



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ
ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ

ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΚΑΙ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

ΜΕΛΕΤΗ ΤΗΣ ΚΑΛΥΨΗΣ ΤΩΝ ΕΚΤΗΣ ΓΕΝΙΑΣ
ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ ΜΕ
ΤΗΝ ΧΡΗΣΗ ΕΠΑΝΑΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΖΟΜΕΝΩΝ
ΕΞΥΠΝΩΝ ΕΠΙΦΑΝΕΙΩΝ

ΜΠΟΥΖΗ ΧΡΥΣΗ 2121161

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΥΠΕΥΘΥΝΟΣ

Θεόδωρος Τσιφτοής

Καθηγητής

Λαμία, Οκτώβριος 2025



UNIVERSITY OF
THESSALY

SCHOOL OF SCIENCE

DEPARTMENT OF INFORMATICS & TELECOMMUNICATIONS

COVERAGE ANALYSIS OF RECONFIGURABLE
INTELLIGENT SURFACES OF 6G WIRELESS
COMMUNICATION SYSTEMS

CHRYSI BOUZI 2121161

FINAL THESIS

ADVISOR

Theodoros Tsiftsis

Professor

Lamia, October 2025

«Με ατομική μου ευθύνη και γνωρίζοντας τις κυρώσεις ⁽¹⁾, που προβλέπονται από της διατάξεις της παρ. 6 του άρθρου 22 του Ν. 1599/1986, δηλώνω ότι:

1. Δεν παραθέτω κομμάτια βιβλίων ή άρθρων ή εργασιών άλλων αυτολεξεί **χωρίς να τα περικλείω σε εισαγωγικά** και χωρίς να αναφέρω το συγγραφέα, τη χρονολογία, τη σελίδα. Η αυτολεξεί παράθεση χωρίς εισαγωγικά χωρίς αναφορά στην πηγή, είναι λογοκλοπή. Πέραν της αυτολεξεί παράθεσης, λογοκλοπή θεωρείται και η παράφραση εδαφίων από έργα άλλων, συμπεριλαμβανομένων και έργων συμφοιτητών μου, καθώς και η παράθεση στοιχείων που άλλοι συνέλεξαν ή επεξεργάστηκαν, χωρίς αναφορά στην πηγή. Αναφέρω πάντοτε με πληρότητα την πηγή κάτω από τον πίνακα ή σχέδιο, όπως στα παραθέματα.

2. Δέχομαι ότι η αυτολεξεί **παράθεση χωρίς εισαγωγικά**, ακόμα κι αν συνοδεύεται από αναφορά στην πηγή σε κάποιο άλλο σημείο του κειμένου ή στο τέλος του, είναι αντιγραφή. Η αναφορά στην πηγή στο τέλος π.χ. μιας παραγράφου ή μιας σελίδας, δεν δικαιολογεί συρραφή εδαφίων έργου άλλου συγγραφέα, έστω και παραφρασμένων, και παρουσίασή τους ως δική μου εργασία.

3. Δέχομαι ότι υπάρχει επίσης περιορισμός στο μέγεθος και στη συχνότητα των παραθεμάτων που μπορώ να εντάξω στην εργασία μου εντός εισαγωγικών. Κάθε μεγάλο παράθεμα (π.χ. σε πίνακα ή πλαίσιο, κλπ), προϋποθέτει ειδικές ρυθμίσεις, και όταν δημοσιεύεται προϋποθέτει την άδεια του συγγραφέα ή του εκδότη. Το ίδιο και οι πίνακες και τα σχέδια

4. Δέχομαι όλες τις συνέπειες σε περίπτωση λογοκλοπής ή αντιγραφής.

Ημερομηνία: 3/10/2025

Ο – Η Δηλ.

(1) «Όποιος εν γνώσει του δηλώνει ψευδή γεγονότα ή αρνείται ή αποκρύπτει τα αληθινά με έγγραφη υπεύθυνη δήλωση του άρθρου 8 παρ. 4 Ν. 1599/1986 τιμωρείται με φυλάκιση τουλάχιστον τριών μηνών. Εάν ο υπαίτιος αυτών των πράξεων σκόπευε να προσπορίσει στον εαυτόν του ή σε άλλον περιουσιακό όφελος βλάπτοντας τρίτον ή σκόπευε να βλάψει άλλον, τιμωρείται με κάθειρξη μέχρι 10 ετών.»

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Με την έλευση των δικτύων 6G, η αντιμετώπιση των προβλημάτων κάλυψης ιδιαίτερα σε συνθήκες χωρίς οπτική επαφή (NLOS) αποτελεί σημαντική πρόκληση. Η παρούσα πτυχιακή εργασία επικεντρώνεται στη μελέτη και αξιολόγηση των Επαναπρογραμματιζόμενων Ευφών Επιφανειών (Reconfigurable Intelligent Surfaces - RIS), μιας αναδυόμενης τεχνολογίας που στοχεύει στη επίλυση αυτού του προβλήματος, προσφέροντας ελεγχόμενο ανασχεδιασμό του ασύρματου περιβάλλοντος. Αρχικά, παρουσιάζεται το θεωρητικό υπόβαθρο της λειτουργίας των RIS, με έμφαση στη φασική ευθυγράμμιση και στην ενίσχυση του σήματος. Ακολουθεί η μαθηματική μοντελοποίηση του καναλιού επικοινωνίας με χρήση των έξυπνων επιφανειών, καθώς και η ανάλυση βασικών μετρικών απόδοσης, όπως η πιθανότητα outage, το κέρδος SNR και η καθυστέρηση μετάδοσης. Αναλύονται τρία σενάρια ασύρματης επικοινωνίας: την άμεση ζεύξη (direct link), την αναμετάδοση μέσω ενδιάμεσου κόμβου (relaying) και τη χρήση RIS-υποβοηθούμενων συστημάτων, καθώς παρέχεται και εκτενές θεωρητικό υπόβαθρο για τις τεχνολογίες αυτές.

Τέλος, πραγματοποιούνται προσομοιώσεις τύπου Monte Carlo σε περιβάλλον MATLAB για την επιβεβαίωση των θεωρητικών ευρημάτων και τη διερεύνηση της αποδοτικότητας των RIS σε ρεαλιστικά σενάρια. Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι σε συνθήκες έντονης σκίασης, οι έξυπνες αυτές επιφάνειες μπορούν να επεκτείνουν σημαντικά την περιοχή κάλυψης και να μειώσουν την πιθανότητα διακοπής της σύνδεσης, σε σύγκριση με έναν ισοδύναμο αναμεταδότη. Συνολικά, θα παρατηρηθεί ότι υπερτερούν έναντι των παραδοσιακών συστημάτων αναμετάδοσης και της άμεσης ζεύξης, υπογραμμίζοντας την αποτελεσματικότητά τους στην αντιμετώπιση των προκλήσεων κάλυψης στα δίκτυα 6^{ης} γενιάς.

ABSTRACT

With the advent of 6G networks, addressing coverage challenges particularly under non-line-of-sight (NLOS) conditions constitutes a significant issue. This thesis focuses on the study and evaluation of Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS), an emerging technology that aims to tackle this problem by enabling controlled reconfiguration of the wireless propagation environment. First, the theoretical background of the operation is presented, with emphasis on phase alignment and signal enhancement. This is followed by the mathematical modeling of RIS-aided communication channels, as well as the analysis of key performance metrics such as outage probability, SNR gain, and transmission delay. Three wireless communication scenarios are examined: direct link transmission, relaying through an intermediate node, and RIS-aided systems, while an extensive theoretical foundation for these technologies is also provided.

Finally, Monte Carlo simulations are conducted in MATLAB to validate the theoretical findings and to investigate the efficiency of RIS in realistic scenarios. The results demonstrate that under severe shadowing conditions, reconfigurable intelligent surfaces can significantly extend the coverage area and reduce the probability of link outage compared to an equivalent relay. Overall, it is observed that RIS outperforms both traditional relaying systems and direct link transmission, highlighting their effectiveness in addressing coverage challenges in 6th generation wireless networks.

Table of Contents

ΠΕΡΙΛΗΨΗ	I
ABSTRACT	III
<u>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....</u>	<u>2</u>
ΕΝΟΤΗΤΑ 1.1.Α ΕΠΑΝΑΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΖΟΜΕΝΕΣ ΕΥΦΥΕΙΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΕΣ.....	2
<u>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΥΠΟΒΑΘΡΟ</u>	<u>5</u>
ΕΝΟΤΗΤΑ 2.1.Α ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ RIS ΚΑΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ	5
ΕΝΟΤΗΤΑ 2.2.Α ΔΙΑΔΕΙΨΗ RAYLEIGH ΚΑΙ ΣΤΑΤΙΣΤΙΚΗ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ.....	6
ΕΝΟΤΗΤΑ 2.3.Α ΜΟΝΤΕΛΟ ΚΑΝΑΛΙΟΥ RIS	7
ΕΝΟΤΗΤΑ 2.3.Β ΤΟ ΠΡΟΒΛΗΜΑ ΤΗΣ ΑΓΝΩΣΤΗΣ ΚΑΤΑΝΟΜΗΣ ΤΟΥ ΜΕΓΙΣΤΟΠΟΙΗΜΕΝΟΥ SNR.....	12
<u>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ</u>	<u>14</u>
ΕΝΟΤΗΤΑ 3.1.Α TWO-RAY MODEL.....	14
<u>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΑΠΟΔΟΣΗΣ.....</u>	<u>18</u>
ΕΝΟΤΗΤΑ 4.1.Α ΑΝΑΛΥΣΗ ΠΙΘΑΝΟΤΗΤΑΣ ΔΙΑΚΟΠΗΣ ΚΑΙ ΚΑΛΥΨΗΣ.....	18
ΕΝΟΤΗΤΑ 4.2.Α ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΚΑΛΥΨΗΣ	19
ΕΝΟΤΗΤΑ 4.3.Α SNR GAIN ANALYSIS	22
ΕΝΟΤΗΤΑ 4.4.Α ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΘΥΣΤΕΡΗΣΗΣ DOR (DELAY OUTAGE RATE)	23
<u>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΑΙ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ.....</u>	<u>26</u>
ΕΝΟΤΗΤΑ 5.1.Α ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑΣ MATLAB.....	26
ΕΝΟΤΗΤΑ 5.1.Β ΔΙΕΥΚΡΙΝΙΣΕΙΣ ΘΕΩΡΙΑΣ–ΚΩΔΙΚΑ	26
ΕΝΟΤΗΤΑ 5.2.Α ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ.....	27
<u>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ</u>	<u>34</u>

<u>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ</u>	<u>35</u>
<u>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΚΩΔΙΚΕΣ MATLAB.....</u>	<u>36</u>

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 Εισαγωγή

Ενότητα 1.1.α Επαναπρογραμματιζόμενες Ευφυείς Επιφάνειες

Οι ασύρματες επικοινωνίες έχουν γνωρίσει αλματώδη πρόοδο από τις πρώτες ραδιοεκπομπές του 20ού αιώνα έως τη σημερινή εποχή των δικτύων πέμπτης και έκτης γενιάς. Κάθε γενιά (1G έως 5G) έφερε τεχνολογικές καινοτομίες που βελτίωσαν την ταχύτητα, την ποιότητα και την αξιοπιστία των συνδέσεων. Από την απλή φωνητική επικοινωνία, περάσαμε στη μαζική μετάδοση δεδομένων, την πολυπλεξία, τα συστήματα πολλαπλών κεραιών (MIMO) και τις τεχνικές beamforming, δημιουργώντας ένα συνεχώς εξελισσόμενο περιβάλλον επικοινωνίας.

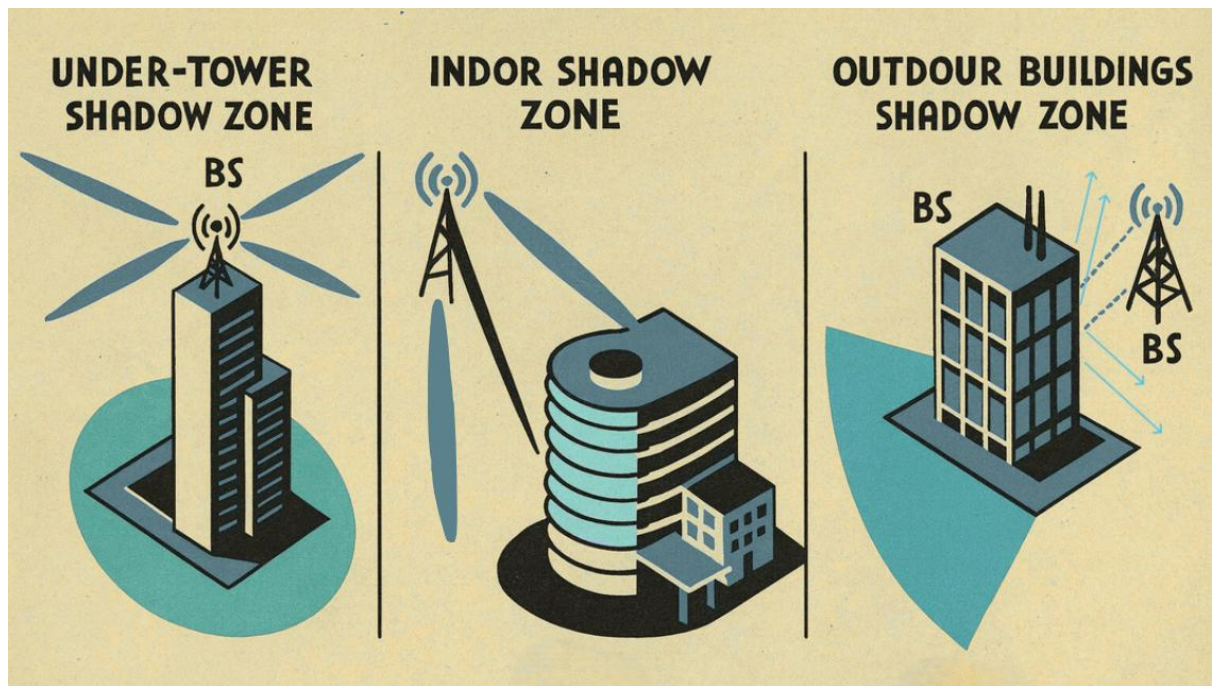
Ωστόσο, ένα θεμελιώδες πρόβλημα παρέμενε αναλλοίωτο: το φυσικό περιβάλλον διάδοσης. Τοίχοι, κτήρια και πολλά άλλα εμπόδια επηρεάζουν αρνητικά την κάλυψη, προκαλώντας εξασθένηση, πολλαπλή διάδοση και παρεμβολές.

Λόγω αυτών των φυσικών περιορισμών διάδοσης στα πραγματικά περιβάλλοντα εμφανίζονται περιοχές ασθενούς κάλυψης ή αλλιώς «νεκρές ζώνες» οι οποίες εμποδίζουν την ομαλή ποιότητα σύνδεσης. Ουσιαστικά, οι νεκρές ζώνες μπορούν να χαρακτηριστούν ως «τρύπες» κάλυψης όπου το λαμβανόμενο σήμα είναι πολύ εξασθενημένο έως ανύπαρκτο.

Η κύρια αιτία πίσω από το πρόβλημα αυτό βρίσκεται, από τις απαρχές των ασύρματων επικοινωνιών, το μέσο διάδοσης (αέρας, χώρος). Θεωρείται ένας τυχαίος και ανεξέλεγκτος παράγοντας που συχνά υποβαθμίζει την ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος από την αλληλεπίδρασή του με αντικείμενα στο περιβάλλον. Επιπλέον, φυσικοί παράγοντες όπως η περιορισμένη γωνία κλίσης προς τα κάτω της κεραίας ενός σταθμού βάσης και οι μεγάλες απώλειες κατά την διείσδυση των σημάτων μέσα από τοίχους και κτήρια, συχνά αποτρέπουν την ομοιόμορφη αξιόπιστη κάλυψη σήματος σε όλη την κυψέλη.

Ως αποτέλεσμα, διαμορφώνονται αναπόφευκτα κενά κάλυψης οι ονομαζόμενες «νεκρές ζώνες» στα τρέχοντα δίκτυα, γεγονός που οδηγεί σε αποσυνδέσεις ή χαμηλή ποιότητα υπηρεσίας για τους χρήστες που βρίσκονται σε εκείνα τα σημεία.

Οι «νεκρές ζώνες» δημιουργούνται σε ποικίλα τυπικά σενάρια. Για παράδειγμα, ακριβώς κάτω από μια κεραία σταθμού βάσης εμφανίζεται συχνά μια ζώνη σκιάς κάτω από τον πύργο (under-tower shadow zone), όπου η ισχύς του σήματος είναι χαμηλή επειδή το διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας δεν καλύπτει επαρκώς την περιοχή ακριβώς από κάτω. Επιπρόσθετα, σε εσωτερικούς χώρους (indoor shadow zones), τα ηλεκτρομαγνητικά σήματα εξασθενούν δραστικά όταν διαπερνούν εμπόδια όπως οι τοίχοι από οπλισμένο σκυρόδεμα ή μεταλλικά υλικά, με αποτέλεσμα οι εσωτερικοί αυτοί χώροι να έχουν πολύ ασθενές σήμα. Αντίστοιχα, σε υπαίθριες αστικές περιοχές, κοντά σε ψηλά κτίρια, εμφανίζονται εξωτερικές ζώνες σκιάς από κτίρια (outdoor building shadow zones) όπου, τα μεγάλα κτήρια εμποδίζουν την άμεση διάδοση των ραδιοκυμάτων, δημιουργώντας εκτεταμένες περιοχές με αδύναμο σήμα.



Σχήμα 1. 1 Τρεις πιο σύννητες περιπτώσεις νεκρών ζωνών (γαλάζιες σκιές) που δημιουργούν εξασθένιση των σημάτων μετάδοσης

Για να υλοποιηθεί το όραμα των μελλοντικών δικτύων 6G για καθολική ασύρματη κάλυψη υψηλής ποιότητας, είναι κρίσιμο να βρεθούν λύσεις που θα αντιμετωπίσουν αυτά τα κενά κάλυψης στα σημερινά δίκτυα 5G. Με άλλα λόγια, η εξάλειψη των νεκρών ζωνών είναι απαραίτητη ώστε η υπόσχεση του 5G (και πέρα) για παντού και πάντα συνδεσιμότητα να γίνει πραγματικότητα.

