{optimali}| = 1 \{i = 1, 2, 3, \dots, N_S\}$$

τότε αρκεί

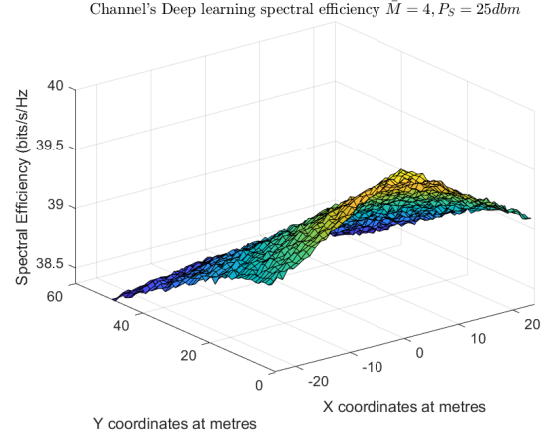
$$\angle D_{DLi} - \angle D_{optimali} \rightarrow 0$$

Στα 5.5(α') και 5.5(β') βλέπουμε τη κατανομή της διαφοράς φάσης κάθε στοιχείου του RIS για κάθε ένα πίνακα D_{DL} και D_{DL} δηλαδή

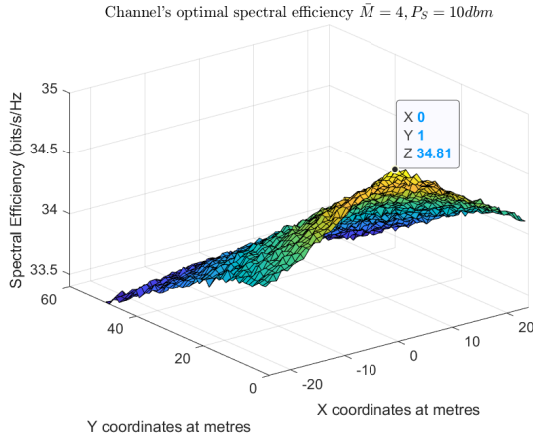
$$\bar{R}_i = \sum_{k=1}^K \angle D_{DLi} - \angle D_{optimali}$$



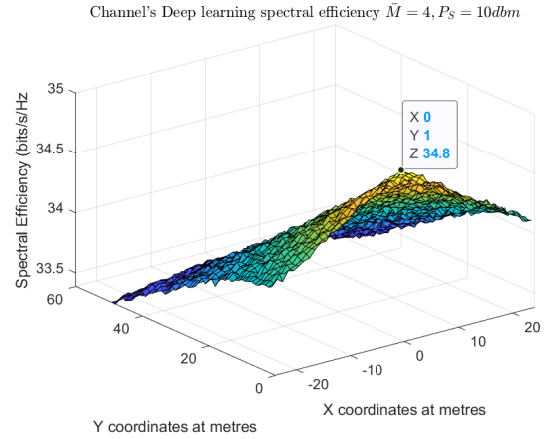
(α') Optimal spectral efficiency με $P_S = 25dBm$



