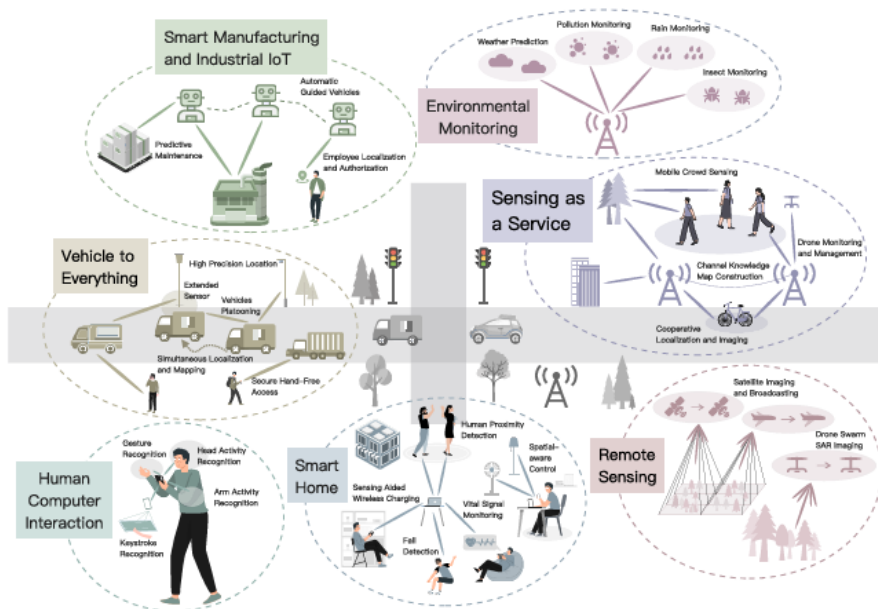


ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

«Μελέτη δεκτών για Ενοποιημένη Ανίχνευση και
Επικοινωνία στην Άνω Ζεύξη Συστημάτων Κινητών
Επικοινωνιών Επόμενης Γενιάς»



Της φοιτήτριας
Παπά Θεοδώρας
Αρ. Μητρώου: 2019134

Επιβλέπων
Ιωσηφίδης Αθανάσιος
Βαθμίδα: Αναπληρωτής Καθηγητής

Ημερομηνία 12/09/2025

Τίτλος Δ.Ε. Μελέτη Δεκτών για Ενοποιημένη Ανίχνευση και Επικοινωνία στην Άνω Ζεύξη
συστημάτων κινητών επικοινωνιών επόμενης γενιάς.

Κωδικός Δ.Ε. 24241

Όνοματεπώνυμο φοιτητή/των Θεοδώρα Παππά
Όνοματεπώνυμο εισηγητή Αθανάσιος Ιωσηφίδης

Ημερομηνία ανάληψης Δ.Ε. 03/10/2024

Ημερομηνία περάτωσης Δ.Ε. 12/09/2025

Βεβαιώνω ότι είμαι ο συγγραφέας αυτής της εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, έχω καταγράψει τις όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών, εικόνων και κειμένου, είτε αυτές αναφέρονται ακριβώς είτε παραφρασμένες. Επιπλέον, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία προετοιμάστηκε από εμένα προσωπικά, ειδικά ως διπλωματική εργασία, στο Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων του ΔΙ.ΠΑ.Ε.