Μέχρι πρόσφατα, η αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος ήταν παθητική, με τον πομπό και τον δέκτη να προσαρμόζονται στις δυσμενείς συνθήκες διάδοσης.

Η τεχνολογία των Επαναπρογραμματιζόμενων Ευφυών Επιφανειών (Reconfigurable Intelligent Surfaces - RIS) έρχεται να ανατρέψει αυτή την παραδοσιακή προσέγγιση. Αντί να θεωρείται το περιβάλλον ως πρόβλημα, οι επιφάνειες αυτές μας επιτρέπουν να το μετατρέψουμε σε μέρος της λύσης. Με άλλα λόγια, μπορούμε πλέον να «προγραμματίζουμε» το ίδιο το περιβάλλον, κατευθύνοντας τα σήματα δυναμικά σε συγκεκριμένες περιοχές, ενισχύοντας την ισχύ λήψης και αποφεύγοντας ανεπιθύμητες παρεμβολές. Αυτή η νέα αντίληψη, όπου το περιβάλλον γίνεται εργαλείο ελέγχου και βελτιστοποίησης της επικοινωνίας, ανοίγει τον δρόμο για τα Έξυπνα Ραδιοπεριβάλλοντα (Smart Radio Environments), στα οποία το ίδιο το μέσο μετάδοσης παύει να είναι παθητικό και αποκτά ενεργό ρόλο στην επικοινωνία.

Οι RIS είναι ουσιαστικά τεχνητές, επίπεδες μεταεπιφάνειες που αποτελούνται από έναν μεγάλο αριθμό μικρο-στοιχείων (meta-atoms), τα οποία μπορούν να ελεγχθούν ηλεκτρονικά, μεταβάλλοντας τον τρόπο με τον οποίο ανακλούν τα προσπίπτοντα ραδιοκύματα. Άρα, η βασική τους ιδιότητα είναι ότι μπορούν να ελέγχουν την φάση και την κατεύθυνση των σημάτων.

Πιο λεπτομερειακά, η αρχή λειτουργίας τους μπορεί να παρομοιαστεί με έναν «ευφυή καθρέφτη», ικανό να προγραμματίζει τον τρόπο που επεμβαίνει στο κύμα. Αντί να το ανακλά παθητικά προς μία τυχαία ή προκαθορισμένη κατεύθυνση, κάθε μικρο-στοιχείο της RIS

προσθ  τει μια συγκεκριμ  νη φασική μετατόπιση στο προσπίπτον κύμα. Έτσι,   ταν τα μερικά κύματα επανεκπέμπονται και αθροίζονται, μπορούν να δημιουργήσουν συμφασική ενίσχυση προς μια επιλεγμ  νη κατεύθυνση, αυξάνοντας δραματικά την ισχύ του ληφθέντος σήματος,    αντίθετα να οδηγήσουν σε ακύρωση σε ανεπιθύμητες κατευθύνσεις.

Με σωστή τοποθέτηση και ρύθμιση, οι   ξυπνες επιφάνειες μπορούν να επεκτείνουν την κάλυψη μιας κυψ  λης και να βελτιώσουν δραστικά το ρυθμό μετάδοσης, με χαμηλό κόστος και υψηλή ενεργειακή αποδοτικότητα. Για παράδειγμα, μπορούν να τοποθετηθούν εύκολα σε τοίχους    οροφ  ς σε εσωτερικούς χώρους, καθώς και στις προσόψεις κτιρίων σε εξωτερικούς χώρους, λειτουργώντας ως «  ξυπνοι ανακλαστήρες» που ανακατευθ  νουν το σήμα   ταν η απευθείας οπτική επαφή (LOS) μεταξύ πομπού και δέκτη   χει μπλοκαριστεί    το σήμα είναι πολύ ασθεν  ς. Με αυτόν τον τρόπο προσφέρουν μια αποδοτική και ευ  λικτη λύση για τη βελτίωση της κάλυψης στα δίκτυα 6G, υπερτερώντας σε πολλές περιπτώσεις τόσο της άμεσης ζεύξης (direct link)   σο και των συμβατικών συστημάτων αναμετάδοσης (relaying).

Η τεχνολογία αυτή συνδυάζει στοιχεία   πό την επιστήμη των μετα  λικών, τη θεωρία κεραιών και τις ασύρματες τηλεπικοινωνίες, εισάγοντας   ναν μηχανισμό που γενικεύει τους κλασικούς νόμους ανάκλασης και διάθλασης, νόμος του Snell. Μ  σω της κατάλληλης σχεδίασης, κάθε στοιχείο της επιφάνειας μπορεί να επιβάλλει στο προσπίπτον κύμα μια φασική μετατόπιση, επιτρέποντας στις RIS να κατευθ  νουν τα σήματα με μεγαλύτερη αποδοτικότητα.

Αν και οι   ροι RIS και IRS (Intelligent Reflecting Surfaces) χρησιμοποιούνται συχνά εναλλακτικά, ο   ρος RIS   χει επικρατήσει για να τονίσει τον επαναπρογραμματιζόμενο και ευφυή χαρακτήρα αυτών των επιφανειών,   νώ το IRS χρησιμοποιείται πιο γενικά για παρόμοιες παθητικές επιφάνειες. Στην πράξη, οι περισσότερες σύγχρονες υλοποιήσεις εμπίπτουν στην κατηγορία των RIS.

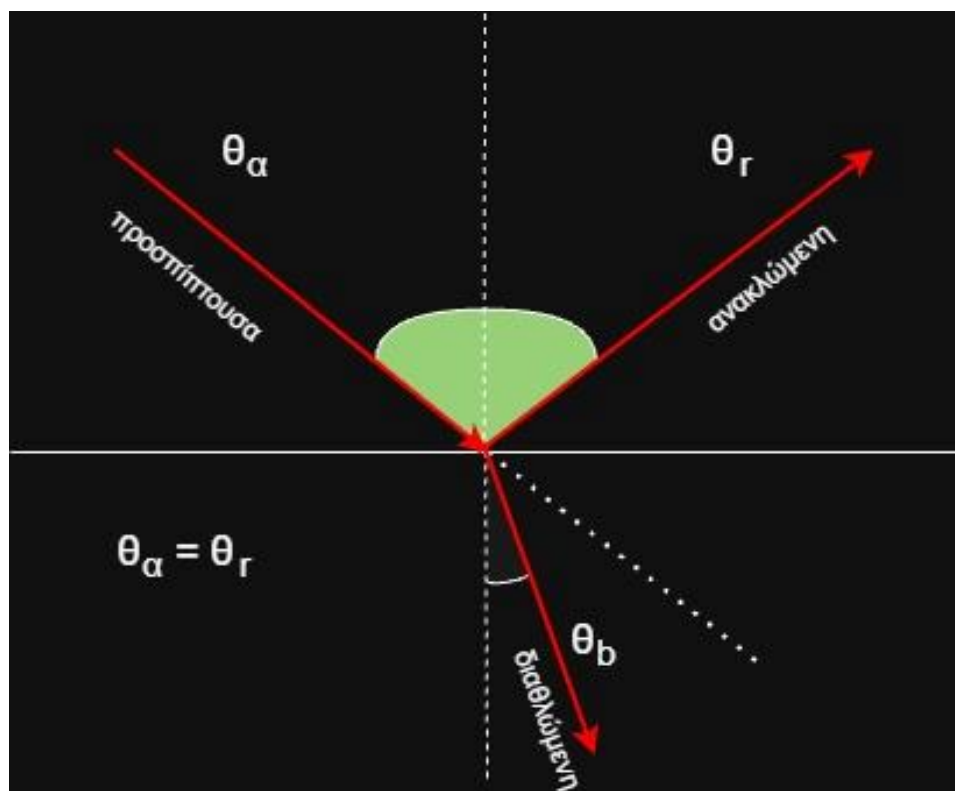
Στην παρούσα πτυχιακή εργασία, εστιάζουμε στη θεωρητική μελέτη των RIS και την αξιολόγηση της απόδοσής τους μέσα   πό μαθηματική ανάλυση και γραφικές παραστάσεις. Στόχος είναι να αναδείξουμε π  ς η χρήση των RIS μπορεί να ενισχύσει την κάλυψη, την αξιοπιστία και την ενεργειακή αποδοτικότητα των ασύρματων επικοινωνιών στα δίκτυα 6  ς γενιάς.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 Θεωρητικό Υπόβαθρο

Ενότητα 2.1.α Τεχνολογία RIS και Λειτουργία

Πριν προχωρήσουμε στη μαθηματική μοντελοποίηση του συστήματος επικοινωνίας με επαναπρογραμματιζόμενες έξυπνες επιφάνειες, είναι χρήσιμο να κατανοηθεί η βασική φυσική αρχή που επιτρέπει στις RIS να διαμορφώνουν το σήμα: ο γενικευμένος νόμος του Snell.

Στην κλασική οπτική, ο νόμος του Snell ορίζει ότι η γωνία ανάκλασης ή διάθλασης ενός κύματος σε ένα μέσο καθορίζεται αποκλειστικά από τη γωνία πρόσπτωσης και τις διαθλαστικές ιδιότητες των υλικών. Ωστόσο, όταν εφαρμόζουμε βαθμίδες φάσης κατά μήκος μιας τεχνητής μεταεπιφάνειας όπως η RIS, μπορούμε να παρακάμψουμε τον κλασικό αυτό νόμο και να κατευθύνουμε το κύμα προς αυθαίρετες κατευθύνσεις. Αυτή η δυνατότητα είναι γνωστή ως “ανώμαλη ανάκλαση” ή “γενικευμένος νόμος του Snell” και επιτυγχάνεται μέσω προγραμματισμένης τροποποίησης της φάσης σε κάθε μικροστοιχείο της επιφάνειας.



Σχήμα 2. 1 Απεικόνιση του νόμου του Snell στους άξονες x και y για βαθύτερη κατανόηση

Η βασική ιδέα πίσω από το μαθηματικό μοντέλο της RIS είναι ότι κάθε επιμέρους στοιχείο λειτουργεί ως ένας φυσικός διαμορφωτής. Το κύμα που προσπίπτει στην RIS ανακλάται από κάθε στοιχείο με μια συγκεκριμένη μετατόπιση φάσης, η οποία ελέγχεται κεντρικά. Οι διαμορφώσεις αυτές επιτρέπουν τη συλλογική ενίσχυση του σήματος στον δέκτη, μέσω της λεγόμενης συμφασικής πρόσθεσης. Σε αυτήν τη διαδικασία, οι πολλαπλές ανακλάσεις που δημιουργούνται από τη RIS μπορούν να ενισχύσουν σημαντικά το σήμα

στον προορισμό, φτάνοντας μέχρι και τετραγωνική αύξηση της ισχύος σε σχέση με τον αριθμό των στοιχείων της επιφάνειας.

Αξίζει να εξετάσουμε πιο συγκεκριμένα τον τρόπο με τον οποίο ελέγχουν και διαμορφώνουν το προσπίπτον κύμα. Μία RIS αποτελείται από ένα μεγάλο πλήθος μικροσκοπικών διατάξεων που ονομάζονται μεταστοιχεία (meta-atoms). Αυτά τα μεταστοιχεία λειτουργούν ως υπομονάδες που αλληλεπιδρούν με τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα και επιτρέπουν την εφαρμογή επιθυμητών φασικών μετατοπίσεων στο ανακλώμενο σήμα.

Η ενεργοποίηση ή απενεργοποίηση συγκεκριμένων φασικών αποκρίσεων επιτυγχάνεται μέσω ηλεκτρονικών εξαρτημάτων όπως οι διόδοι PIN. Κάθε μεταστοιχείο μπορεί να «προγραμματιστεί» ώστε να ανταποκρίνεται με συγκεκριμένη φάση στο προσπίπτον κύμα, μετατρέποντας την επιφάνεια σε ένα πλήρως ελεγχόμενο σύστημα ανάκλασης. Η όλη διαχείριση των φασικών αποκρίσεων γίνεται από έναν κεντρικό ελεγκτή, ο οποίος, βάσει των συνθηκών του καναλιού, καθορίζει τις φασικές μεταβολές που πρέπει να εφαρμόσει το κάθε στοιχείο.

Για την περιγραφή αυτής της λειτουργίας, χρησιμοποιείται ένα συνδυαστικό μοντέλο καναλιού το οποίο περιλαμβάνει δύο τμήματα: το κανάλι από τη μονάδα βάσης (BS) προς τη RIS και το κανάλι από τη RIS προς τον χρήστη. Η ανάλυση βασίζεται στη θεωρία των SISO συστημάτων υπό διαλείψεις Rayleigh, με χρήση σύνθετων στοχαστικών μεταβλητών και μαθηματικών εργαλείων όπως η σύνθετη κανονική κατανομή, ο λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR), και η πιθανότητα σφάλματος συμβόλου (SEP).

Στη συνέχεια, παρουσιάζουμε το πλήρες μοντέλο του καναλιού για ένα RIS-aided SISO σύστημα και εισάγουμε τα κατάλληλα μεγέθη και υποθέσεις που θα χρησιμοποιηθούν στην αναλυτική μελέτη.

Έτσι, σε αντίθεση με τις παραδοσιακές ανακλάσεις από το έδαφος ή τις συμβατικές επιφάνειες, μια RIS μπορεί να κατευθύνει το σήμα προς τον δέκτη μεγιστοποιώντας την ισχύ του, αντί να το αφήνει να ανακλαστεί τυχαία.

Ενότητα 2.2.α Διάλειψη Rayleigh και Στατιστική Μοντελοποίηση του Καναλιού

Σε κάθε ασύρματο σύστημα, το σήμα που μεταδίδεται από την πηγή (πομπό) φτάνει στον δέκτη μέσω πολλών διαδρομών λόγω ανακλάσεων, διαθλάσεων, σκιάσεων και παρεμβολών από το φυσικό περιβάλλον. Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται πολλαπλή διάδοση (multipath propagation). Η συνέπεια αυτής της πολλαπλής διάδοσης είναι ότι το σήμα φτάνει στον δέκτη με διάφορες καθυστερήσεις, διαφορετική φάση, και μεταβολές στο πλάτος, προκαλώντας φαινόμενα εξασθένησης που μεταβάλλουν την ποιότητα της λήψης.

Για την μαθηματική αναπαράσταση αυτής της στοχαστικής συμπεριφοράς του καναλιού, χρησιμοποιούνται μοντέλα στατιστικής διάλειψης (fading models). Ένα από τα πιο διαδεδομένα μοντέλα για αστικά και πυκνά περιβάλλοντα είναι το μοντέλο Rayleigh fading.

Στο μοντέλο Rayleigh, θεωρείται ότι δεν υπάρχει γραμμή οπτικής επαφής (LoS) μεταξύ πομπού και δέκτη, δηλαδή το σήμα φτάνει μέσω μόνο ανακλάσεων. Το πλάτος του ληφθέντος σήματος ακολουθεί κατανομή Rayleigh, ενώ το τετραγωνικό πλάτος (ή η ισχύς) ακολουθεί εκθετική κατανομή.

Πιο συγκεκριμένα, αν το σύνθετο σήμα στο κανάλι είναι $h \sim CN(0,1)$ δηλαδή έχει σύνθετη κανονική κατανομή με μέση τιμή 0 και μοναδιαία διασπορά, τότε το $|h|$ έχει κατανομή Rayleigh.

Η τεχνολογία RIS εφαρμόζεται κυρίως σε περιβάλλοντα όπου υπάρχουν πολλά εμπόδια και ανακλάσεις, δηλαδή όπου η διάδοση είναι περίπλοκη και δεν υπάρχει πάντα απευθείας γραμμή επικοινωνίας. Το μοντέλο Rayleigh είναι κατάλληλο για την ανάλυση τέτοιων περιπτώσεων, καθώς παρέχει μια ρεαλιστική προσέγγιση της συμπεριφοράς του σήματος. Χρησιμοποιώντας το Rayleigh fading, μπορούμε να αξιολογήσουμε πώς η παρουσία μιας RIS μεταβάλλει στατιστικά την ισχύ του σήματος και τη συνολική αξιοπιστία της επικοινωνίας.

Ενότητα 2.3.α Μοντέλο Καναλιού RIS

Σε αυτή την ενότητα, παρουσιάζουμε το μοντέλο συστήματος ενός γενικού σχήματος μονής εισόδου-μονής εξόδου (SISO) που βασίζεται σε Επαναδιαμορφώσιμες Έξυπνες Επιφάνειες (RIS), και εισάγουμε ένα ενοποιημένο πλαίσιο για τον υπολογισμό της πιθανότητας σφάλματος συμβόλου (SEP), μέσω της παραγωγής της κατανομής του λόγου σήματος προς θόρυβο (SNR) στην έξοδο.

Η RIS αποτελείται από N παθητικά ανακλαστικά στοιχεία, τα οποία μπορούν να ρυθμίζουν ανεξάρτητα τη φάση του προσπίπτοντος σήματος. Σκοπός είναι τα ανακλώμενα σήματα από τα επιμέρους στοιχεία να φτάνουν συμφασικά στον δέκτη, έτσι ώστε να επιτευχθεί μέγιστη ενίσχυση σήματος χωρίς να απαιτείται επιπλέον ενέργεια από την RIS.

Τα h_i και g_i είναι οι συντελεστές καναλιού (fading coefficients) για τη διαδρομή από τον πομπό (S) προς την i -οστή επιφάνεια της RIS και από την επιφάνεια αυτή προς τον δέκτη (D) [την i -οστή αντανakλαστική μετα-επιφάνεια ($i = 1, 2, \dots, N$), και N είναι ο αριθμός των μετα-στοιχείων της RIS]. Καθώς πρόκειται για ασύρματη επικοινωνία με παρεμβολές από πολλαπλές ανακλάσεις (multipath), τα κανάλια δεν είναι στατικά, αλλά μεταβάλλονται με το χρόνο και το χώρο.