(β') spectral efficiency με Deep Learning πίνακα D με $P_S = 25dBm$



(γ') Optimal spectral efficiency με $P_S = 10dBm$



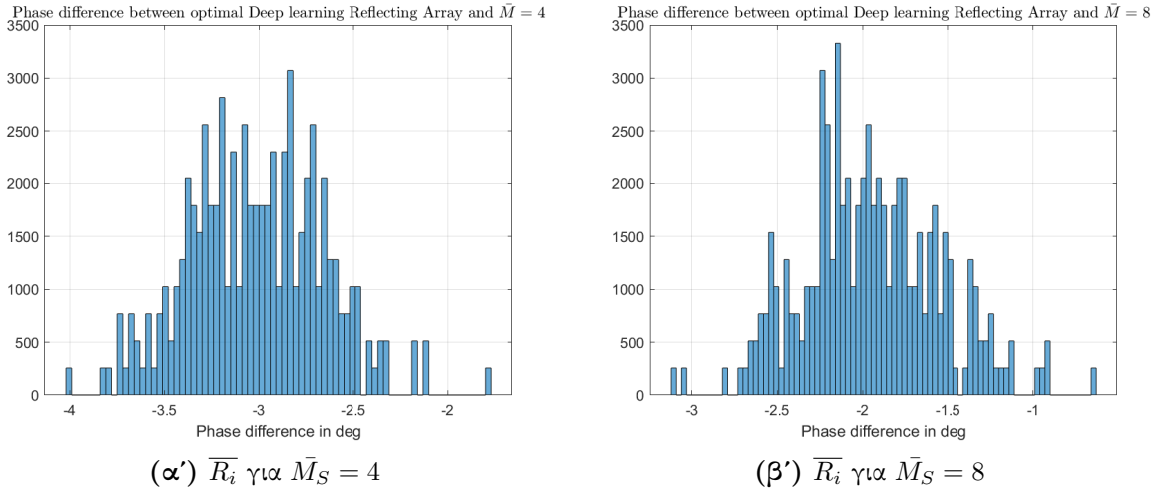
(δ') spectral efficiency με Deep Learning πίνακα D με $P_S = 10dBm$

Σχῆμα 5.4: Deep learning and Optimal spectral efficiency για $\bar{M}_S = 4$

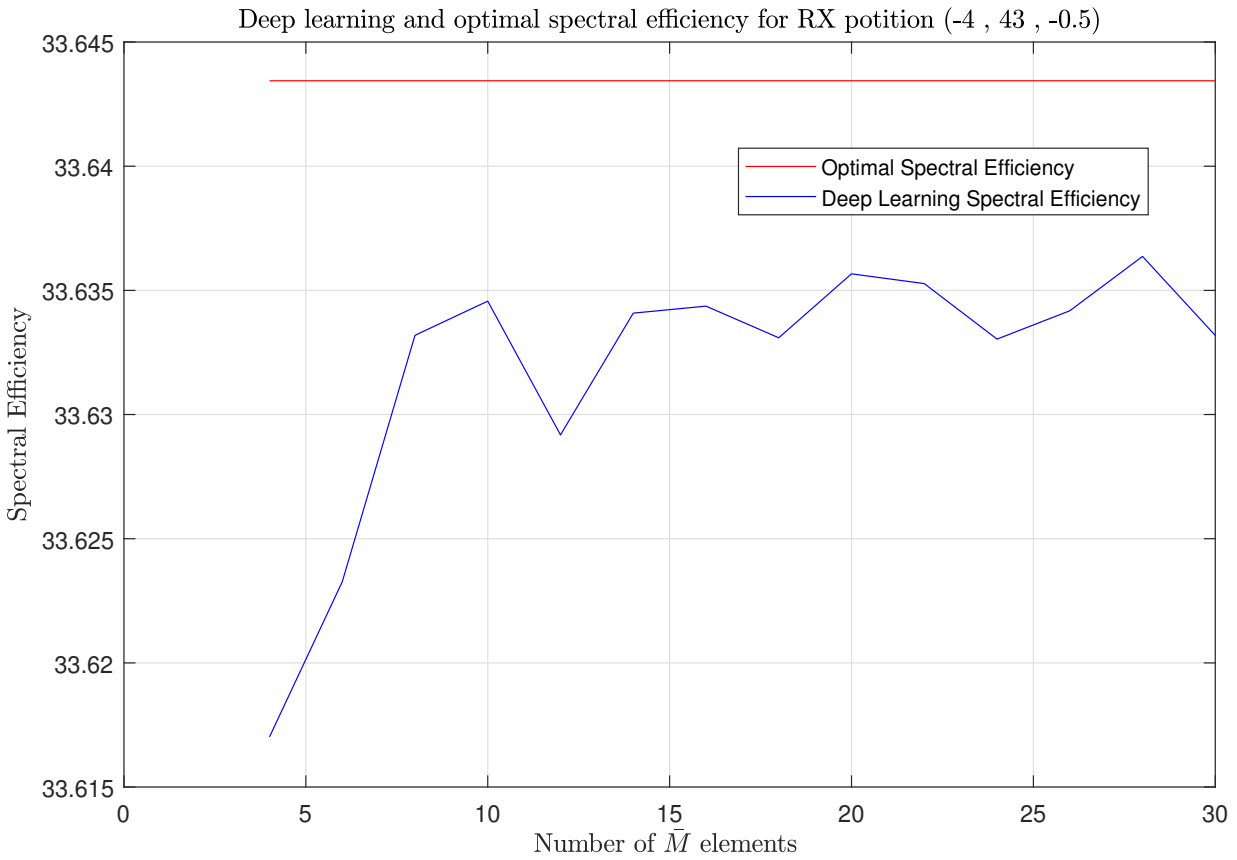
με K τον αριθμό των συνολικών πινάκων D . Στη περίπτωση μας $K = 2450$. Τέλος, παρατηρούμε ότι για $\bar{M}_S = 8$ το \bar{R} είναι πιο κοντά στο 0 από ότι για $\bar{M}_S = 4$. Κάτι τέτοιο είναι αναμενόμενο, καθώς όσο αυξάνουμε το \bar{M}_S , έχουμε καλύτερη γνώση των καναλιών $\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2$. Όπως βλέπουμε και στο 5.6 όσο αυξάνεται ο αριθμός των \bar{M}_S πετυχαίνουμε καλύτερο spectral efficiency όλο και πιο κοντά στο Optimal spectral efficiency. Βέβαια, παρατηρούμε πως για $\bar{M}_S > 10$ η μεταβολή του spectral efficiency είναι πάρα πολύ μικρή.