Η παρούσα εργασία αποτελεί πνευματική ιδιοκτησία της φοιτήτριας Παππά Θεοδώρας που την εκπόνησε. Στο πλαίσιο της πολιτικής ανοικτής πρόσβασης, ο συγγραφέας/δημιουργός εκχωρεί στο Διεθνές Πανεπιστήμιο της Ελλάδος άδεια χρήσης του δικαιώματος αναπαραγωγής, δανεισμού, παρουσίασης στο κοινό και ψηφιακής διάχυσης της εργασίας διεθνώς, σε ηλεκτρονική μορφή και σε οποιοδήποτε μέσο, για διδακτικούς και ερευνητικούς σκοπούς, άνευ ανταλλάγματος. Η ανοικτή πρόσβαση στο πλήρες κείμενο της εργασίας, δεν σημαίνει καθ' οιονδήποτε τρόπο παραχώρηση δικαιωμάτων διανοητικής ιδιοκτησίας του συγγραφέα/δημιουργού, ούτε επιτρέπει την αναπαραγωγή, αναδημοσίευση, αντιγραφή, πώληση, εμπορική χρήση, διανομή, έκδοση, μεταφόρτωση (downloading), ανάρτηση (uploading), μετάφραση, τροποποίηση με οποιονδήποτε τρόπο, τμηματικά ή περιληπτικά της εργασίας, χωρίς τη ρητή προηγούμενη έγγραφη συναίνεση του συγγραφέα/δημιουργού.

Η έγκριση της διπλωματικής εργασίας από το Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων του Διεθνούς Πανεπιστημίου της Ελλάδος, δεν υποδηλώνει απαραίτητα και αποδοχή των απόψεων του συγγραφέα, εκ μέρους του Τμήματος.

«Αφιερώνω την παρούσα εργασία στην οικογένεια μου, για την αμέριστη στήριξη και υπομονή τους σε όλη την διάρκεια των σπουδών μου, και στους καθηγητές μου, για την καθοδήγηση και την έμπνευση που προσέφεραν.»

Πρόλογος

Η επιλογή του συγκεκριμένου θέματος διπλωματικής εργασίας προέκυψε από το έντονο ενδιαφέρον μου για τις σύγχρονες τεχνολογίες ασύρματων επικοινωνιών και την ενσωμάτωση πολλαπλών λειτουργιών σε ενιαία συστήματα. Η μελέτη της Ενοποιημένης Ανίχνευσης και Επικοινωνίας (ISAC) σε συνδυασμό με την τεχνολογία Μη-Ορθογωνικής Πολλαπλής Πρόσβασης (NOMA) προσφέρει ένα ιδιαίτερα επίκαιρο και προκλητικό πεδίο έρευνας, με άμεση εφαρμογή στις μελλοντικές υποδομές 6G.

Μέσα από την υλοποίηση και αξιολόγηση των προσομοιώσεων, απέκτησα βαθύτερη κατανόηση τόσο των θεωρητικών αρχών όσο και των πρακτικών προκλήσεων που σχετίζονται με την επεξεργασία σήματος, τη μοντελοποίηση καναλιών, την επιλογή παραμέτρων και τη σύγκριση δεκτών. Παράλληλα, ανέπτυξα δεξιότητες στη χρήση εργαλείων προσομοίωσης, στην ανάλυση αποτελεσμάτων και στη διατύπωση τεχνικών συμπερασμάτων με σαφή και τεκμηριωμένο τρόπο.

Η εργασία αυτή συνέλαβε ουσιαστικά στην ενίσχυση της ερευνητικής μου ικανότητας, στην εξοικείωση με προηγμένες τεχνικές επικοινωνίας και στην καλλιέργεια κριτικής σκέψης για την αξιολόγηση και βελτιστοποίηση πολύπλοκων συστημάτων. Επιπλέον, μου έδωσε την ευκαιρία να συνδυάσω γνώσεις από διαφορετικά γνωστικά επίπεδα, ενισχύοντας την ικανότητα μου να ανταποκριθώ σε μελλοντικές ερευνητικές ή επαγγελματικές προκλήσεις στον χώρο των τηλεπικοινωνιών.