Για την ανάλυση, θεωρούμε ότι οι συντελεστές καναλιού h_i, g_i υπακούουν σε κανάλια Rayleigh fading, δηλαδή είναι στατιστικά μεταβλητές που ακολουθούν την σύνθετη κανονική κατανομή:

$$h_i, g_i \sim CN(0, \sigma^2) \quad (1)$$

Η κανονική κατανομή (Gaussian distribution) $CN(0, \sigma^2)$ δηλώνει ότι η τυχαία μεταβλητή μπορεί να γραφεί ως:

$$h_i = X + jY \quad (2)$$

X είναι η πραγματική συνιστώσα

$$X \sim N\left(0, \frac{\sigma^2}{2}\right) \quad (3)$$

Y είναι η φανταστική συνιστώσα

$$Y \sim N\left(0, \frac{\sigma^2}{2}\right) \quad (4)$$

Έτσι, το μέτρο της τυχαίας μεταβλητής $|h_i|$ (δηλαδή το πλάτος) ακολουθεί Rayleigh κατανομή. Η κατανομή αυτή είναι χαρακτηριστική όταν δεν υπάρχει γραμμική οπτική επαφή (non-line-of-sight – NLoS), και το σήμα φτάνει στον δέκτη υπερβολικά εξασθενημένο. Είναι μια καθιερωμένη προσέγγιση στην ανάλυση ασύρματων καναλιών και χρησιμοποιείται ευρέως σε επιστημονική βιβλιογραφία.

Γιατί όμως υποθέτουμε συνήθως $CN(0,1)$;

Η κανονικοποίηση σε $\sigma^2 = 1$ γίνεται για μαθηματική ευκολία χωρίς να χάνεται η γενικότητα. Οποιοδήποτε άλλο σ^2 θα μπορούσε να απορροφηθεί αργότερα στον όρο του path-loss ή στην εξίσωση του SNR.

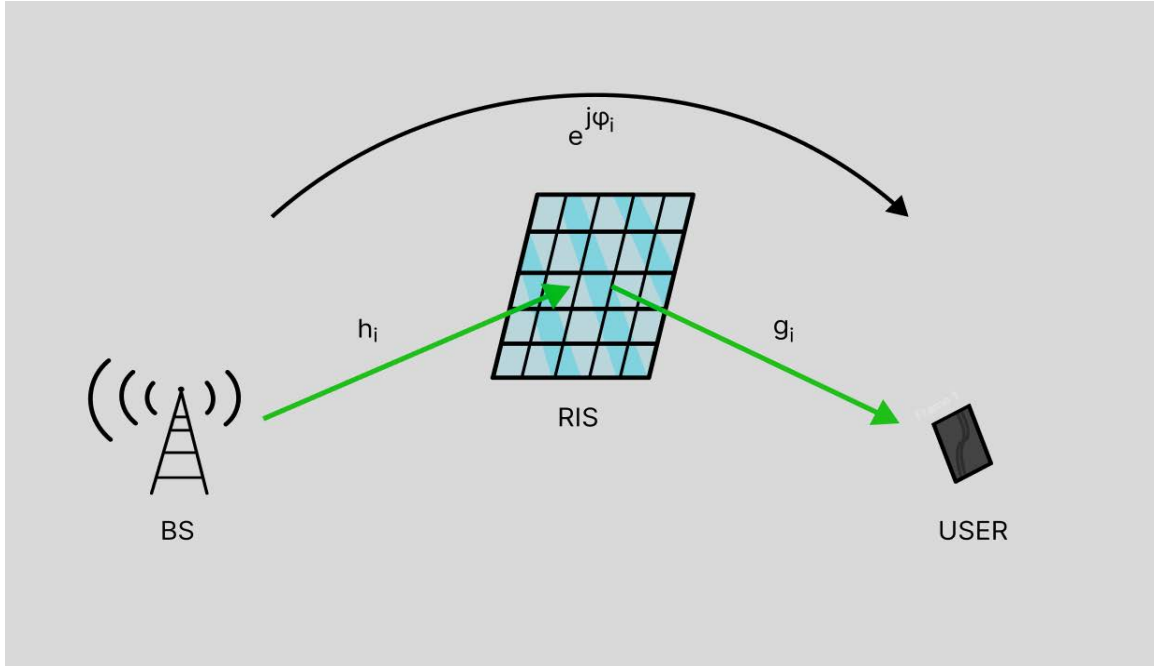
Συνεπώς, όταν γράφουμε $h_i \sim CN(0,1)$ εννοούμε ότι η τυχαία μεταβλητή έχει μηδενική μέση τιμή (καμία σταθερή συνιστώσα) και μονάδα διασποράς (για απλοποίηση). Το πλάτος του h_i είναι Rayleigh, ενώ η φάση είναι ομοιόμορφα κατανεμημένη στο $[0, 2\pi)$.

Έτσι συνηθίζεται, η απώλεια διαδρομής (path-loss) να μην συμπεριλαμβάνεται στους συντελεστές διαλείψεων h_i και g_i , καθώς λαμβάνεται έμμεσα υπόψη στον ορισμένο (στον παρακάτω τύπο) λόγο SNR του δέκτη. Στην ανάλυσή μας, υποθέτουμε τέλεια γνώση των φάσεων των καναλιών h_i και g_i για $i = 1, 2, \dots, N$, N στην RIS, κάτι που αντιστοιχεί στο βέλτιστο σενάριο λειτουργίας και προσφέρει σημείο αναφοράς για πρακτικές εφαρμογές.

Μετάδοση σήματος από $BS^1 \rightarrow RIS \rightarrow \text{Χρήστη}$

Θεωρούνται οι εξής μεταβλητές. Έστω, h_i : κανάλι από BS στη RIS (για την i -οστή στοιχειώδη επιφάνεια), g_i : κανάλι από RIS στον χρήστη (user), φ_i : φάση που ρυθμίζεται από την i -οστή επιφάνεια της RIS, x : μεταδιδόμενο σύμβολο (π.χ. από PSK ή QAM) και τέλος $n \sim CN(0, N_0)$: προσθετικός θόρυβος Gauss.

¹ BS: Base Station, Σταθμός Βάσης



Σχήμα 2. 2 Μετάδοση σήματος με την υποβοήθεια επαναπρογραμματιζόμενης έξυπνης επιφάνειας BS $\rightarrow$ RIS $\rightarrow$ Χρήστη

Στην παρούσα ανάλυση, θεωρούμε ότι το ασύρματο κανάλι είναι αργά μεταβαλλόμενο και επίπεδο (flat fading). Η υπόθεση του αργά μεταβαλλόμενου καναλιού σημαίνει ότι τα χαρακτηριστικά του καναλιού παραμένουν σχεδόν σταθερά κατά τη διάρκεια μετάδοσης ενός συμβόλου, επιτρέποντας σταθερούς συντελεστές fading ανά χρονική στιγμή. Επιπλέον, η υπόθεση του flat fading συνεπάγεται ότι το κανάλι επηρεάζει ομοιόμορφα όλο το εύρος του σήματος, χωρίς διασυμβολική παρεμβολή (ISI), επιτρέποντας τη μοντελοποίηση του καναλιού ως έναν απλό πολλαπλασιαστικό παράγοντα για κάθε διαδρομή σήματος.

Το σήμα που λαμβάνεται στον χρήστη (δέκτη D) είναι:

$$r = \left| \sum_{i=1}^n h_i \cdot e^{j\varphi_i} g_i \right| x + n \quad (5)$$

Όπως ειπώθηκε παραπάνω κάθε συντελεστής καναλιού h_i και g_i είναι μια σύνθετη τυχαία μεταβλητή, η οποία υπό το μοντέλο Rayleigh fading, ακολουθεί την κατανομή $CN(0, \sigma^2)$. Με βάση τις ιδιότητες των σύνθετων αριθμών, μπορεί να αναπαρασταθεί σε πολική μορφή ως:

$$h_i = a_i \cdot e^{-j\theta_i} \quad (6)$$

$$g_i = b_i \cdot e^{-j\psi_i} \quad (7)$$

x είναι το μεταδιδόμενο σύμβολο και n ο θόρυβος

όπου το $a_i = |h_i|$, $b_i = |g_i|$ είναι τα πλάτη (με κατανομή Rayleigh), και τα θ_i, ψ_i είναι οι φάσεις, ομοιόμορφα κατανεμημένες στο διάστημα $[0, 2\pi)$. Αυτή η παραγοντοποίηση επιτρέπει την ανάλυση της φυσικής ευθυγράμμισης μέσω της RIS, καθώς ο έλεγχος φάσης γίνεται ανεξάρτητα από τα πλάτη των καναλιών.

Αντικαθιστώντας στην εξίσωση (5), έχουμε:

$$r = \left| \sum_{i=1}^n a_i \cdot b_i \cdot e^{-j(\theta_i + \psi_i)} \cdot e^{j\varphi_i} \right| x + n \quad (8)$$

που ισοδυναμεί με:

$$r = \left| \sum_{i=1}^n a_i b_i e^{j(\varphi_i - \theta_i - \psi_i)} \right| x + n \quad (9)$$

Η εξίσωση (5) που περιγράφει το λαμβανόμενο σήμα μπορεί να εκφραστεί και σε μορφή πίνακα, γεγονός που διευκολύνει την ανάλυση και την αριθμητική επεξεργασία. Άρα η εξίσωση (5) μπορεί να ξαναγραφεί ως:

$$r = g^T + \Phi h \cdot x + n \quad (10)$$

όπου $h = [h_1 h_2 \dots h_n]^T$ και $g = [g_1 g_2 \dots g_n]^T$ είναι τα διανύσματα των συντελεστών καναλιού, και $\Phi = \text{diag}(e^{j\varphi_1}, e^{j\varphi_2}, \dots, e^{j\varphi_n})$ είναι ένας διαγώνιος πίνακας που περιέχει τις φάσεις που εφαρμόζουν οι μετα-επιφάνειες της RIS. Εδώ η διαμόρφωση γίνεται μέσω του μέσου μετάδοσης (του περιβάλλοντος) αντί για τον πομπό ή τον δέκτη.

Η φυσική διαμόρφωση μέσω της RIS πραγματοποιείται στο μέσο της διαδρομής (δηλαδή στη RIS), σε αντίθεση με τα παραδοσιακά συστήματα όπου ο έλεγχος γίνεται στον πομπό ή τον δέκτη.

Υποθέτουμε ότι οι δύο διαδρομές – από τον πομπό προς τη RIS (BS $\rightarrow$ RIS) και από τη RIS προς τον χρήστη (RIS $\rightarrow$ D) – έχουν την ίδια μέση ποιότητα καναλιού, δηλαδή την ίδια μέση ισχύ σήματος προς θόρυβο. Αυτό είναι μια τυπική υπόθεση στα μοντέλα συμμετρικού σεναρίου, που χρησιμοποιείται ευρέως για να απλοποιήσει τη θεωρητική ανάλυση.

Στην πράξη, αυτό σημαίνει ότι η απώλεια ισχύος λόγω απόστασης (path loss) δεν εισάγεται ξεχωριστά σε κάθε διαδρομή, αλλά συμπεριλαμβάνεται έμμεσα στον όρο του συνολικού SNR που χρησιμοποιείται στην εξίσωση.

Πριν εξετάσουμε την επίδραση της RIS στην ποιότητα σύνδεσης, υπενθυμίζουμε ότι, στην περίπτωση απλής απευθείας ζεύξης (Direct Link), το στιγμιαίο SNR στον δέκτη D δίνεται από:

$$\gamma_{Direct} = \frac{|h_{direct}|^2 \cdot E_s}{N_0} \quad (11)$$

Μία ακόμη τεχνική που χρησιμοποιείται ευρέως για την επέκταση της κάλυψης είναι η αναμετάδοση μέσω ενδιάμεσου κόμβου (relaying). Στην περίπτωση αυτή, το σήμα μεταδίδεται σε δύο στάδια: αρχικά από την πηγή προς τον αναμεταδότη (S $\rightarrow$ R) και στη συνέχεια από τον αναμεταδότη προς τον δέκτη (R $\rightarrow$ D). Το τελικό SNR στον δέκτη καθορίζεται από το ασθενέστερο κανάλι της αλυσίδας και δίνεται από:

$$\gamma_{Relay} = \min \left(\frac{|h_{SR}|^2 \cdot E_s}{N_0}, \frac{|h_{RD}|^2 \cdot E_s}{N_0} \right) \quad (12)$$

όπου h_{SR} και h_{RD} είναι τα κέρδη καναλιού της πρώτης και της δεύτερης ζεύξης αντίστοιχα. Σε αντίθεση με το RIS που εκμεταλλεύεται τη συμφασική υπέρθεση πολλαπλών

ανακλάσεων, η απόδοση του relaying περιορίζεται από τον πιο αδύναμο κρίκο της μετάδοσης.

Η ισχύς του σήματος (πριν την πρόσθεση του θορύβου) καθορίζει το στιγμιαίο SNR στον δέκτη D. Υποθέτοντας γνωστή τιμή της μέσης ενέργειας ανά σύμβολο $E_s = E[|x|^2]$ και από την εξίσωση (5), ο στιγμιαίος λόγος σήματος προς θόρυβο SNR στον δέκτη D δίνεται από:

$$\gamma = \frac{|\sum_{i=1}^N a_i b_i e^{j(\varphi_i - \theta_i - \psi_i)}|^2 \cdot E_s}{N_0} \quad (13)$$

όπου N_0 η φασματική πυκνότητα θορύβου. Είναι εύκολο να δει κανείς ότι το γ μεγιστοποιείται με την εξουδετέρωση των φάσεων καναλιού (όπως στην μέγιστη αναλογία συνδυασμού), δηλαδή, η βέλτιστη επιλογή φάσεων είναι:

$$\varphi_i = \theta_i + \psi_i \quad \text{για} \quad i = 1, \dots, N \quad (14)$$

τότε όλα τα εκθετικά γίνονται ευθυγραμμισμένα (ίσης φάσης):

$$e^{j(\varphi_i - \theta_i - \psi_i)} = e^{j0} = 1 \quad (15)$$

Αυτό, φυσικά, απαιτεί γνώση των φάσεων καναλιού από την RIS.

$$h_i = a_i \cdot e^{-j\theta_i}, \quad g_i = b_i \cdot e^{-j\psi_i} \quad \Rightarrow \quad h_i g_i = a_i b_i e^{-j(\theta_i + \psi_i)} \quad (16)$$

Άρα:

$$h_i g_i e^{j\varphi_i} = a_i b_i e^{j(\varphi_i - \theta_i - \psi_i)} \quad (17)$$

Επομένως, η συνολική συνεισφορά του RIS στο λαμβανόμενο σήμα είναι:

$$\left| \sum_{i=1}^N h_i g_i e^{j\varphi_i} \right|^2 = \left| \sum_{i=1}^N a_i b_i e^{j(\varphi_i - \theta_i - \psi_i)} \right|^2 \quad (18)$$

$$\left| \sum_{i=1}^N h_i g_i e^{j\varphi_i} \right|^2 = \sum_{i=1}^N |h_i g_i|^2 + \sum_{i \neq j} |h_i g_i| |h_j g_j| \cos(\varphi_i + \theta_j + \psi_j - \theta_i - \psi_i - \varphi_j) \quad (19)$$

ή ισοδύναμα, με χρήση της εξίσωσης (16):

$$= \sum_{i=1}^N a_i^2 b_i^2 + \sum_{i \neq j} a_i b_i a_j b_j \cos(\varphi_i - \theta_i - \psi_i - (\varphi_j - \theta_j - \psi_j)) \quad (20)$$

Η εξίσωση 19 προκύπτει από την επέκταση του τετραγώνου του μέτρου ενός αθροίσματος φασικών όρων. Αναλύει τη συνολική ισχύ σε δύο συνιστώσες: τις ατομικές ισχύεις των επιμέρους σημάτων και τη φασική συσχέτιση μεταξύ τους.

Η μέγιστη συνολική ενίσχυση επιτυγχάνεται όταν οι φάσεις είναι ευθυγραμμισμένες, δηλαδή $\varphi_i = \theta_i + \psi_i$ για όλα τα i , οπότε το άθροισμα μεγιστοποιείται.

$$e^{j(\varphi_i - \theta_i - \psi_i)} = 1 \quad \Rightarrow \quad \left| \sum_{i=1}^N h_i g_i e^{j\varphi_i} \right|^2 = \left(\sum_{i=1}^N a_i b_i \right)^2 \quad (21)$$

Άρα η μέγιστη τιμή του γ διαμορφώνεται ως:

$$\gamma_{max} = \frac{(\sum_{i=1}^N a_i b_i)^2 \cdot E_s}{N_0} = \frac{A^2 E_s}{N_0} \quad (22)$$

Η παραπάνω μεγιστοποίηση του λόγου σήματος προς θόρυβο αξιοποιεί έναν από τους βασικότερους λόγους που οι RIS μπορούν να προσφέρουν σημαντική ενίσχυση της ποιότητας σύνδεσης: τη δυνατότητα να ελέγχουν τις φάσεις ανάκλασης κάθε διαδρομής. Όταν οι φάσεις των σημάτων που φτάνουν στον δέκτη είναι ευθυγραμμισμένες, τα σήματα ενισχύονται αθροιστικά, αποφεύγοντας φαινόμενα ακύρωσης που συμβαίνουν όταν οι φάσεις είναι τυχαίες ή ασυντόνιστες. Το αποτέλεσμα αυτό μας δείχνει πως οι έξυπνες επιφάνειες αξιοποιούν ενεργά το περιβάλλον γύρω τους για να βελτιώσουν δραστικά την ποιότητα σύνδεσης.

Στις πρακτικές υλοποιήσεις, βέβαια, το κέρδος αυτό εξαρτάται από την ακρίβεια της διαθέσιμης πληροφορίας καναλιού, γεγονός που καθορίζει και την πραγματική αποδοτικότητα της τεχνολογίας.