5.4 Συμπεράσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο προσπαθήσαμε να εισάγουμε ένα νέο τρόπο για την επίλυση του προβλήματος της επιλογής κατάλληλου πίνακα στροφής φάσης για το RIS. Στο πλαίσιο αυτό και με τη βοήθεια ενός νευρωνικού δικτύου κατασκευάσαμε τον βέλτιστο πίνακα \mathbf{D} . Παρατηρήσαμε πως η αποτελεσματικότητα της χρήσης του νευρωνικού δικτύου εξαρτάται τόσο από τον αριθμό των ενεργών στοιχείων του RIS όσο και από το πόσο καλά εκπαιδευμένο είναι το δίκτυο.



Σχήμα 5.5: Διαφορά φάσης κάθε στοιχείου του RIS σε μοίρες για $\bar{M}_S = 4$ και $\bar{M}_S = 8$



Σχήμα 5.6: \bar{R}_i για $\bar{M}_S = 2n$ με $n = (1, 2, 3, \dots, 15)$

Κεφάλαιον 6

Συμπεράσματα και μελλοντικές επεκτάσεις

Συνοψίζοντας στη παρούσα διπλωματική, καταφέραμε να κάνουμε πράξη τη σύνδεση δύο τεχνολογιών που αναμένεται να παίξουν καθοριστικό ρόλο στην 6G γενιά. Από τη μια, η τεχνολογία των ευφυών επαναπρογραμματιζόμενων επιφανειών (RIS) αποτελεί χρήσιμο εργαλείο για την επίτευξη υψηλών επιδόσεων φασματικής αποδοτικότητας. Έχουμε τη δυνατότητα να πετύχουμε σταθερά υψηλό spectral efficiency με μικρή ισχύ εκπομπής ακόμη και για μεγάλες αποστάσεις ανάμεσα σε TX και RX με μικρό οικονομικό και ενεργειακό κόστος. Από την άλλη, οι αλγόριθμοι μηχανικής μάθησης αυξάνουν την αποδοτικότητα του συστήματος μας μειώνοντας το χρόνο μετάδοσης σήματος. Προσδίδουν αυτονομία σε ένα σύστημα και μειώνουν το ενεργειακό του κόστος συμβάλλοντας στη μείωση της επεξεργαστικής ισχύς.