Ενότητα 2.3.β Το πρόβλημα της άγνωστης κατανομής του μεγιστοποιημένου SNR

Παρόλο που η έκφραση για το γ_{max} φαίνεται απλή, περιλαμβάνει τυχαίες μεταβλητές. Συγκεκριμένα, τα πλάτη a_i, b_i των fading καναλιών είναι ανεξάρτητες τυχαίες μεταβλητές που ακολουθούν Rayleigh κατανομή, επομένως και το γινόμενο $a_i b_i$ είναι τυχαία μεταβλητή, όπως και το άθροισμά τους:

$$A = \sum_{i=1}^N a_i b_i \quad (23)$$

Άρα και τυχαίο. Αυτό καθιστά και την τελική έκφραση του μέγιστου SNR:

$$\gamma_{max} = \frac{A^2 E_s}{N_0} \quad (24)$$

Για να κατανοήσουμε καλύτερα τη φύση της, σημειώνουμε ότι το τετράγωνο του αθροίσματος A δηλαδή A^2 , ακολουθεί μη κεντρική χ^2 (chi-square) κατανομή. Η χ^2 κατανομή είναι μια γενίκευση της γνωστής χ^2 οποία προκύπτει όταν το άθροισμα τετραγώνων Γκαουσιανών μεταβλητών έχει μη μηδενική μέση τιμή. Δηλαδή, δεν περιγράφει απλώς τη διακύμανση θορύβου, αλλά περιλαμβάνει και συνεισφορά ισχύος σήματος, όπως γίνεται εδώ μέσω της στοίχισης των φάσεων στο RIS.

Η χρήση της chi-square χ^2 κατανομής εδώ σημαίνει ότι η ακριβής στατιστική κατανομή του γ_{max} είναι περίπλοκη.

Για την αξιολόγηση της απόδοσης του σε πρακτικά σενάρια χρησιμοποιούνται συνήθως δύο βασικές προσεγγίσεις.

Η πρώτη είναι οι προσομοιώσεις Monte Carlo, όπου δημιουργούνται πολλές ανεξάρτητες πραγματοποιήσεις του καναλιού (διαφορετικά fading σενάρια), ώστε να εκτιμηθούν εμπειρικά μετρικές όπως η πιθανότητα outage, το κέρδος SNR ή ο ρυθμός σφαλμάτων. Με

τον τρόπο αυτό μπορούμε να αποκτήσουμε μια ρεαλιστική εικόνα της απόδοσης του συστήματος, ακόμη και όταν δεν υπάρχει διαθέσιμη κλειστή μαθηματική μορφή.

Η δεύτερη προσέγγιση στηρίζεται στο Κεντρικό Οριακό Θεώρημα, το οποίο δηλώνει ότι, όσο αυξάνεται ο αριθμός των στοιχείων N το άθροισμά τους τείνει να κατανέμεται σύμφωνα με την κανονική κατανομή, ανεξάρτητα από την αρχική κατανομή κάθε μεταβλητής.

Σε πολλά συστήματα επικοινωνιών, όταν προστίθενται περισσότερα στοιχεία, το κέρδος αυξάνεται γραμμικά με τον αριθμό τους:

$$\text{Κέρδος} \propto N \quad (25)$$

Όμως, στις έξυπνες επιφάνειες δεν προστίθενται απλώς τα σήματα σε ισχύ, αλλά στοιχίζονται ώστε να φτάνουν με την ίδια φάση στον δέκτη D. Αυτό σημαίνει ότι οι συνιστώσες πλάτους των επιμέρους σημάτων αθροίζονται πρώτα και μετά υψώνονται στο τετράγωνο για την ισχύ.

$$\gamma_{max} \propto \left(\sum_{i=1}^N a_i b_i \right)^2 \quad (26)$$

Άρα για μεγάλα N , και αν υποθεθεί ότι όλα τα $a_i b_i$ είναι κατά προσέγγιση ίσα με 1, τότε:

$$A \approx N \Rightarrow A^2 \approx (N)^2 \Rightarrow \gamma_{max} \propto (N)^2 \quad (27)$$

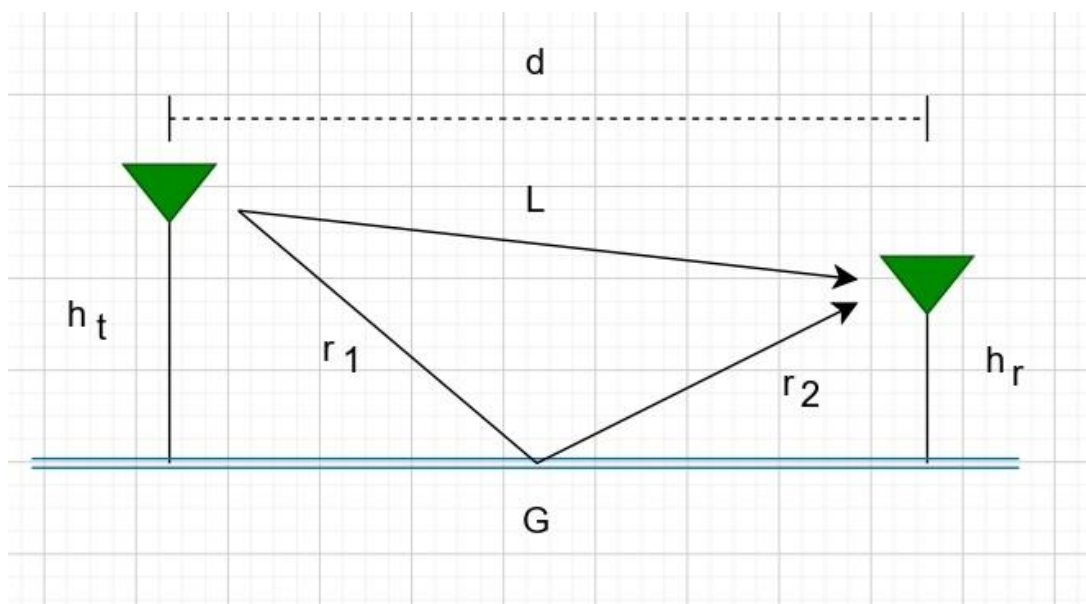
Στην εξίσωση (25) βλέπουμε ότι η ισχύς (το μέγιστο SNR) αυξάνεται αναλογικά με το τετράγωνο του αριθμού των στοιχείων N . Δηλαδή, εάν διπλασιαστεί ο αριθμός N το SNR τετραπλασιάζεται ή αν τριπλασιαστεί το N , το SNR αυξάνεται εννιαιπλάσια. Αυτό είναι μη γραμμικό κέρδος², που προκύπτει από τη συμφασική υπέρθεση όλων των ανακλώμενων σημάτων βασικό πλεονέκτημα των RIS-assisted καναλιών σε σχέση με τα direct link συστήματα, όπου η αύξηση της ισχύος είναι γραμμική ή περιορισμένη, αλλά και με τα συστήματα relaying, όπου η τελική απόδοση περιορίζεται από το ασθενέστερο κανάλι της διπλής ζεύξης.

² Το λέμε μη γραμμικό, γιατί το SNR δεν αυξάνεται απλά αναλογικά με το N , αλλά με το τετράγωνό του.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 Μαθηματικό Μοντέλο

Ενότητα 3.1.α Two-Ray Model

Για να κατανοήσουμε τη λειτουργία και την επίδραση των Επαναπρογραμματιζόμενων Επιφανειών (RIS) στις επικοινωνίες, αρχικά εξετάζουμε το κλασικό μοντέλο διάδοσης δύο ακτίνων (two-ray model).



Σχήμα 3. 1 Two-ray propagation model με φυσική ανάκλαση και γραμμή οπτικής επαφής (LOS).

Αρχικά, το μαθηματικό μοντέλο εξετάζεται χωρίς την υποβοήθεια των επιφανειών RIS. Σε αυτό το μοντέλο θα δούμε ξεκάθαρα τον περιορισμό των παραδοσιακών συστημάτων: η φυσική ανάκλαση δεν μπορεί να ελεγχθεί ή να προσαρμοστεί, και μπορεί σε πολλές περιπτώσεις να υποβαθμίσει και να ακυρώσει μερικώς το LOS σήμα, φαινόμενο γνωστό ως αποσυντονισμός³.

$$r(t) = \frac{\lambda}{4\pi} \left(\frac{e^{-\frac{j2\pi l}{\lambda}}}{l} + \frac{R \cdot e^{-\frac{j2\pi(r_1+r_2)}{\lambda}}}{r_1 + r_2} \right) x(t), \quad R \approx -1^4 \quad (28)$$

³ Destructive interference

⁴ Φυσική ανάκλαση

Η παραπάνω εξίσωση περιγράφει το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης σε ένα περιβάλλον χωρίς RIS, δηλαδή μόνο με φυσική ανάκλαση από το έδαφος. Το μοντέλο αυτό είναι γνωστό ως "two-ray propagation model" και περιλαμβάνει δύο βασικές διαδρομές:

- a) Μία άμεση ακτίνα (γραμμή οπτικής επαφής Line-of-Sight [LOS]), η οποία έχει απόσταση l και φέρει φασική καθυστέρηση:

$$\frac{2\pi l}{\lambda} \quad (29)$$

- b) Μία ανεξέλεγκτη ανάκλαση μέσω του εδάφους, με συνολική απόσταση $r_1 + r_2$ και αντίστοιχη καθυστέρηση φάσης:

$$\frac{2\pi(r_1 + r_2)}{\lambda} \quad (30)$$

Ο συντελεστής ανάκλασης $R \approx -1$ μοντελοποιεί την αντιστροφή φάσης που προκαλείται από την ανάκλαση σε αγωγίμη ή γήινη επιφάνεια, όπως συμβαίνει συνήθως σε εξωτερικά περιβάλλοντα.

Οι φάσεις των δύο ακτινών (LOS και ανακλώμενης) είναι ασύμφωνες λόγω της διαφοράς διαδρομής

$$\Delta d = (r_1 + r_2) - l \quad (31)$$

Δηλαδή τα δύο κύματα δεν φτάνουν συμφασικά στον δέκτη, κάτι που οδηγεί σε μερική ή και πλήρη ακύρωση.

Το συνολικό πλάτος του σήματος είναι το άθροισμα των δύο συνιστωσών:

$$A_{total} = \frac{1}{l} e^{-j\frac{2\pi l}{\lambda}} + \frac{R}{r_1 + r_2} e^{-j\frac{2\pi(r_1+r_2)}{\lambda}} \quad (32)$$

Το λ είναι το μήκος κύματος.

Αυτή η μορφή είναι στάνταρ στη συχνότητα (ή complex baseband) περιγραφή σημάτων, όπου κάθε σήμα γράφεται ως:

$$\text{Πλάτος} \times e^{-j \cdot \text{Φάση}} \quad (33)$$

Η συνολική συμβολή αυτών των δύο κυμάτων στον δέκτη εξαρτάται από:

- Το πλάτος κάθε σήματος, δηλαδή την εξασθένιση.
- Την φάση λόγω διαφοράς διαδρομής.
- Την πολική σχέση μεταξύ τους, εάν δηλαδή είναι σύμφωνες ή ασύμφωνες αντίστοιχα οι φάσεις τους.
- Και τέλος, την ανάκλαση, που συνεισφέρει επιπλέον φασική μετατόπιση μέσω του R .

Προσέγγιση για Μεγάλες Αποστάσεις

Για μεγάλες αποστάσεις ισχύει $l \approx r_1 + r_2 \approx d$ και $R = -1$ (φυσική ανάκλαση).

Για $\Delta d \ll d$, δηλαδή πολύ μικρή διαφορά διαδρομής σε σχέση με την απόσταση, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την πρώτη τάξη ανάπτυξης Taylor:

$$\frac{1}{d + \Delta d} \approx \frac{1}{d} - \frac{\Delta d}{d^2} \quad (34)$$

Άρα η διαφορά πλάτους των δύο συνιστωσών προσεγγίζεται ως:

$$\left| \frac{1}{d} - \frac{1}{d + \Delta d} \right| \approx \left| \frac{\Delta d}{d^2} \right| \quad (35)$$

Έτσι, το πλάτος του τελικού σήματος είναι ανάλογο αυτής της διαφοράς:

$$A \propto \left| \frac{\Delta d}{d^2} \right| \quad \text{όπου } A = \text{Διαφορά πλάτους} \quad (36)$$

Η ισχύς που είναι ανάλογη με το τετράγωνο του πλάτους, το οποίο λόγω **ασύμφωνων φάσεων** οδηγεί σε απόσβεση, δηλαδή μείωση πλάτους:

$$P_r \propto \left(\frac{\Delta d}{d^2} \right)^2 = \frac{(\Delta d)^2}{d^4} \propto \frac{1}{d^4} \quad (37)$$

Όπου το r είναι συντελεστής ανάκλασης του εδάφους

Αυτό δείχνει ότι η ισχύς μειώνεται με τον τέταρτο βαθμό της απόστασης, δηλαδή πολύ πιο γρήγορα απ' ό,τι στο απλό μοντέλο $\frac{1}{d^2}$ δηλαδή το λεγόμενο free space.

Αυτό το πρόβλημα είναι ακριβώς το σημείο στο οποίο παρεμβαίνει η RIS, καθώς αντικαθιστά ή ενισχύει την ανεξέλεγκτη ανακλώμενη ακτίνα με προγραμματιζόμενη, ενεργά διαμορφωμένη ανάκλαση, με στόχο τη φασική ευθυγράμμιση και τη μέγιστη ενίσχυση.

Σε αντίθεση με την περίπτωση της φυσικής ανάκλασης, όπου η διαφορά φάσης μεταξύ των ακτινών προκαλεί αποσυντονισμό και μείωση ισχύος, η χρήση των έξυπνων επαναπρογραμματιζόμενων επιφανειών προσφέρει τη δυνατότητα ενεργού ελέγχου της φάσης του ανακλώμενου σήματος. Έτσι, η φασική ευθυγράμμιση των επιμέρους κυμάτων οδηγεί σε ενισχυτική συμβολή (constructive interference) στο δέκτη.

Η βασική ιδέα είναι να ρυθμιστούν οι φάσεις των στοιχείων του RIS έτσι ώστε η συνολική ανακλώμενη ακτίνα να είναι συμφασική με τη γραμμή οπτικής επαφής (LOS). Αυτό επιτυγχάνεται αν θέσουμε:

$$R = e^{j\varphi}, \quad \text{όπου } \varphi = \frac{2\pi}{\lambda \cdot \Delta d} \quad (38)$$

δηλαδή προσθέτουμε φάση στην ανακλώμενη ακτίνα που αντισταθμίζει τη διαφορά διαδρομής Δd

Στην περίπτωση αυτή, το συνολικό σήμα γίνεται:

$$r(t) = \frac{\lambda}{4\pi} \left(\frac{1}{l} + \frac{1}{r_1 + r_2} \right) x(t) \quad (39)$$

Για μεγάλες αποστάσεις, όπου $l \approx r_1 + r_2 \approx d$ το παραπάνω άθροισμα γίνεται:

$$\left| \frac{1}{d} + \frac{1}{d} \right| = \frac{2}{d} \quad (40)$$

και η λαμβανόμενη ισχύς είναι:

$$P_r \propto \left(\frac{2}{d} \right)^2 = \frac{4}{d^2} \quad (41)$$

Πιο αναλυτικά η εξίσωση (37):

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| \frac{1}{l} + \frac{1}{r_1 + r_2} \right|^2 \approx 4P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (42)$$

Αυτό σημαίνει ότι η εξασθένιση επιστρέφει στον δεύτερο βαθμό της απόστασης, που είναι η βέλτιστη περίπτωση ελεύθερης διάδοσης. Αυτή η μαθηματική διαφορά αποτελεί ουσιαστικά το πλεονέκτημα των RIS έναντι των απλών ανακλάσεων.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 Θεωρητική Ανάλυση Απόδοσης

Ενότητα 4.1.α Ανάλυση Πιθανότητας Διακοπής και Κάλυψης

Ανάλυση Κάλυψης (Coverage Analysis)

Στα ασύρματα συστήματα με RIS, το τελικό σήμα που λαμβάνει ο χρήστης προκύπτει από την υπερθετική συμβολή πολλών επιμέρους διαδρομών. Ωστόσο, επειδή οι επιμέρους συντελεστές καναλιού h_i και g_i είναι στοχαστικές μεταβλητές, το τελικό σήμα άρα και το SNR είναι επίσης.

Αυτό σημαίνει ότι, για κάθε στιγμιότυπο του καναλιού, το SNR δεν είναι σταθερό αλλά κυμαίνεται γύρω από μια μέση τιμή. Συνεπώς, υπάρχει πιθανότητα το στιγμιαίο SNR να πέσει κάτω από κάποιο προκαθορισμένο κατώφλι γ_{th} κάτω από το οποίο η επικοινωνία θεωρείται ανεπαρκής ή αποτυγχάνει. Αυτή η πιθανότητα ονομάζεται:

$$P_{out} = P(\gamma < \gamma_{th}) \quad (43)$$

Η συγκεκριμένη πιθανότητα χαρακτηρίζει τη διάλειψη (outage) της σύνδεσης και σχετίζεται άμεσα με την απόσταση του χρήστη, τον αριθμό στοιχείων του RIS N , και τις στατιστικές ιδιότητες του καναλιού.

Το SNR σε συστήματα με RIS δεν είναι σταθερό μεταβάλλεται τυχαία λόγω fading και της πολυδιαδρομικής φύσης του καναλιού. Η στοχαστική του φύση αποτυπώνεται μέσω της CDF (Cumulative Distribution Function) Αθροιστική Συνάρτηση Κατανομής, η οποία μας επιτρέπει να εκτιμήσουμε την πιθανότητα outage. Η CDF δίνει την πιθανότητα μια τυχαία μεταβλητή να λάβει τιμές μικρότερες ή ίσες από μία συγκεκριμένη τιμή. Στην περίπτωση αυτήν, η πιθανότητα το γ να πέσει κάτω από γ_{th} .

$$P_{out} = P(\gamma < \gamma_{th}) = CDF_{\gamma}(\gamma_{th}) \quad (44)$$

Για μεγάλες τιμές N , και με υπόθεση φασικής ευθυγράμμισης από το RIS, το συνολικό σήμα αθροίζεται συγκεντρωτικά και το τελικό SNR προσεγγίζει μια μη-μηδενική χ^2 κατανομή με 1 βαθμό ελευθερίας. Αυτό σημαίνει ότι το SNR έχει μια μη συμμετρική κατανομή με "ουρά" προς τις μεγάλες τιμές, αλλά μπορεί ακόμα να λάβει και χαμηλές τιμές.