Στη διπλωματική αυτή αρχικά μελετήσαμε την κατευθυντικότητα των TX και RX κεραιών σε ένα MIMO hybrid Beamforming σύστημα. Εξετάσαμε τους παράγοντες που την επηρεάζουν τόσο στο hardware των πομποδεκτών όσο και στα χαρακτηριστικά-ιδιότητες του καναλιού μετάδοσης σήματος. Έπειτα, για το ίδιο σύστημα μελετήσαμε τη φασματική του αποδοτικότητα για σταθερούς TX και RX. Στο επόμενο κεφάλαιο εισάγαμε στο σύστημα το RIS, προτείναμε τρόπο για τη βέλτιστη λειτουργία του και εξετάσαμε το πως αυτό επηρεάζει τη φασματική αποδοτικότητα του συστήματος. Στη συνέχεια, εισάγαμε την κίνηση του RX στο χώρο και εξετάσαμε το πόσο συμφέρουσα είναι η χρήση του RIS όσο αναφορά τη φασματική αποδοτικότητα του συστήματος. Τέλος, παρουσιάσαμε ένα Deep Learning αλγόριθμο πρόβλεψης θέσης του RX από το RIS και εξετάσαμε την αποτελεσματικότητά του.

Στις μελλοντικές επεκτάσεις της διπλωματικής αυτής συμπεριλαμβάνονται:

- Μελέτη της αποδοτικότητας του αλγορίθμου βαθιάς μάθησης σε υποβοηθούμενα από RIS συστήματα σε διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων και περιβάλλοντα διάδοσης. Σημειώνεται ότι σε διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων τα χαρακτηριστικά του καναλιού ενδέχεται να έχουν σημαντικές διαφοροποιήσεις. Για παράδειγμα σε χαμηλότερες ζώνες συχνοτήτων, η ένταση της χωρική συσχέτιση είναι μειωμένη. Λαμβάνοντας υπόψιν μας αυτό, αξίζει να διερευνηθεί και ιδανικά να εξαχθεί η σχέση που συνδέει το πλήθος των ενεργών στοιχείων με τη ζώνη συχνοτήτων λειτουργίας του συστήματος.
- Ακολουθώντας παρόμοια λογική, θα ήταν ενδιαφέρουσα η μελέτη των ορίων της αποδοτικότη-

τας του αλγορίθμου σε συνεχώς μεταβαλλόμενα περιβάλλοντα διάδοσης, όπως για παράδειγμα εσωτερικοί χώροι, όπως γραφεία και εργοστάσια, όπου το μεγάλο πλήθος των κινητών εμποδίων μπορεί να επηρεάζει σημαντικά την στιγμιαία τιμή του καναλιού.

- Μελέτη επιδόσεων του αλγορίθμου βαθιάς μάθησης όταν η γνώση της φάσης του ισοδύναμου καναλιού δεν είναι τέλεια. Όπως έγινε φανερό στο κεφάλαιο 5, ο αλγόριθμος λαμβάνει ουσιαστικά σαν είσοδο την φάση του ισοδύναμου από άκρο-σε-άκρο κανάλι. Η φάση αυτή εκτιμάτε στον τελικό δέκτη και επικοινωνείτε στον μικροελεγκτή του RIS μέσω ενός χαμηλής συχνότητας καναλιού. Παρόλο που η φάση είναι ένα συνεχές μέγεθος, ο τελικός δέκτης την μετατρέπει σε μία από τις προκαθορισμένες τιμές για να την στείλει με την σειρά του στον μικροελεγκτή. Η διαδικασία αυτή εισάγει ένα αναπόφευκτο σφάλμα φάσης. Επιπλέον, ο εκτιμητής φάσης των ενεργών στοιχείων του RIS δεν είναι σε θέση να προσδιορίσει με μεγάλη ακρίβεια την φάση του προσπίπτοντος σήματος. Οπότε με την σειρά του προκαλεί ένα επιπλέον σφάλμα στην γνώση της φάσης του καναλιού στο RIS. Έχοντας ως κίνητρο αυτό, ο καθορισμός των επιδόσεων του αλγορίθμου μηχανικής μάθησης ως συνάρτηση του σφάλματος φάσης θεωρείτε μία σημαντική συνεισφορά πέρα από τα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής.
- Σχεδίαση πρωτοκόλλου εξαγωγής των φάσεων των καναλιών του πομπού με τα ενεργά στοιχεία του RIS και των ενεργών στοιχείων του RIS και του δέκτη χωρίς την χρήση καναλιού ανάδρασης μεταξύ δέκτη και πομπού, εκμεταλλευόμενοι τον αμφίδρομο χαρακτήρα των καναλιών. Κάτι τέτοιο θα απαιτούσε την επίλυση προβλήματος βελτιστοποίησης που να λαμβάνει υπόψιν του τον σύμφωνο χρόνο των καναλιών, αλλά και τα ελάχιστα δείγματα που χρειάζονται τα ενεργά στοιχεία του RIS για την εκτίμηση της φάσης των αντίστοιχων καναλιών.
- Τέλος, συγκριτική μελέτη των επιδόσεων του αλγορίθμου βαθιάς μάθησης με άλλους αλγορίθμους μηχανικής μάθησης, ως προς την φασματική και ενεργειακή αποδοτικότητα τους, καθώς και ως προς την αποδοτικότητα δεδομένων, για την εξεύρεση και σχεδίαση αλγορίθμου που εξάγει αποτελέσματα πλησιέστερα στην ιδανική περίπτωση.

Βιβλιογραφία

- [1] A. Bourdoux, A. N. Barreto, B. van Liempd, C. de Lima, D. Dardari, D. Belot, E.-S. Lohan, G. Seco-Granados, H. Sardeddeen, H. Wymeersch, J. Suutala, J. Saloranta, M. Guillaud, M. Isomursu, M. Valkama, M. R. K. Aziz, R. Berkvens, T. Sanguanpuak, T. Svensson, and Y. Miao, “6G white paper on localization and sensing,” *ArXiv*, June 2020.
- [2] A. A. Boulogeorgos and G. K. Karagiannidis, “Low-cost cognitive radios against spectrum scarcity,” *CoRR*, vol. abs/1803.10536, 2018. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/1803.10536>
- [3] A.-A. A. Boulogeorgos, A. Alexiou, T. Merkle, C. Schubert, R. Elschner, A. Katsiotis, P. Stavrianos, D. Kritharidis, P.-K. Chartsias, J. Kokkonieni, M. Juntti, J. Lehtomaki, A. Teixeira, and F. Rodrigues, “Terahertz technologies to deliver optical network quality of experience in wireless systems beyond 5G,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 6, pp. 144–151, June 2018.
- [4] “Mobile data traffic in central and eastern europe from 2011 to 2026,” *Statista*, 2011-2020. [Online]. Available: <https://www.statista.com/statistics/1133851/central-eastern-monthly-data-traffic/>
- [5] N. H. Mahmood, S. Böcker, A. Munari, F. Clazzer, I. Moerman, K. Mikhaylov, O. Lopez, O.-S. Park, E. Mercier, H. Bartz, R. Jäntti, R. Pragada, Y. Ma, E. Annanperä, C. Wietfeld, M. Andraud, G. Liva, Y. Chen, E. Garro, F. Burkhardt, H. Alves, C.-F. Liu, Y. Sadi, J.-B. Dore, E. Kim, J. Shin, G.-Y. Park, S.-K. Kim, C. Yoon, K. Anwar, and P. Seppänen, “White paper on critical and massive machine type communication towards 6G,” *ArXiv*.
- [6] A.-A. A. Boulogeorgos, J. M. Jornet, and A. Alexiou, “Directional terahertz communication systems for 6G: Fact check,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 16, no. 4, pp. 68–77, 2021.
- [7] A. A. Boulogeorgos, A. Alexiou, D. Kritharidis, A. Katsiotis, G. D. Ntouni, J. Kokkonieni, J. J. Lehtomäki, M. J. Juntti, D. Yankova, A. Mokhtar, J. Point, J. Machado, R. Elschner, C. Schubert, T. Merkle, R. Ferreira, F. Rodrigues, and J. Lima, “Wireless terahertz system architectures for networks beyond 5g,” *CoRR*, vol. abs/1810.12260, July 2018. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/1810.12260>
- [8] T. A. Tsiftsis, C. Valagiannopoulos, H. Liu, A.-A. A. Boulogeorgos, and N. I. Miridakis, “Metasurface-coated devices: A new paradigm for energy-efficient and secure 6G communications,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 17, no. 1, pp. 27–36, 2022.