Το στιγμιαίο SNR εξαρτάται από το τετράγωνο του A εξίσωση (23). Η στοχαστική φύση της κατανομής του SNR καθιστά δύσκολη την εξαγωγή μιας απλής, κλειστής μαθηματικής έκφρασης για την πιθανότητα outage. Για τον λόγο αυτό, συχνά χρησιμοποιούνται προσεγγίσεις όπως το τροποποιημένο Marcum-Q Function για ακριβή υπολογισμό και η εκθετική προσέγγιση μέσω του Chernoff Bound.

Η πιθανότητα διακοπής μπορεί να υπολογιστεί ακριβώς μέσω της τροποποιημένης συνάρτησης Marcum-Q καθώς και η ακριβής έκφραση της CDF περιλαμβάνει την τροποποιημένη Marcum Q-function:

$$P_{out} = 1 - Q_{1/2} \left(\frac{\mu_A}{\sigma_A}, \frac{\sqrt{\gamma_{th}}}{\sqrt{\gamma} \cdot \sigma_A} \right) \quad (45)$$

Όπου:

Το $\bar{\gamma} = \frac{Es}{N_0}$ είναι η μέση τιμή του SNR (average SNR)

Και τα μ_A^5, σ_A είναι οι μεταβλητές αυτές περιγράφουν τη στατιστική κατανομή του όρου $A = \sum |h_i| |g_i|$, δηλαδή του συνολικού πλάτους του σήματος που ενισχύεται μέσω του RIS.

$$\mu_A = E[A] = N \cdot E[|h||g|] \approx 0,785N \quad (46)$$

σ_A^2 : η διασπορά (variance) του A

$$\sigma_A^2 = N \cdot Var(|h||g|) \quad (47)$$

Όπως έχουμε δει, οι τιμές $|h|$ & $|g|$ προέρχονται από Rayleigh κατανομές, άρα το γινόμενο τους έχει επίσης γνωστά στατιστικά χαρακτηριστικά.

Άρα το A ακολουθεί κατά προσέγγιση μια κανονική κατανομή:

$$A \sim N(\mu_A, \sigma_A^2) \quad (48)$$

Η παραπάνω μορφή, αν και θεωρητικά ακριβής, είναι δύσκολο να αξιοποιηθεί για απλή ανάλυση και σχεδιασμό. Για τον λόγο αυτό, συχνά εφαρμόζονται ασυμπτωτικές προσεγγίσεις, όπως η εκθετική προσέγγιση Chernoff που δίνει εκθετική φράξη της μορφής:

$$P_{out} \lesssim \exp(-cN^2) \quad (49)$$

για κάποια σταθερά $c > 0$ φανερώνει ότι καθώς αυξάνεται ο αριθμός N των μεταστοιχείων, η πιθανότητα διακοπής μειώνεται εκθετικά, βελτιώνοντας δραματικά την κάλυψη.

Ενότητα 4.2.α Απόσταση Κάλυψης

Στην προηγούμενη ενότητα εξετάσαμε την πιθανότητα διακοπής ως την πιθανότητα το στιγμιαίο SNR να πέσει κάτω από ένα κρίσιμο κατώφλι γ_{th} , γεγονός που οδηγεί σε αστοχία επικοινωνίας. Τώρα επεκτείνουμε αυτή την ανάλυση, εξετάζοντας σε τι απόσταση από τον πομπό μπορεί να διατηρηθεί ένα αποδεκτό επίπεδο επικοινωνίας, με βάση αυτό το κατώφλι και την πιθανότητα αποτυχίας που μπορούμε να ανεχτούμε.

Η απόσταση κάλυψης d_{RIS} ορίζεται ως η μέγιστη απόσταση από τον πομπό, στην οποία το SNR παραμένει πάνω από το κατώφλι γ_{th} με πιθανότητα τουλάχιστον $1 - P_{out}$. Με άλλα λόγια, είναι η μέγιστη απόσταση στην οποία διατηρείται αξιόπιστη σύνδεση.

Αν θεωρήσουμε ότι το μονοπάτι διάδοσης ακολουθεί νόμο απωλειών ισχύος τύπου $d^{-\nu}$, με τον εκθέτη απωλειών ν (τυπικά $\nu = 2$ για ελεύθερο χώρο) και ότι το RIS είναι

⁵ η μέση τιμή (μέσος όρος) του A

τοποθετημένο συμμετρικά ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη (σε απόσταση $d/2$ από κάθε πλευρά) τότε η απόσταση κάλυψης με χρήση RIS εκτιμάται από τη σχέση:

$$d_{RIS} \approx \left(\frac{N 4^{v-2} \cdot \bar{\gamma} (16 - \pi^2) \cdot \ln \left(\frac{1}{\sqrt{1-2\varepsilon} \cdot (1 - P_{out})} \right)}{\gamma_{th} \cdot \varepsilon} \right)^{\frac{1}{2v}} \quad (50)$$

Όπου

N είναι το πλήθος των στοιχείων RIS

$\bar{\gamma} = E_s/N_0$ είναι το μέσο SNR

ε είναι η παράμετρος απόστασης που ρυθμίζει την ακρίβεια της προσέγγισης (συνήθως επιλογή Chernoff: $\varepsilon = \frac{1}{3}$)

γ_{th} το κατώφλι SNR για επιτυχημένη λήψη

οι σταθερές $4^{v-2}(16 - \pi^2) \approx 6.13$ που απλώς «φουσκώνουν» το κέρδος

Από την παραπάνω σχέση παρατηρείται ότι η απόσταση κάλυψης αυξάνεται εκθετικά με το πλήθος των στοιχείων N , καθώς όσο περισσότερα είναι τα RIS στοιχεία, τόσο πιο αποτελεσματικά ενισχύεται το σήμα μέσω φασικής ευθυγράμμισης. Επιπλέον, η κάλυψη αυξάνεται γραμμικά ως προς το μέσο SNR $\bar{\gamma}$, πράγμα που σημαίνει ότι όσο καλύτερη είναι η ποιότητα του καναλιού, τόσο μεγαλύτερη είναι και η εμβέλεια της αξιόπιστης επικοινωνίας. Τέλος, η απόσταση κάλυψης μειώνεται καθώς αυξάνεται ο εκθέτης απωλειών v . Δηλαδή, σε περιβάλλοντα με έντονες εξασθενίσεις (όπως αστικά ή εσωτερικά, όπου τυπικά $v > 2$), το σήμα φθίνει ταχύτερα και επομένως η μέγιστη δυνατή απόσταση κάλυψης είναι μικρότερη.

Σύγκριση με Άμεση Μετάδοση (Direct Link)

Για λόγους σύγκρισης, μπορούμε να εξετάσουμε το αντίστοιχο σενάριο χωρίς RIS, όπου ο δέκτης λαμβάνει απευθείας από τον πομπό. Σε αυτή την περίπτωση, η αντίστοιχη απόσταση κάλυψης d_D προκύπτει από:

$$d_D = \left(\frac{\bar{\gamma} \cdot \ln \frac{1}{(1 - P_{out})}}{\gamma_{th}} \right)^{\frac{1}{v}} \quad (51)$$

Αν συγκρίνουμε τις δύο εξισώσεις, προκύπτει ότι η χρήση RIS προσφέρει σημαντικό όφελος στην κάλυψη. Για παράδειγμα, με εκθέτη $v = 2$ (παρακάτω θα δούμε το v ως α), η ισοδύναμη απόσταση μέσω RIS προσεγγίζει τη μορφή:

$$d_{RIS} \approx \sqrt{2} \cdot d_D \quad (52)$$

Και γενικότερα, για επαρκή αριθμό μετα-στοιχείων $N > 10$, η απόδοση του RIS δείχνει να υπερκαλύπτει τη συμβατική direct-link μετάδοση, δηλαδή:

$$d_{RIS} > d_D \quad (53)$$

Η ανάλυση της απόστασης κάλυψης βασίζεται άμεσα στην πιθανότητα outage που παρουσιάστηκε προηγουμένως. Μέσω της στατιστικής φύσης του SNR, ορίζουμε μια αποδεκτή πιθανότητα αστοχίας P_{out} , και βάση αυτής εκτιμούμε σε ποια απόσταση μπορεί να διατηρηθεί το SNR σε αποδεκτά επίπεδα.

Επιπλέον, βλέπουμε ότι η παθητική λειτουργία του RIS επιτρέπει, χωρίς ενεργή μετάδοση, τη διεύρυνση της ζώνης κάλυψης, αρκεί να εξασφαλιστεί φασική ευθυγράμμιση των ανακλώμενων σημάτων. Αυτή η ιδιότητα καθιστά τα RIS ιδιαίτερα αποδοτικά και ελκυστικά για επόμενης γενιάς δίκτυα 6G.

Σύγκριση με Συμβατικό Αναμεταδότη (Relaying System)

Όσον αφορά την σύγκριση ενός συστήματος με RIS και ενός συμβατικού αναμεταδότη, προκύπτει ότι η έξυπνη επιφάνεια μπορεί να επιτύχει μεγαλύτερη εμβέλεια κάλυψης, χαμηλότερη καθυστέρηση και υψηλότερη ενεργειακή αποδοτικότητα. Σύμφωνα με την πηγή, η μέγιστη απόσταση κάλυψης ενός relay εάν τοποθετηθεί στο μέσο της διαδρομής είναι:

$$d_R = \left(\frac{2^{u-1} \bar{\gamma} \ln \left(\frac{1}{1 - P_{out}} \right)}{\gamma_{th}} \right)^{\frac{1}{v}} \quad (54)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις (47), (48) και (51) φαίνεται ότι για δείκτη εξασθένησης $u = 2$ το relay προσφέρει αύξηση κάλυψης:

$$d_R = \sqrt{2} d_D \quad (55)$$

δηλαδή μεγαλύτερη απόσταση σε σχέση με την άμεση ζεύξη. Ωστόσο, η έκφραση για το d_{RIS} δείχνει ότι όταν ο αριθμός των στοιχείων N είναι αρκετά μεγάλος, η RIS ξεπερνά την απόδοση του συμβατικού αναμεταδότη διατηρώντας το απαιτούμενο SNR σε ακόμη μεγαλύτερες αποστάσεις. Αυτό πρακτικά σημαίνει μικρότερη πιθανότητα διακοπής outage και καλύτερη αξιοπιστία της ζεύξης.

Αφού όμως η RIS λειτουργεί παθητικά χωρίς δηλαδή να ενισχύει ή να αναγεννά το σήμα δεν απαιτεί πρόσθετη ενέργεια ούτε δεύτερη χρονοθυρίδα μετάδοσης. Όπως αντίθετα το relay χρειάζεται 2 φάσεις την λήψη και την αναμετάδοση, γεγονός που μειώνει την φασματική απόδοση και αυξάνει την καθυστέρηση. Συνεπώς παρατηρούμε ότι οι έξυπνες επιφάνειες υπερτερούν έναντι των relay τόσο στο επίπεδο κάλυψης όσο και στην ενεργειακή και χρονική αποδοτικότητα.

Ενότητα 4.3.α Ανάλυση Πιθανότητας Κέρδους SNR

Στην προσπάθεια αξιολόγησης της πραγματικής αποδοτικότητας ενός συστήματος που βασίζεται σε Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS), μια κρίσιμη παράμετρος είναι το αν και κατά πόσο το RIS προσφέρει καλύτερη ποιότητα σήματος σε σχέση με τη συμβατική απευθείας μετάδοση (direct link) και τους συμβατικούς αναμεταδότες (Relay). Η ποιότητα του σήματος συνήθως μετριέται μέσω του λόγου σήματος προς θόρυβο (SNR), ο οποίος επηρεάζει άμεσα την αξιοπιστία και ταχύτητα μιας επικοινωνίας.

Η πιθανότητα κέρδους SNR ή αλλιώς Probability of SNR Gain (PSG) είναι ένας δείκτης που εκφράζει αυτήν ακριβώς τη σύγκριση. Ορίζεται ως η πιθανότητα το στιγμιαίο SNR ενός καναλιού με τεχνική βελτίωση όπως Relay ή RIS-aided να είναι μεγαλύτερο από το αντίστοιχο SNR του direct link. Δηλαδή:

$$P_c^X(\eta) = P\left(\frac{\gamma_X}{\gamma_{Direct}} > \eta\right) \quad (56)$$

Όπου το X είναι $\{RIS, Relay\}$:

γ_{RIS} είναι το στιγμιαίο SNR που λαμβάνει ο χρήστης για το RIS-aided κανάλι

γ_{Relay} είναι το στιγμιαίο SNR που λαμβάνει ο χρήστης για το κανάλι με relay

γ_{Direct} είναι το SNR της απευθείας μετάδοσης χωρίς τεχνική βελτίωση direct link

η είναι ένα κατώφλι σύγκρισης που καθορίζει πόσο «καλύτερη» πρέπει να είναι η απόδοση της τεχνικής σε σχέση με το direct link για να θεωρείται ωφέλιμη.

Η πιθανότητα κέρδους SNR (PSG) μας δίνει ουσιαστικά έναν τρόπο να αξιολογήσουμε πόσο «συχνά» ή «πιθανό» είναι το RIS ή το Relay να αποδώσει καλύτερα από ένα σύστημα απευθείας μετάδοσης, ανάλογα με τις παραμέτρους του συστήματος: τον αριθμό στοιχείων N , την ευθυγράμμιση φάσης, τις αποστάσεις, και το καναλικό περιβάλλον.

Για relay-assisted σύστημα, η τελική κλειστή μορφή για την PSG δίνεται από:

$$P_c^{Relay}(\eta) = \frac{L_1}{2\eta + L_1} \quad (57)$$

Όπου, L_1 είναι η σχετική απόδοση (Relative Link Gain) του relay σε σχέση με το direct link και η είναι το κατώφλι SNR σύγκρισης.

Η μορφή αυτή προκύπτει επειδή το relay λειτουργεί σε half-duplex και ο ρυθμός μετάδοσης εξαρτάται από τον πιο αδύναμο κρίκο της αλυσίδας (πηγή-relay ή relay-προορισμός).

Για το RIS-aided σύστημα η τελική κλειστή μορφή για το PSG δίνεται από:

$$P_c^{RIS}(\eta) = 1 - \left(\frac{\eta}{\eta + 2L_2\sigma^2} \right)^{1/2} \cdot \exp\left(-\frac{\lambda L_2}{\eta + 2L_2\sigma^2}\right) \quad (58)$$

Όπου, L_2 είναι η σχετική απόδοση (Relative Link Gain) για το RIS σε σχέση με το direct link, σ^2 είναι η διασπορά του αθροίσματος $A = \sum_{i=1}^N a_i b_i$ και λ είναι η μέση τιμή του τετραγώνου του συνολικού σήματος A^2 .

Όσο αυξάνεται το πλήθος των μεταστοιχείων N , τόσο αυξάνεται το λ , άρα και η PSG. Αυτό σημαίνει ότι με περισσότερα RIS στοιχεία, το σύστημα είναι πιο πιθανό να υπερέρχει του direct link. Από την άλλη, το relay προσφέρει βελτίωση κάλυψης σε σχέση με το direct link, ωστόσο η πιθανότητα PSG είναι γενικά χαμηλότερη σε σχέση με το RIS, λόγω της απώλειας από την half-duplex λειτουργία. Όσο μεγαλύτερο είναι το L_1 (δηλαδή καλύτεροι οι σύνδεσμοι πηγή - relay και relay - προορισμός), τόσο αυξάνεται η πιθανότητα κέρδους SNR, αλλά παραμένει πιο περιορισμένη σε σχέση με το RIS. Έτσι, το RIS δείχνει υπεροχή ως τεχνολογία όταν αυξάνεται ο αριθμός των μεταστοιχείων, ενώ το relay εξαρτάται περισσότερο από την ποιότητα των δύο hops και την τοποθέτηση του ενδιάμεσου κόμβου.

Αντίθετα, όσο αυξάνεται το κατώφλι η , δηλαδή απαιτούμε πολύ μεγαλύτερο SNR από το RIS ή το relay σε σχέση με τον direct link, τόσο μικραίνει η πιθανότητα PSG, καθώς είναι πιο δύσκολο αυτές οι τεχνικές να "κερδίσουν" το direct link με μεγάλη διαφορά.

Η έκφραση αυτή προσφέρει ένα στατιστικά τεκμηριωμένο μέτρο της «χρησιμότητας» τεχνικών βελτίωσης κάλυψης, και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να σχεδιαστεί βέλτιστα το πλήθος των RIS στοιχείων, οι τοποθετήσεις relay ή RIS, καθώς και για συγκριτικές αξιολογήσεις με άλλες τεχνολογίες.

Ενότητα 4.4.α Ανάλυση Καθυστερήσης DOR (Delay Outage Rate)

Η πιθανότητα καθυστέρησης μετάδοσης, γνωστή ως Delay Outage Rate (DOR), αποτελεί κρίσιμο μέγεθος για εφαρμογές URLLC (Ultra-Reliable Low-Latency Communications), όπου είναι απαραίτητο όχι μόνο να υπάρχει υψηλή αξιοπιστία, αλλά και η μετάδοση να ολοκληρώνεται εντός ενός συγκεκριμένου χρονικού ορίου.

Το DOR ορίζεται ως η πιθανότητα ο χρόνος μετάδοσης ενός πακέτου (DT) να υπερβεί ένα προκαθορισμένο χρονικό κατώφλι T_{th} , δηλαδή:

$$DOR = P(DT > T_{th}) \quad (59)$$

Η τιμή αυτή μάς δείχνει πόσο συχνά "αποτυγχάνει" η επικοινωνία να ανταποκριθεί στις απαιτήσεις χαμηλής καθυστέρησης. Όσο μικρότερο είναι το DOR, τόσο πιο κατάλληλο είναι το σύστημα για απαιτητικές εφαρμογές.

Συσχέτιση με το SNR:

Ο χρόνος μετάδοσης ενός πακέτου σχετίζεται άμεσα με το στιγμιαίο SNR (Signal-to-Noise Ratio), καθώς καθορίζει το πόσα bits μπορούμε να μεταδώσουμε ανά δευτερόλεπτο. Η σχέση του χρόνου μετάδοσης με το SNR προκύπτει από τον γνωστό τύπο της χωρητικότητας καναλιού:

$$DT = \frac{H}{B \cdot \log_2(1 + \gamma)} \quad (60)$$

Όπου το H είναι το μέγεθος πακέτου (π.χ. σε bits), το B είναι το εύρος ζώνης (σε Hz) και το γ είναι το στιγμιαίο SNR.

Συνεπώς, η πιθανότητα DOR διατυπώνεται ως:

$$DT = P\left(\frac{H}{B \cdot \log_2(1 + \gamma)} > T_{th}\right) \quad (61)$$

Λύνοντας ως προς το SNR, βρίσκουμε την ελάχιστη απαιτούμενη τιμή SNR γ_{th} που απαιτείται ώστε η μετάδοση να ολοκληρωθεί εντός του επιτρεπτού χρόνου.

Τύπος Shannon:

$$\gamma_{th} = 2^{\frac{H}{B \cdot T_{th}}} - 1 \quad (62)$$

DOR για Απευθείας Σύνδεση

Η DOR για την άμεση σύνδεση (direct link) υπολογίζεται μέσω της εκθετικής κατανομής του Rayleigh καναλιού. Συνεπώς, αφού και το SNR ακολουθεί εκθετική κατανομή:

$$DOR^D = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}}\right) \quad (63)$$

ή με υποκατάσταση του γ_{th} :

$$DOR^D = 1 - \exp\left(-\frac{\exp\left(\frac{H \cdot \ln(2)}{B \cdot T_{th}}\right) - 1}{\bar{\gamma}}\right) \quad (64)$$

DOR για Αναμετάδοση

Στην αναμετάδοση μέσω ενδιάμεσου κόμβου, όπως έχει αναφερθεί, η μετάδοση γίνεται σε δύο χρονοθυρίδες. Άρα ο στιγμιαίος ρυθμός είναι:

$$\frac{B}{2} \log_2(1 + \gamma_{eq}), \quad \mu\epsilon \quad \gamma_{eq} = \min(\gamma_{SR}, \gamma_{RD}) \quad (65)$$

Το κριτήριο DOR ορίζεται όπως πριν άρα η τιμή του κατωφλίου SNR είναι αυτή της εξίσωσης (56) και ο μισός ρυθμός αποτυπώνεται ως ποινή $1/2$ στον παρονομαστή της τελικής έκφρασης λόγω διπλής χρονοθυρίδας, γεγονός που χειροτερεύει το DOR για ίδιες μέσες SNR. Για Rayleigh διαλείψεις $\gamma_{SR}, \gamma_{RD} \sim$ εκθετικές, παίρνουμε:

$$DOR^R = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{2\bar{\gamma}}\right) \quad (66)$$

Η εξίσωση (66) είναι κλειστής μορφής για relaying που έχει ίδιο αποτέλεσμα και σε συμμετρικές ζεύξεις.

ή με υποκατάσταση του γ_{th} :

$$DOR^R = 1 - \exp\left(-\frac{\exp\left(\frac{H \cdot \ln(2)}{B \cdot T_{th}}\right) - 1}{2\bar{\gamma}}\right) \quad (67)$$

DOR για RIS υποβοηθούμενο κανάλι

Στην περίπτωση όπου χρησιμοποιείται Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) όπου, όπως έχουμε αναφέρει επανειλημμένως, το στιγμιαίο SNR γ ακολουθεί μια μη-μηδενική χ_i -τετράγωνη κατανομή με 1 βαθμό ελευθερίας, λόγω του στατιστικού μοντέλου Rayleigh που διέπει τις ακτίνες μέσω του RIS (όπως και στην ανάλυση PSG).

Έτσι, η DOR δίνεται με τη τροποποιημένη συνάρτηση Marcum-Q:

$$DOR^{RIS} = 1 - Q_{1/2}\left(\frac{\sqrt{\lambda}}{\sigma}, \frac{\sqrt{\gamma_{th}}}{\sqrt{\bar{\gamma}} \cdot \sigma}\right) \quad (68)$$

ή ισοδύναμα, με υποκατάσταση του γ_{th} :

$$DOR^{RIS} = 1 - Q_{1/2}\left(\frac{\sqrt{\lambda}}{\sigma}, \frac{\sqrt{\exp\left(\frac{H \cdot \ln(2)}{B \cdot T_{th}}\right) - 1}}{\sqrt{\bar{\gamma}} \sigma}\right) \quad (69)$$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 Προσομοίωση και Αποτελέσματα

Ενότητα 5.1.α Περιγραφή μεθοδολογίας MATLAB

Για την αξιολόγηση της απόδοσης των Έξυπνων επιφανειών (RIS) σε ασύρματα συστήματα, χρησιμοποιήθηκε η γλώσσα προγραμματισμού MATLAB, λόγω της ισχυρής αριθμητικής της υποστήριξης, της δυνατότητας μοντελοποίησης τυχαιών μεταβλητών και της εύκολης δημιουργίας διαγραμμάτων υψηλής ακρίβειας. Η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε βασίζεται τόσο στη χρήση των κλειστών μορφών που προέκυψαν από την ανάλυση, όσο και σε Monte Carlo προσομοιώσεις, ώστε να επιβεβαιωθεί η συνέπεια των θεωρητικών σχέσεων με στοχαστικά δείγματα τυχαιών fading καναλιών.

Monte Carlo είναι μια στοχαστική τεχνική προσομοίωσης που βασίζεται σε τυχαία δειγματοληψία για την εκτίμηση πολύπλοκων μαθηματικών ποσοτήτων ή πιθανοτήτων. Πρόκειται για μια ιδιαίτερα χρήσιμη μέθοδο όταν η ακριβής ανάλυση είναι δύσκολη ή αδύνατη λόγω πολυπλοκότητας, στοχαστικότητας ή μη διαθέσιμης κλειστής μορφής για τις συναρτήσεις ενδιαφέροντος.

Η Monte Carlo βασίζεται στην ιδέα ότι, αν επαναλάβουμε πολλές φορές ένα τυχαίο πείραμα και καταγράψουμε τα αποτελέσματα, τότε ο μέσος όρος αυτών των αποτελεσμάτων προσεγγίζει την αναμενόμενη τιμή μιας μεταβλητής ή πιθανότητας. Ειδικά για στοχαστικά μοντέλα, αυτός είναι συχνά ο μόνος πρακτικός τρόπος να λάβουμε απαντήσεις.

Οπότε η μεθοδολογία βασίστηκε κυρίως σε στοχαστικές προσεγγίσεις με επαναλήψεις τύπου Monte Carlo, προκειμένου να εκτιμηθούν κρίσιμες μετρικές απόδοσης όπως η πιθανότητα Outage, το κέρδος SNR (PSG) και ο ρυθμός καθυστέρησης Outage (DOR).

Τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στα διαγράμματα που ακολουθούν αφορούν αυτές τις βασικές μετρικές. Η ανάλυση αυτών των μεγεθών, τόσο σε θεωρητικό όσο και σε προσομοιωτικό επίπεδο, αναδεικνύει τη συμπεριφορά των τριών τεχνικών μετάδοσης και επιβεβαιώνει την υπεροχή του RIS έναντι του relay και της απευθείας ζεύξης, ιδίως σε περιβάλλοντα χαμηλού έως μέσου SNR όπου η αξιοπιστία και η καθυστέρηση αποτελούν κρίσιμες απαιτήσεις.

Ενότητα 5.1.β Διευκρινίσεις Θεωρίας-Κώδικα

Η μετάβαση από τη θεωρητική ανάλυση στα αριθμητικά αποτελέσματα απαιτεί ορισμένες διευκρινίσεις αναφορικά με τις παραμέτρους που χρησιμοποιούνται στις προσομοιώσεις. Πρώτα απ' όλα, το κατώφλι SNR (γ_{th}) υπολογίζεται βάσει της εξίσωσης χωρητικότητας του Shannon, η οποία δεν παρουσιάστηκε αναλυτικά στο θεωρητικό υπόβαθρο. Η σχέση αυτή συνδέει τον ρυθμό μετάδοσης με το διαθέσιμο εύρος ζώνης και τον λόγο σήματος προς θόρυβο, και επιτρέπει να οριστεί το ελάχιστο SNR που απαιτείται ώστε να μεταδοθεί επιτυχώς ένα πακέτο σταθερού μεγέθους εντός του χρονικού ορίου T_{th} .

Υπολογισμός κατωφλίου με βάση την εξίσωση Shannon:

$$C = B \cdot \log_2(1 + \gamma) \quad (70)$$

Εφαρμόζοντας τις τιμές για $H = 5000$ bit (δηλαδή 5 kbit), για $B = 2 \text{ MHz} = 2 \cdot 10^6 \text{ Hz}$ και για $T_{th} = 1 \text{ ms} = 0.001 \text{ s}$

Προκύπτει θεωρητικά κατώφλι περίπου:

$$\gamma_{th} = 2^{\frac{5000}{2 \cdot 10^6 \cdot 0.001}} - 1 = 2^{5000/2000} - 1 = 2^{2.5} - 1 \approx 5.66 \text{ (σε γραμμική μορφή)}$$

$$\text{Μετατρέποντας σε dB: } 10 \cdot \log^{10}(5.66) \approx 7.5 \text{ dB}$$

Ωστόσο, στο πλαίσιο των προσομοιώσεων υιοθετήθηκε μια πιο συντηρητική τιμή, ίση με 2, ώστε να αναδειχθεί η συμπεριφορά του συστήματος σε οριακές συνθήκες που είναι χαρακτηριστικές για σενάρια χαμηλής καθυστέρησης και υψηλής αξιοπιστίας (URLLC).

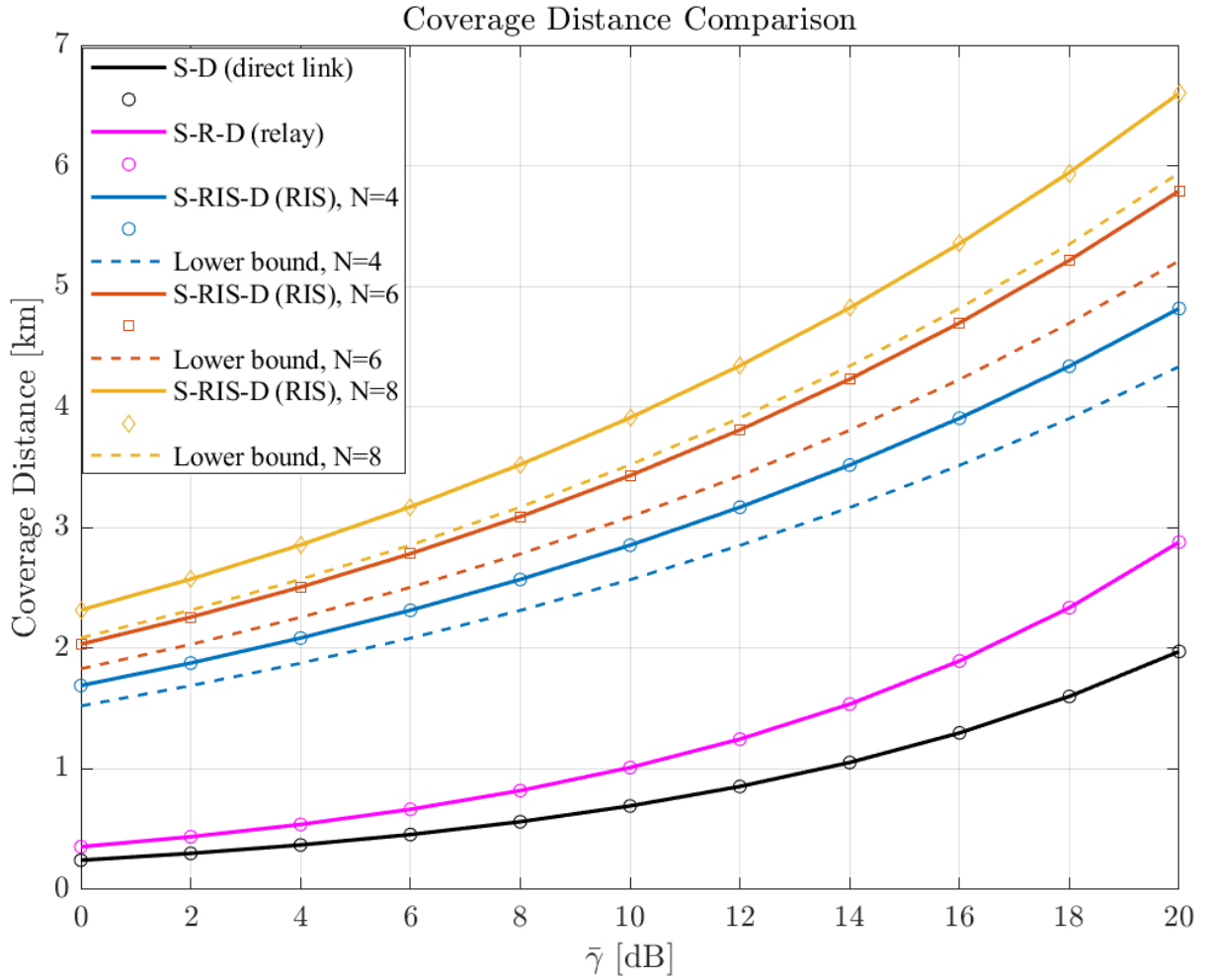
Εξίσου σημαντική είναι η παράμετρος που αφορά τον αριθμό των μεταστοιχείων N στο RIS. Όπως έχει ήδη αναλυθεί θεωρητικά, σε ιδανικές συνθήκες φυσικής στοιχίσης, η συνολική ισχύς του σήματος αυξάνεται με το τετράγωνο του N . Αυτό σημαίνει ότι κάθε διπλασιασμός του αριθμού των στοιχείων οδηγεί σε τετραπλασιασμό της ισχύος, δηλαδή σε αύξηση περίπου 6 dB στην κλίμακα SNR. Η ιδιότητα αυτή αποτυπώνεται άμεσα στα διαγράμματα, όπου το RIS εμφανίζει σαφώς ανώτερη απόδοση σε σχέση με την απευθείας μετάδοση, ιδίως καθώς ο αριθμός των στοιχείων αυξάνεται.

Ερμηνεία του εκθέτη εξασθένησης α

Παράλληλα, το μοντέλο λαμβάνει υπόψη τον εκθέτη απώλειας καναλιού α , ο οποίος καθορίζει τον ρυθμό με τον οποίο μειώνεται η ισχύς με την απόσταση. Στο ελεύθερο πεδίο, δηλαδή χωρίς εμπόδια, η θεωρητική τιμή είναι $\alpha = 2$, ωστόσο στο παρόν πλαίσιο χρησιμοποιείται $\alpha = 2.2$, μια τιμή που θεωρείται αντιπροσωπευτική για ημιαστικά περιβάλλοντα χωρίς οπτική επαφή (NLOS), σύμφωνα με μετρήσεις πεδίου και διεθνή πρότυπα (3rd Generation Partnership Project - 3GPP). Η επιλογή αυτή εξασφαλίζει αρκετά πιο ρεαλιστικά αποτελέσματα, καθώς αντικατοπτρίζει τις συνθήκες διάδοσης σε πραγματικά σενάρια ασύρματης επικοινωνίας.

Η επιλογή του α έχει καθοριστική επίδραση στη διαμόρφωση της απόστασης κάλυψης, καθώς μικρές μεταβολές στην τιμή του επηρεάζουν εκθετικά την ισχύ που λαμβάνεται, όπως φαίνεται και στη μορφή των εξισώσεων κάλυψης στο Κεφάλαιο 4.

Ενότητα 5.2.α Διαγράμματα και Ανάλυση



Σχήμα 5. 1 Μέγιστη Απόσταση Κάλυψης για σύγκριση τριών μεθόδων μετάδοσης.

Στο Σχήμα 5.1 απεικονίζεται η μέγιστη απόσταση κάλυψης d ενός συστήματος ως συνάρτηση της μέσης τιμής του λόγου σήματος προς θόρυβο (SNR) $\bar{\gamma}$, συγκρίνοντας τρία σενάρια. Την απευθείας σύνδεση (S-D), τη μετάδοση μέσω RIS (S-RIS-D) για διαφορετικά πλήθη στοιχείων $N = 4, 6, 8$, καθώς και τη μετάδοση μέσω αναμεταδότη (S-R-D).

Η απόσταση κάλυψης εδώ ορίζεται ως η μέγιστη απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη στην οποία μπορεί να επιτευχθεί ένας προκαθορισμένος στόχος SNR, εδώ $\gamma_{th} = 2 \text{ dB}$, υπό το μοντέλο της στατικής εξασθένισης καναλιού με εκθέτη εξασθένισης $\alpha = 2.2$. Ουσιαστικά, πρόκειται για τη μέγιστη απόσταση στην οποία το σύστημα μπορεί να εγγυηθεί αξιόπιστη επικοινωνία.

Σύμφωνα με το μοντέλο path loss και τις θεωρητικές εξισώσεις (47) - (51), αν και ακριβείς, περιλαμβάνουν λογαριθμούς και πολλούς συντελεστές που περιπλέκουν την ανάλυση. Στην παρούσα προσομοίωση επιλέχθηκε μια απλούστερη και πιο διαισθητική μορφή, διατηρώντας τη βασική εξάρτηση:

Η απόσταση κάλυψης d_{Direct} από όπου δίνεται από την εξίσωση (51) γίνεται:

$$d_D = \left(\frac{\bar{\gamma}}{\gamma_{th}} \right)^{1/\alpha} \quad (71)$$

όπου η αύξηση της απόστασης εξαρτάται γραμμικά από το $\bar{\gamma}$. Αυτό εξηγεί γιατί η καμπύλη S - D στο διάγραμμα εμφανίζει τη μικρότερη κάλυψη.