- [9] A.-A. A. Boulogeorgos and A. Alexiou, "Coverage analysis of reconfigurable intelligent surface assisted thz wireless systems," *IEEE Open Journal of Vehicular Technology*, vol. 2, pp. 94–110, 2021.
- [10] D. Dardari and N. Decarli, "Holographic communication using intelligent surfaces," *IEEE Communications Magazine*, vol. 59, no. 6, pp. 35–41, 2021.
- [11] J. Bang, H. Chung, J. Hong, H. Seo, J. Choi, and S. Kim, "Millimeter-wave communications: Recent developments and challenges of hardware and beam management algorithms," *IEEE Communications Magazine*, vol. 59, no. 8, pp. 86–92, 2021.
- [12] A.-A. A. Boulogeorgos and A. Alexiou, "Performance analysis of reconfigurable intelligent surface-assisted wireless systems and comparison with relaying," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 94 463–94 483, 2020.
- [13] A.-A. A. Boulogeorgos and Alexiou, "How much do hardware imperfections affect the performance of reconfigurable intelligent surface-assisted systems?" *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 1, pp. 1185–1195, 2020.
- [14] S. Han, C.-l. I, Z. Xu, and C. Rowell, "Large-scale antenna systems with hybrid analog and digital beamforming for millimeter wave 5G," *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 1, pp. 186–194, 2015.
- [15] S. Sun, T. S. Rappaport, R. W. Heath, A. Nix, and S. Rangan, "Mimo for millimeter-wave wireless communications: beamforming, spatial multiplexing, or both?" *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 12, pp. 110–121, 2014.
- [16] E. N. Pappasotiriou, A.-A. A. Boulogeorgos, and A. Alexiou, "Performance analysis of thz wireless systems in the presence of antenna misalignment and phase noise," *IEEE Communications Letters*, vol. 24, no. 6, pp. 1211–1215, 2020.
- [17] J. Kokkonen, A.-A. Boulogeorgos, M. Aminu, J. Lehtomäki, A. Alexiou, and M. Juntti, "Impact of beam misalignment on thz wireless systems," *Nano Communication Networks*, 04 2020.
- [18] A.-A. A. Boulogeorgos, N. Chatzidiamantis, H. G. Sandalidis, A. Alexiou, and M. D. Renzo, "Performance analysis of multi-reconfigurable intelligent surface-empowered THz wireless systems."
- [19] K. Ntontin, A.-A. A. Boulogeorgos, E. Björnson, D. Selimis, W. A. Martins, S. Kisseleff, S. Abadal, E. Alarcón, A. Papazafeiropoulos, F. Lazarakis, A. Alexiou, and S. Chatzinotas, "Toward autonomous reconfigurable intelligent surfaces through wireless energy harvesting," *ArXiv*.
- [20] A. Kalokylos, A. Gavras, D. Camps Mur, M. Ghorraishi, and H. Hrasnica, "Ai and ml – enablers for beyond 5g networks," 2020.