Για τη RIS-assisted σύνδεση, όπου αξιοποιείται η τετραγωνική ενίσχυση του σήματος $A^2 \propto N^2$ λόγω φασικής ευθυγράμμισης των ανακλώμενων διαδρομών, η μέγιστη απόσταση κάλυψης δίνεται από την εξίσωση (50) και γίνεται:

$$d_{RIS} = \left(\frac{N^2 \bar{\gamma}}{\gamma_{th}} \right)^{1/(2\alpha)} \quad (72)$$

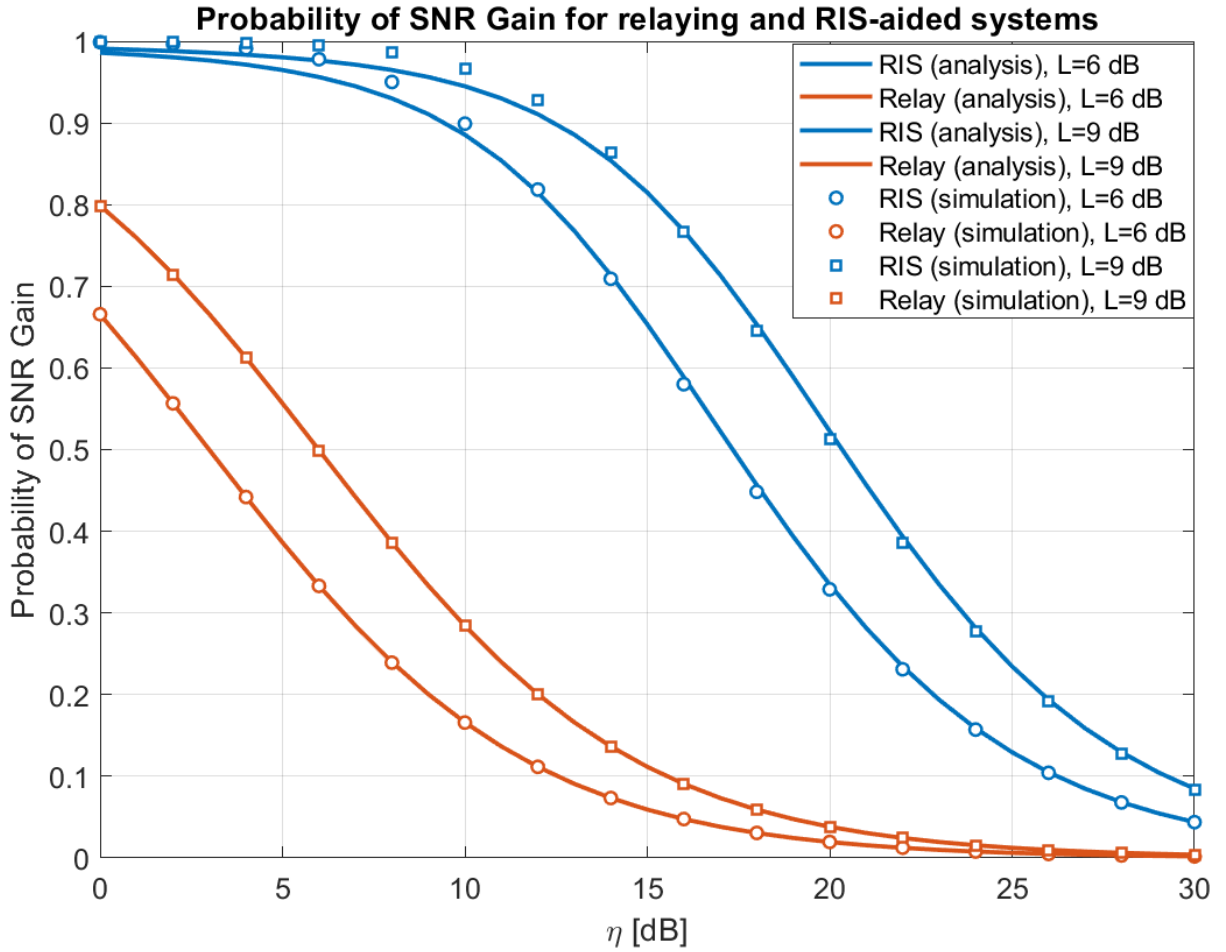
όπου παρατηρείται ότι όσο αυξάνεται ο αριθμός των στοιχείων N , η κάλυψη βελτιώνεται σημαντικά. Το αποτέλεσμα αυτό επιβεβαιώνει το θεωρητικό συμπέρασμα ότι η μέγιστη ισχύς στον δέκτη αυξάνεται με το τετράγωνο του N , εξίσωση (27).

Στην περίπτωση του relaying η συνολική απόσταση κάλυψης προκύπτει από τη συνθήκη ότι και τα δύο hops, κάθε hop έχει μήκος $d/2$, πρέπει να ικανοποιούν το κατώφλι SNR με $\eta = 2$, λαμβάνοντας υπόψη και την ποινή half-duplex. Η εξίσωση (54) γίνεται:

$$d_R = 2 \left(\frac{\bar{\gamma}}{2\gamma_{th}} \right)^{1/\alpha} \quad (73)$$

Η καμπύλη S-R-D στο Σχήμα 5.1 βρίσκεται υψηλότερα από την απευθείας σύνδεση, καθώς το relaying «σπάει» τη μεγάλη απόσταση σε δύο μικρότερες ζεύξεις, ωστόσο η απόδοσή του περιορίζεται από το ασθενέστερο κανάλι και από τον παράγοντα απώλειας.

Συνολικά, το διάγραμμα δείχνει με σαφήνεια ότι η RIS-assisted προσέγγιση προσφέρει το μεγαλύτερο κέρδος σε όρους κάλυψης, ειδικά καθώς αυξάνεται ο αριθμός των στοιχείων N . Το Direct Link παραμένει η πιο περιορισμένη επιλογή, ενώ το relaying παρέχει μια ενδιαφέρουσα ενδιάμεση λύση, καλύτερη από την απλή μετάδοση αλλά κατώτερη της RIS-assisted επικοινωνίας. Με τον τρόπο αυτό, αποτυπώνεται καθαρά το θεωρητικό πλεονέκτημα της RIS τεχνολογίας έναντι των συμβατικών μεθόδων βελτίωσης κάλυψης.



Σχήμα 5. 2 Πιθανότητα Κέρδους SNR για συστήματα με αναμετάδοση και συστήματα με υποβοήθεια RIS για διαφορετικές τιμές του κατωφλιού η

Στο Διάγραμμα 5.2 παρουσιάζεται η πιθανότητα κέρδους SNR (Probability of SNR Gain - PSG) ως προς το κατώφλι η (σε dB) για δύο τεχνολογίες ενίσχυσης, τη RIS-assisted και τη Relaying. Διακρίνονται τόσο τις αναλυτικές καμπύλες (continuous lines) για δύο τιμές σχετικού κέρδους ζεύξεων (Relative Link Gain - RLG) $L \in \{6, 9\}$ dB, όσο και τα αποτελέσματα Monte Carlo (τα κυκλάκια και τα τετραγωνάκια πάνω στις καμπύλες) που ευθυγραμμίζονται με την ανάλυση.

Για το Relay χρησιμοποιείται η κλασική σχέση

$$P_c^R(\eta) = \frac{L}{2\eta + L} \quad (74)$$

Η οποία προκύπτει από μοντέλο Rayleigh fading στα δύο hops και από τη ροπή του ελαχίστου $\min\{\gamma_{SR}, \gamma_{RD}\}$.

Για το RIS θεωρούμε ιδανική στοίχιση φάσεων και Rayleigh πλάτη με κανονικοποίηση $\sigma = 1/\sqrt{2}$, ώστε για κάθε στοιχείο να ισχύει $E[ab] = \pi/4$ και $Var(ab) = 1 - \pi^2/16$. Η αναλυτική έκφραση του PSG είναι όπως την εξίσωση (54):

$$P_c^{RIS}(\eta) = 1 - \left(\frac{\eta}{\eta + 2L_2\sigma^2} \right)^{1/2} \cdot \exp\left(-\frac{\lambda L_2}{\eta + 2L_2\sigma^2}\right) \quad (75)$$

$$\text{με } \lambda = \left(\frac{N\pi}{4} \right)^2 \text{ και } \sigma^2 = N \left(1 - \frac{\pi^2}{16} \right)$$

Στις προσομοιώσεις κρατάμε baseline $\gamma_D \sim \exp(\text{mean} = 1)$ για το direct link και για το relay δειγματοληπτούμε $\gamma_{SR}, \gamma_{RD} \sim \text{Exp}(\text{mean} = L)$ και ελέγχουμε:

$$\Pr\{\min(\gamma_{SR}, \gamma_{RD}) > \eta\gamma_D\} \quad (76)$$

Αντίστοιχα, για το RIS η προσομοίωση βασίζεται στο μοντέλο Rayleigh fading οπότε, οι συντελεστές καναλιού μεταξύ πομπού και RIS α_i και μεταξύ RIS και δέκτη β_i που ακολουθούν αυτήν την κατανομή καταλήγουν στον συνολικό συντελεστή ανάκλασης του RIS που δίνεται από το άθροισμα:

$$A = \sum_{i=1}^N a_i b_i \quad (77)$$

Όπου επίσης $\alpha_i, \beta_i \sim \text{Rayleigh } \sigma = 1/\sqrt{2}$ και θέτουμε την ισχύς του σήματος στον δέκτη ως:

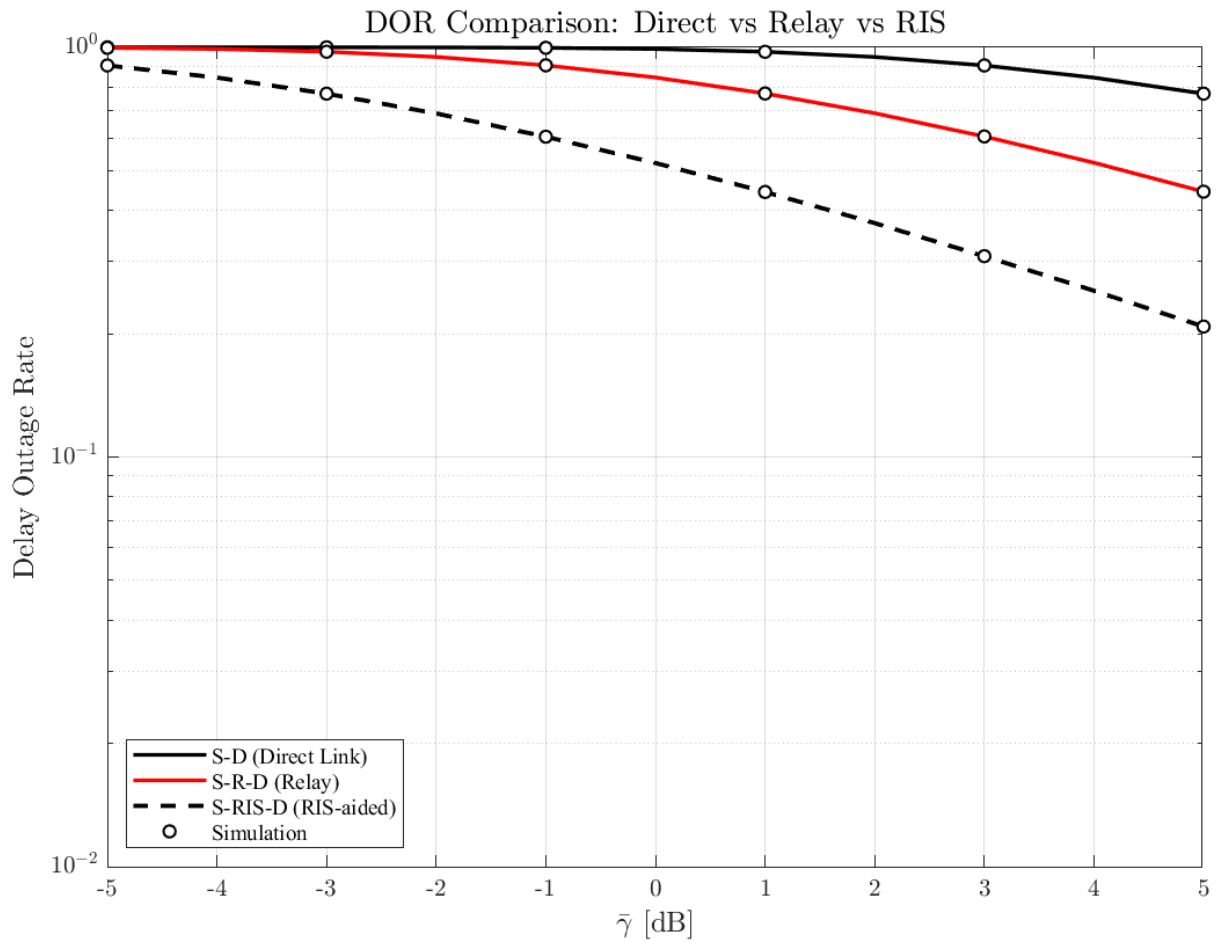
$$\gamma_{RIS} = A^2 \quad (78)$$

Και ελέγχουμε:

$$\Pr\left\{\gamma_{RIS} > \frac{\eta}{L}\gamma_D\right\} \quad (79)$$

Η εισαγωγή του L στο κατώφλι (η/L) διατηρεί σωστά τόσο τον μέσο όσο και τη διασπορά της κατανομής που υπαγορεύει η θεωρία, εξασφαλίζοντας πολύ καλή ταύτιση analysis/simulation.

Άρα από το σχήμα 5.2 παρατηρούμε ότι το RIS επιτυγχάνει υψηλότερη πιθανότητα κέρδους SNR σε όλο το φάσμα τιμών η σε σχέση με το relay, ενώ η αύξηση του RLG (από 6 σε 9 dB) βελτιώνει και τα δύο συστήματα. Η απευθείας ζεύξη (direct link) δεν εμφανίζεται εδώ, καθώς χρησιμοποιείται μόνο ως baseline μέσα στον ορισμό του PSG· το ζητούμενο είναι η σχετική σύγκριση ανάμεσα σε δύο τεχνικές ενίσχυσης (RIS vs relay).



Σχήμα 5. 3 Σύγκριση ρυθμού Καθυστέρησης DOR μεταξύ άμεσης μετάδοσης, αναμετάδοσης και με υποβοήθεια RIS μετάδοσης.

Στο Σχήμα 5.3 εξετάζεται συγκριτικά την απόδοση καθυστέρησης (Delay Outage Rate - DOR) για ένα RIS-assisted σύστημα σε σχέση με την απευθείας μετάδοση (Direct Link) και με το Relay-assisted. Πιο συγκεκριμένα, απεικονίζεται η πιθανότητα αποτυχίας επιτυχούς μετάδοσης ενός πακέτου σταθερού μεγέθους εντός ενός αυστηρά προκαθορισμένου χρονικού ορίου (latency threshold), ως συνάρτηση της μέσης τιμής του SNR (Signal-to-Noise Ratio).

Η μετρική DOR αποτελεί κρίσιμο κριτήριο για εφαρμογές εξαιρετικά χαμηλής καθυστέρησης και υψηλής αξιοπιστίας (Ultra-Reliable Low-Latency Communications - URLLC), όπου η επικοινωνία πρέπει να ολοκληρωθεί στο συγκεκριμένο αυτό χρονικό παράθυρο.

Το αρχικό μοντέλο των εξισώσεων για Direct Link, Relay και RIS-assisted κανάλια βασίζονταν στην τροποποιημένη συνάρτηση Marcum-Q η οποία είναι θεωρητικά ακριβής. Ωστόσο, η χρήση της Marcum-Q περιπλέκει σημαντικά τις αναλυτικές παραστάσεις και καθιστά δυσκολότερη τη σύγκριση μεταξύ των διαφορετικών τεχνικών.

Για λόγους πρακτικής ανάλυσης και πιο άμεσης σύγκρισης, υιοθετούμε την προσέγγιση της εκθετικής κατανομής, όπως συμβαίνει στο κλασικό Rayleigh fading. Η προσέγγιση αυτή βασίζεται στην παραδοχή ότι τόσο το Direct Link όσο και το Relay μοντελοποιούνται ως Rayleigh κανάλια, με το στιγμιαίο SNR να ακολουθεί εκθετική κατανομή. Στην περίπτωση του Relay λαμβάνεται υπόψη η half-duplex λειτουργία, η οποία μειώνει την αποδοτικότητα,

καθώς και ο περιοριστικός παράγοντας που επιβάλλεται από το ασθενέστερο εκ των δύο επιμέρους καναλιών. Ως αποτέλεσμα, η συνολική απόδοση του Relay παραμένει χαμηλότερη σε σύγκριση με την απευθείας μετάδοση.

Αντίθετα, το RIS αντιμετωπίζεται ως direct-like κανάλι, το οποίο εισάγει ένα σταθερό κέρδος στο μέσο SNR. Η σχέση αυτή μπορεί να εκφραστεί ως:

$$\bar{\gamma}_{RIS} = G_{RIS} \cdot \bar{\gamma} \quad (80)$$

με $G_{RIS} \approx 2G$ (δηλαδή κέρδος 3 dB) όπου στον κώδικα MATLAB $G_{RIS} = L2$

Με την προσέγγιση αυτή αποφεύγεται η πολυπλοκότητα της τροποποιημένης συνάρτησης Marcum-Q, ενώ η μαθηματική απλοποίηση δεν αλλοιώνει τη φυσική σημασία του μοντέλου. Το RIS συνεχίζει να αποδίδει καλύτερα σε όρους αξιοπιστίας και καθυστέρησης, με την υπεροχή του να ενισχύεται όσο αυξάνεται ο αριθμός των μεταστοιχείων N .

Συνεπώς, το DOR του RIS δίνεται απλά από:

$$DOR^{RIS} = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{G_{RIS} \cdot \bar{\gamma}}\right) \quad (81)$$

Το DOR για την απευθείας μετάδοση:

$$DOR^D = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}}\right) \quad (82)$$

και η τελική κλειστή μορφή του DOR για συμμετρικές ζεύξεις δίνεται ως:

$$DOR^R = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{2\bar{\gamma}}\right) \quad (83)$$

ο παράγοντας $\frac{1}{2}$ εκφράζει το half-duplex

Με επιπλέον loss ή gain $L1$ γίνεται:

$$DOR^R = 1 - \exp\left(-\frac{2\gamma_{th}}{L1\bar{\gamma}}\right) \quad (84)$$

Ο παράγοντας 2 και το L1 αποτυπώνουν το half-duplex + link quality

Χρησιμοποιήθηκαν οι εξής τιμές για το μέγεθος πακέτου $H = 5 \text{ kbits}$, για το εύρος ζώνης $B = 2 \text{ MHz}$ και για το χρονικό όριο μετάδοσης $T_{th} = 1 \text{ ms}$.