- [21] A.-A. A. Boulogeorgos, E. Yaqub, M. di Renzo, A. Alexiou, R. Desai, and R. Klinkenberg, "Machine learning: A catalyst for thz wireless networks," *Frontiers in Communications and Networks*, vol. 2, 2021. [Online]. Available: <https://www.frontiersin.org/article/10.3389/frcmn.2021.704546>
- [22] E. Torkildson, C. Sheldon, U. Madhow, and M. Rodwell, "Millimeter-wave spatial multiplexing in an indoor environment," in *IEEE Globecom Workshops*, 2009, pp. 1–6.
- [23] E. Torkildson, B. Ananthasubramaniam, U. Madhow, and M. Rodwell, "Millimeter-wave mimo: Wireless links at optical speeds," *44th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing 2006*, vol. 1, 01 2006.
- [24] E. H. Mujammami and A. Sebak, "Analog beamforming system using rotman lens for 5G applications at 28 ghz," in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, 2019, pp. 153–154.
- [25] Z. Xiao, L. Zhu, Z. Gao, D. O. Wu, and X.-G. Xia, "User fairness non-orthogonal multiple access (noma) for millimeter-wave communications with analog beamforming," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, no. 7, pp. 3411–3423, 2019.
- [26] P. Raviteja, Y. Hong, and E. Viterbo, "Millimeter wave analog beamforming with low resolution phase shifters for multiuser uplink," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 4, pp. 3205–3215, 2018.
- [27] J. Choi, G. Lee, A. Alkhateeb, A. Gatherer, N. Al-Dhahir, and B. L. Evans, "Advanced receiver architectures for millimeter-wave communications with low-resolution adcs," *IEEE Communications Magazine*, vol. 58, no. 8, pp. 42–48, 2020.
- [28] S. Han, C.-l. I, Z. Xu, and C. Rowell, "Large-scale antenna systems with hybrid analog and digital beamforming for millimeter wave 5G," *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 1, pp. 186–194, 2015.
- [29] A.-A. A. Boulogeorgos and A. Alexiou, "Analytical performance evaluation of beamforming under transceivers hardware imperfections," in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, 2019, pp. 1–7.
- [30] "The Case for Hybrid Beamforming in 5G mmWave Prototypes," *IEEE Spectrum*, 2019.
- [31] E. Basar, M. Di Renzo, J. De Rosny, M. Debbah, M.-S. Alouini, and R. Zhang, "Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 116 753–116 773, 2019.
- [32] F. Liu, O. Tsilipakos, A. Ptilakis, A. C. Tasolamprou, M. S. Mirmoosa, N. V. Kantartzis, D.-H. Kwon, M. Kafesaki, C. M. Soukoulis, and S. A. Tretyakov, "Intelligent metasurfaces with continuously tunable local surface impedance for multiple reconfigurable functions," *Physical Review Applied*, vol. 11, no. 4, Apr 2019. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1103/PhysRevApplied.11.044024>

- [33] M. Di Renzo, K. Ntontin, J. Song, F. H. Danufane, X. Qian, F. Lazarakis, J. De Rosny, D.-T. Phan-Huy, O. Simeone, R. Zhang, M. Debbah, G. Lerosey, M. Fink, S. Tretyakov, and S. Shamai, “Reconfigurable intelligent surfaces vs. relaying: Differences, similarities, and performance comparison,” *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 1, pp. 798–807, 2020.
- [34] S. Kruk, B. Hopkins, I. I. Kravchenko, A. Miroshnichenko, D. N. Neshev, and Y. S. Kivshar, “Invited article: Broadband highly efficient dielectric metadevices for polarization control,” p. 030801, 2016. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1063/1.4949007>
- [35] S. Dang, O. Amin, B. Shihada, and M.-S. Alouini, “What should 6G be?” *Nature Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 20–29, jan 2020.
- [36] J. Wang, C. Jiang, H. Zhang, Y. Ren, K.-C. Chen, and L. Hanzo, “Thirty years of machine learning: The road to pareto-optimal wireless networks,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 22, no. 3, pp. 1472–1514, 2020.
- [37] O. E. Ayach, S. Rajagopal, S. Abu-Surra, Z. Pi, and R. W. Heath, “Spatially sparse precoding in millimeter wave mimo systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, no. 3, pp. 1499–1513, 2014.
- [38] T. Keenan and R. Villing, “Maximising spectral efficiency in lte cells,” in *IET Irish Signals and Systems Conference (ISSC 2012)*, 2012, pp. 1–6.
- [39] Y. Han, W. Tang, S. Jin, C.-K. Wen, and X. Ma, “Large intelligent surface-assisted wireless communication exploiting statistical csi,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 8, pp. 8238–8242, 2019.
- [40] S. Hu, F. Rusek, and O. Edfors, “Beyond massive mimo: The potential of data transmission with large intelligent surfaces,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 66, no. 10, pp. 2746–2758, 2018.
- [41] M. D. Renzo, M. Debbah, D.-T. Phan-Huy, A. Zappone, M.-S. Alouini, C. Yuen, V. Sciancalepore, G. C. Alexandropoulos, J. Hoydis, H. Gacanin, J. de Rosny, A. Bounceur, G. Lerosey, and M. Fink, “Smart radio environments empowered by reconfigurable AI metasurfaces: an idea whose time has come,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2019, no. 1, may 2019.
- [42] A. C. Tasolamprou, A. Pitolakis, S. Abadal, O. Tsilipakos, X. Timoneda, H. Taghvaei, M. Sajjad Mirmoosa, F. Liu, C. Liaskos, A. Tsioliaridou, S. Ioannidis, N. V. Kantartzis, D. Manassis, J. Georgiou, A. Cabellos-Aparicio, E. Alarcón, A. Pitsillides, I. F. Akyildiz, S. A. Tretyakov, E. N. Economou, M. Kafesaki, and C. M. Soukoulis, “Exploration of intercell wireless millimeter-wave communication in the landscape of intelligent metasurfaces,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 122 931–122 948, 2019.
- [43] A.-A. A. Boulogeorgos, N. Chatzidiamantis, H. G. Sandalidis, A. Alexiou, and M. Di Renzo, “Cascaded composite turbulence and misalignment: Statistical characterization and applica-

- tions to reconfigurable intelligent surface-empowered wireless systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, pp. 1–1, 2022.
- [44] Z. Yigit, E. Basar, and I. Altunbas, “Low complexity adaptation for reconfigurable intelligent surface-based mimo systems,” *IEEE Communications Letters*, vol. 24, no. 12, pp. 2946–2950, 2020.
- [45] A.-C. Anastou, K. K. Delibasis, A.-A. A. Boulogeorgos, H. G. Sandalidis, A. Vavoulas, and S. K. Tasoulis, “A low complexity indoor visible light positioning method,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 57 658–57 673, 2021.
- [46] X. Hu, C. Zhong, and Z. Zhang, “Angle-domain intelligent reflecting surface systems: Design and analysis,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 69, no. 6, pp. 4202–4215, 2021.
- [47] T. Jiang, H. V. Cheng, and W. Yu, “Learning to reflect and to beamform for intelligent reflecting surface with implicit channel estimation,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 39, no. 7, pp. 1931–1945, 2021.
- [48] S. E. Zegrar, L. Afeef, and H. Arslan, “A general framework for ris-aided mmwave communication networks: Channel estimation and mobile user tracking,” 2020.
- [49] A. Taha, M. Alrabeiah, and A. Alkhateeb, “Enabling large intelligent surfaces with compressive sensing and deep learning,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 44 304–44 321, 2021.
- [50] V. Jamali, M. Najafi, R. Schober, and H. V. Poor, “Power efficiency, overhead, and complexity tradeoff of irs codebook design—quadratic phase-shift profile,” *IEEE Communications Letters*, vol. 25, no. 6, pp. 2048–2052, 2021.