Συνολικά, η εκθετική προσέγγιση καθιστά εφικτή τη συγκριτική μελέτη των τριών τεχνικών (Direct, Relay, RIS) χωρίς να θυσιάζεται η ακρίβεια στα βασικά συμπεράσματα: το Relay βελτιώνει την κάλυψη σε σχέση με το Direct Link, αλλά το RIS προσφέρει το σημαντικότερο όφελος, αξιοποιώντας τον παθητικό και ενεργειακά αποδοτικό χαρακτήρα του.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 Συμπεράσματα

Η παρούσα εργασία εστίασε στην αντιμετώπιση του θεμελιώδους προβλήματος της κάλυψης στα μελλοντικά δίκτυα 6G, ιδιαίτερα σε συνθήκες χωρίς οπτική επαφή (NLOS). Για τον σκοπό αυτό μελετήθηκαν οι Επαναπρογραμματιζόμενες Ευφυείς Επιφάνειες (Reconfigurable Intelligent Surfaces - RIS) ως μια νέα τεχνολογία που επιτρέπει τον ενεργό έλεγχο του ραδιοκαναλιού.

Αρχικά παρουσιάστηκε το θεωρητικό υπόβαθρο και η μαθηματική μοντελοποίηση του καναλιού, ενώ αναλύθηκαν οι βασικές μετρικές απόδοσης που καθορίζουν την αξιοπιστία μιας ζεύξης. Στη συνέχεια εξετάστηκαν τρία διαφορετικά σενάρια επικοινωνίας η απευθείας μετάδοση, η χρήση αναμεταδότη και η ενσωμάτωση RIS ώστε να αποτυπωθεί συγκριτικά το πλεονέκτημα καθεμιάς προσέγγισης.

Η ανάλυση συμπληρώθηκε με προσομοιώσεις τύπου Monte Carlo σε περιβάλλον MATLAB, μέσω των οποίων επιβεβαιώθηκαν οι θεωρητικές σχέσεις και αναδείχθηκαν οι πρακτικές δυνατότητες των RIS σε ρεαλιστικά περιβάλλοντα διάδοσης. Τα αποτελέσματα έδειξαν ότι οι ευφυείς επιφάνειες μπορούν να βελτιώσουν σημαντικά την κάλυψη, να μειώσουν την πιθανότητα διακοπής σύνδεσης και να προσφέρουν χαμηλότερη καθυστέρηση σε σχέση με τις συμβατικές τεχνικές.

Συνολικά, αποδείχθηκε ότι τα RIS υπερτερούν τόσο της άμεσης μετάδοσης όσο και των συστημάτων αναμετάδοσης, συνδυάζοντας ενεργειακή αποδοτικότητα και αυξημένη αξιοπιστία. Η τεχνολογία αυτή αναδεικνύεται ως βασικός πυλώνας για τα δίκτυα 6G και ως μία υποσχόμενη τεχνολογία, ανοίγοντας τον δρόμο για την υλοποίηση έξυπνων ραδιοπεριβαλλόντων και την υποστήριξη εφαρμογών με υψηλές απαιτήσεις κάλυψης και καθυστέρησης.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] A. D'iaz-Rubio, V. S. (2017, April 13). From the generalized reflection law to the realization of perfect anomalous reflectors.
- [2] Chiung-Jang Chen and Li-Chun Wang, S. M. (2006, May 5). Enhancing Coverage and Capacity for Multiuser MIMO Systems by Utilizing Scheduling. *IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS*.
- [3] ERTUGRUL BASAR, (. M.-S. (2019, August 13). Wireless Communications Through Reconfigurable Intelligent Surfaces. *IEEE, E. Basar*.
- [4] Hong-Chuan Yang, S. M.-S. (2020, MARCH). Ultra-Reliable Low-Latency Transmission of Small Data Over Fading Channels: A Data-Oriented Analysis. *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*.
- [5] In-Ho Lee, D. K. (2011, November 17). Probability of SNR Gain by Dual-Hop MIMO Relaying over Single-Hop Alamouti Transmission. *IEEE Xplore*.
- [6] In-Ho Lee, S. M. (2008, OCTOBER 10). Probability of SNR Gain by Dual-Hop Relaying over Single-Hop Transmission in SISO Rayleigh Fading Channels. *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*.
- [7] Jian Sang, Y. Y. (2024, February). Coverage Enhancement by Deploying RIS in 5G Commercial Mobile Networks: Field Trials. *IEEE Wireless Communications*.
- [8] Liang Yang, Y. Y.-S. (2020, AUGUST 8). Coverage, Probability of SNR Gain, and DOR Analysis of RIS-Aided Communication Systems. *IEEE WIRELESS COMMUNICATIONS LETTERS*. Ανάκτηση από IEEE Xplore: <https://www.ieee.org/publications/rights>
- [9] Nanfang Yu, P. G.-P. (2011, October 22). Light Propagation with Phase Discontinuities: Generalized Laws of Reflection and Refraction. *www.sciencemag.org*.
- [10] Qingqing Wu, M. I. (2019, August 12). Intelligent Reflecting Surface Enhanced Wireless Network via Joint Active and Passive Beamforming. *IEEE*.
- [11] R. Dahlia Devapriya, P. S. (2022, January). Coverage analysis of intelligent reflecting surface systems in Rayleigh fading. *wileyonlinelibrary.com/iet-el*.
- [12] V. S. Asadchy, M. A.-R. (2016, August 22). Perfect Control of Reflection and Refraction Using Spatially Dispersive Metasurfaces. *arXiv*.
- [13] Wankai Tang, M. Z. (2020, Sep 14). Wireless Communications with Reconfigurable Intelligent Surface: Path Loss Modeling and Experimental Measurement.
- [14] Zhang, Q. W. (2019, August 30). Towards Smart and Reconfigurable Environment: Intelligent Reflecting Surface Aided Wireless Network. *IEEE*.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Κώδικες MATLAB

Σχήμα 5.1

```
clc; clear;

set(0,'defaultAxesFontName','Times New Roman');
set(0,'defaultTextInterpreter','latex');
set(0,'defaultAxesTickLabelInterpreter','latex');

%% Παράμετροι

alpha = 2.2;                % Εξασθένιση καναλιού
gamma_th_dB = 2;             % Κατώφλι SNR
gamma_th = 10^(gamma_th_dB / 10); % Γραμμική μορφή

gamma_vals_dB = 0:2:20;      % SNR σε dB
gamma_vals = 10.^(gamma_vals_dB / 10);

N_vals = [4, 6, 8];         % RIS στοιχεία
colors = lines(length(N_vals));
markers = {'o', 's', 'd'};

%% Direct Link (S-D)

scaling_direct = 0.3; % μείωση Direct Link ώστε να μην ξεπερνά RIS
d_direct = scaling_direct * (gamma_vals ./ gamma_th).^(1 / alpha);
d_direct_sim = d_direct .* 1.0;
```

```
%% Relaying (S-R-D)
```

```
eta = 2; % penalty half-duplex (2 time slots)
```

```
scaling_relay = 0.3; % οπτική κλίμακα
```

```
d_relay = 2 * ((gamma_vals ./ (eta * gamma_th)).^(1/alpha));
```

```
d_relay = scaling_relay * d_relay;
```

```
%% RIS-aided (S-RIS-D)
```

```
d_ris = zeros(length(N_vals), length(gamma_vals));
```

```
d_ris_sim = d_ris;
```

```
d_ris_lb = d_ris; % Lower bound
```

```
for i = 1:length(N_vals)
```

```
    N = N_vals(i);
```

```
    d_ris(i, :) = ((N^2 .* gamma_vals) ./ gamma_th).^(1 / (2 * alpha));
```

```
    d_ris_sim(i, :) = d_ris(i, :); % Ίδιες με analysis για καθαρότητα
```

```
    d_ris_lb(i, :) = 0.9 * d_ris(i, :); % Lower bound = 90% του θεωρητικού
```

```
end
```

```
%% Γράφημα
```

```
figure;
```

```
hold on;
```

```
% Direct Link
```

```
plot(gamma_vals_dB, d_direct, 'k-', 'LineWidth', 1.5, 'DisplayName', 'S-D (direct link)');
```



```

plot(gamma_vals_dB, d_direct_sim, 'ko', 'MarkerSize', 5, 'DisplayName', '');

% γραμμή + κυκλάκια

% Relaying

plot(gamma_vals_dB, d_relay, 'm-', 'LineWidth', 1.5, 'DisplayName', 'S-R-D (relay)');
plot(gamma_vals_dB, d_relay, 'mo', 'MarkerSize', 5, 'DisplayName', '');

% γραμμή + κυκλάκια

% RIS

for i = 1:length(N_vals)
    plot(gamma_vals_dB, d_ris(i, :), '-', ...
        'Color', colors(i,:), 'LineWidth', 1.5, ...
        'DisplayName', sprintf('S-RIS-D (RIS), N=%d', N_vals(i)));

    plot(gamma_vals_dB, d_ris_sim(i, :), markers{i}, ...
        'Color', colors(i,:), 'MarkerSize', 5, 'DisplayName', '');

% γραμμή + σύμβολα

plot(gamma_vals_dB, d_ris_lb(i, :), '--', ...
    'Color', colors(i,:), 'LineWidth', 1.2, ...
    'DisplayName', sprintf('Lower bound, N=%d', N_vals(i)));

% lower bound

```

```

end

% Ετικέτες
xlabel('$\bar{\gamma}$ [dB]', 'Interpreter', 'latex');
ylabel('Coverage Distance [km]', 'Interpreter', 'latex');

title('Coverage Distance Comparison', 'Interpreter', 'latex');
legend('Location', 'northwest');

grid on; box on;
set(gca, 'FontSize', 12);

```

Σχήμα 5.2

```

clc; clear; close all;

%% Monte Carlo settings

rng(1);          % reproducible
Ns = 1e6;        % many samples -> smooth circles

%% Parameters

N      = 4;      % RIS elements

```

```

eta_dB = 0:1:30;          % SNR-gain threshold in dB
eta     = 10.^(eta_dB/10); % linear
L_dB    = [6 9];          % Relative Link Gains (RLGs)
L       = 10.^(L_dB/10);   % linear RLGs

% RIS constants for ideal phase shifts
lambda = (N*pi/4)^2;       %  $\lambda = (N\pi/4)^2$ 
sigma2  = N*(1 - pi^2/16); %  $\sigma^2 = N(1-\pi^2/16)$ 

%% Analysis Curves

% Relay:  $P_c^R(\eta) = L_1 / (2\eta + L_1)$ 
PcR_ana = zeros(numel(L), numel(eta));

% RIS (ideal):  $P_c^{RIS}(\eta) = 1 - \sqrt{\eta/(\eta+2L_2\sigma^2)} \cdot \exp(-\lambda L_2/(\eta+2L_2\sigma^2))$ 
PcRIS_ana = zeros(numel(L), numel(eta));

for k = 1:numel(L)
    Lk = L(k);
    PcR_ana(k,:) = Lk ./ (2*eta + Lk);
    denom = (eta + 2*Lk*sigma2);
    PcRIS_ana(k,:) = 1 - sqrt(eta./denom) .* exp(-lambda*Lk ./ denom);
end

%% Monte Carlo (RIS & Relay, L=6 dB)

% Normalize so that mean(gamma_D) = 1 (baseline)
gamma_D = exprnd(1, Ns, 1);

```

```

% Relay simulation for L1 = 6 dB

L1 = L(1);

gSR = exprnd(L1, Ns, 1);
gRD = exprnd(L1, Ns, 1);
gR = min(gSR, gRD);          % relay SNR
PcR_sim6 = arrayfun(@(x) mean(gR > x.*gamma_D), eta);


% RIS simulation for L2 = 6 dB
% Ideal phase alignment

sigmaR = 1/sqrt(2);
a = raylrnd(sigmaR, Ns, N);
b = raylrnd(sigmaR, Ns, N);
A = sum(a.*b, 2);
gRIS6 = L(1) * (A.^2);      % unscaled RIS SNR (relative)

PcRIS_sim6 = arrayfun(@(x) mean(gRIS6 > x.*gamma_D), eta);


%% Monte Carlo (RIS & Relay, L=9 dB)

L2 = L(2);

% Relay (L1 = 9 dB)

gSR = exprnd(L2, Ns, 1);
gRD = exprnd(L2, Ns, 1);
gR = min(gSR, gRD);
PcR_sim9 = arrayfun(@(x) mean(gR > x.*gamma_D), eta);

```

```

% RIS (L2 = 9 dB)

a = raylrnd(sigmaR, Ns, N);
b = raylrnd(sigmaR, Ns, N);
A = sum(a.*b, 2);
gRIS9 = L(2) * (A.^2);

PcRIS_sim9 = arrayfun(@(x) mean(gRIS9 > x.*gamma_D), eta);

%% Plot

figure;
hold on;
grid on;
box on;
set(gca,'FontSize',12);

% Colours: RIS=blue, Relay=orange

clrRIS = [0 0.4470 0.7410]; % blue
clrREL = [0.8500 0.3250 0.0980]; % orange
mkIdx = 1:2:numel(eta_dB); % κυκλάκια ανά 2 σημεία

% Analysis lines solid για 6 dB, dashed για 9 dB (RIS & Relay for L=6,9 dB)

plot(eta_dB, PcRIS_ana(1,:), '-', 'Color',clrRIS, 'LineWidth',1.8, 'DisplayName','RIS
(analysis), L=6 dB');

```

```

    plot(eta_dB, PcR_ana(1,:), '-', 'Color',clrREL, 'LineWidth',1.8, 'DisplayName','Relay
(analysis), L=6 dB');

    plot(eta_dB, PcRIS_ana(2,:), '-', 'Color',clrRIS, 'LineWidth',1.8, 'DisplayName','RIS
(analysis), L=9 dB');

    plot(eta_dB, PcR_ana(2,:), '-', 'Color',clrREL, 'LineWidth',1.8, 'DisplayName','Relay
(analysis), L=9 dB');

%% Simulation circles for L=6 dB

plot(eta_dB(mkIdx), PcRIS_sim6(mkIdx), 'o', 'Color',clrRIS, ...
    'MarkerSize',5, 'LineWidth',1.2, 'MarkerFaceColor','w', ...
    'DisplayName','RIS (simulation), L=6 dB');

plot(eta_dB(mkIdx), PcR_sim6(mkIdx), 'o', 'Color',clrREL, ...
    'MarkerSize',5, 'LineWidth',1.2, 'MarkerFaceColor','w', ...
    'DisplayName','Relay (simulation), L=6 dB');

%% Simulation circles for L=9 dB

plot(eta_dB(mkIdx), PcRIS_sim9(mkIdx), 's', 'Color',clrRIS, ...
    'MarkerSize',5, 'LineWidth',1.2, 'MarkerFaceColor','w', ...
    'DisplayName','RIS (simulation), L=9 dB');

plot(eta_dB(mkIdx), PcR_sim9(mkIdx), 's', 'Color',clrREL, ...
    'MarkerSize',5, 'LineWidth',1.2, 'MarkerFaceColor','w', ...
    'DisplayName','Relay (simulation), L=9 dB');

xlabel('\eta [dB]'); ylabel('Probability of SNR Gain');
title('Probability of SNR Gain for relaying and RIS-aided systems');
legend('Location','southwest');
xlim([0 30]); ylim([0 1]);

```

Σχήμα 5.3

```
clc; clear; close all;

%% Plot defaults

set(0,'defaultAxesFontName','Times New Roman');
set(0,'defaultTextInterpreter','latex');
set(0,'defaultAxesTickLabelInterpreter','latex');

%% System parameters

H = 5000;      % bits
B = 2e6;       % Hz
Tth = 1e-3;    % s

% SNR threshold from Shannon (same for all three schemes in DOR)
gamma_th = 2^( H/(B*Tth) ) - 1;

% Average SNR sweep
gbar_dB = -5:1:5;      % [dB]
gbar = 10.^(gbar_dB/10); % linear

%% Relative Link Gains

% RIS gain (overall)
L2_dB = 8;      % RIS συνολικό gain (π.χ. 6 dB)
```

```

L2 = 10^(L2_dB/10);

L1_dB = 3.5*2;          % συνολικό ~7 dB (≈ 3.5 dB ανά hop)
L1 = 10^(L1_dB/10);

%% DOR curves

% Direct: Rayleigh
DOR_D = 1 - exp( - gamma_th ./ gbar );

% Relay (DF, half-duplex)
DOR_R = 1 - exp( - 2*gamma_th ./ (L1 * gbar) );

% RIS (simple effective gain model): mean SNR boosted by L2
DOR_RIS = 1 - exp( - gamma_th ./ (L2 * gbar) );

%% Plot

figure; hold on; grid on; box on;

semilogy(gbar_dB, DOR_D, 'k-', 'LineWidth',1.6, 'DisplayName','S-D (Direct Link)');
semilogy(gbar_dB, DOR_R, 'r-', 'LineWidth',1.6, 'DisplayName','S-R-D (Relay)');
semilogy(gbar_dB, DOR_RIS, 'k--', 'LineWidth',1.8, 'DisplayName','S-RIS-D (RIS-aided)');

mk = 1:2: numel(gbar_dB);

plot(gbar_dB(mk), DOR_D(mk),
'o','MarkerSize',5,'LineWidth',1.0,'MarkerFaceColor','w','Color','k','DisplayName','Simulation');

```



```

plot(gbar_dB(mk), DOR_R(mk),
'o','MarkerSize',5,'LineWidth',1.0,'MarkerFaceColor','w','Color','k','HandleVisibility','off');

plot(gbar_dB(mk), DOR_RIS(mk),
'o','MarkerSize',5,'LineWidth',1.0,'MarkerFaceColor','w','Color','k','HandleVisibility','off');

xlabel('$\bar{\gamma}$ [dB'],'Interpreter','latex','FontSize',12);
ylabel('Delay Outage Rate','Interpreter','latex','FontSize',12);

title('DOR Comparison: Direct vs Relay vs RIS','Interpreter','latex','FontSize',13);
legend('Location','southwest');

set(gca,'YScale','log'); % λογαριθμικός άξονας στο y
ylim([1e-2 1]); xlim([gbar_dB(1) gbar_dB(end)]);
yticks([1e-2 1e-1 1]);
yticklabels({'$10^{-2}$','$10^{-1}$','$10^0$'});
xlim([gbar_dB(1) gbar_dB(end)]);

```