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία εξετάζει την ενσωμάτωση λειτουργιών ανίχνευσης και επικοινωνίας σε συστήματα Μη-Ορθογωνικής Πολλαπλής Πρόσβασης άνω ζεύξης, τα οποία αποτελούν μία πολλά υποσχόμενη προσέγγιση για τα δίκτυα ασύρματης επικοινωνίας επόμενης γενιάς. Η μελέτη εστιάζει σε ένα πλαίσιο Ενοποιημένης Ανίχνευσης και Επικοινωνίας (ISAC), όπου ο σταθμός βάσης λαμβάνει ταυτόχρονα ηχώ ραντάρ και σήματα χρηστών χρησιμοποιώντας κοινούς φασματικούς πόρους. Για την αντιμετώπιση των προκλήσεων που προκύπτουν από την αμοιβαία παρεμβολή μεταξύ σημάτων ραντάρ και επικοινωνίας έχουν προταθεί πολλαπλές λύσεις, μία εκ των οποίων είναι ένα νέο σχήμα οργάνωσης το οποίο συνδυάζει αντιστροφή πολικότητας για τα σύμβολα ραντάρ και περιστροφή φάσης για τα σύμβολα επικοινωνίας. Στο πλαίσιο αυτής της διπλωματικής αξιολογείται η τεχνική που έχει προταθεί ως προς την απόδοση του συστήματος η οποία αξιολογείται μέσω της μελέτης του ρυθμού σφαλμάτων bit (BER) υπό διαφορετικές τιμές συνολικής ισχύος των χρηστών, δίνοντας έμφαση σε δύο τεχνικές συνδυασμού στον δέκτη, τον Συνδυασμό Μέγιστου Λόγου (MRC) και την Μέθοδο Ισοστάθμισης Μηδενισμού (ZF). Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι η ZF επιτυγχάνει πλήρη καταστολή παρεμβολών, ωστόσο παρουσιάζει υποβάθμιση σε χαμηλές ισχύεις λόγω ενίσχυσης θορύβου, ενώ ο MRC αποδεικνύεται πιο ανθεκτικός στον θόρυβο αλλά λιγότερο αποτελεσματικός στην απομάκρυνση των παρεμβολών. Επιπλέον, προτείνεται ένα σχήμα οργάνωσης εκπομπής ISAC-NOMA το οποίο διαχωρίζει το πραγματικό και το φανταστικό μέρος των συμβόλων των δύο χρηστών σε δύο διαδοχικές περιόδους και εφαρμόζει αντιστροφή πολικότητας στο ραντάρ. Παρατηρείται ότι οι παράμετροι όπως η γωνία περιστροφής φάσης, οι αποστάσεις των χρηστών και η κατανομή ισχύος επηρεάζουν καθοριστικά την αξιοπιστία του συστήματος. Τα ευρήματα καταδεικνύουν ότι το πρώτο σχήμα μειώνει σημαντικά την επίδραση της παρεμβολής των σημάτων ραντάρ, βελτιώνοντας την απόδοση BER, ιδιαίτερα όταν εφαρμόζονται προσαρμοστικές στρατηγικές στον δέκτη, ενώ στο δεύτερο σχήμα βλέπουμε ακόμη καλύτερα αποτελέσματα. Συνολικά, το ISAC-NOMA αναδεικνύεται ως μία πολλά υποσχόμενη λύση για τα δίκτυα 6G, όπου η ταυτόχρονη επικοινωνία και ανίχνευση θα είναι κρίσιμες για εφαρμογές όπως τα αυτόνομα οχήματα, η περιβαλλοντική παρακολούθηση και οι έξυπνες πόλεις.

« Study of Receivers for Integrated Sensing And Communication in Uplink of Next-Generation Mobile Communication Systems»

«Theodora Pappa»

Abstract

This thesis investigates the integration of sensing and communication functionalities within uplink Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) systems, a promising approach for next-generation wireless networks. The study focuses on an Integrated Sensing and Communication (ISAC) framework, where the base station simultaneously receives radar echoes and user data signals over shared spectrum resources. To address the challenges posed by mutual interference between radar and communication signals, several approaches have been explored, among them one scheme that organizes the symbols by combining polarity inversion for radar symbols and phase rotation for communication symbols is examined. Within this thesis, that scheme is evaluated in terms of the system's performance using the bit error rate (BER) under different values of the total transmit power of users, with emphasis on two combining techniques at the receiver, Maximum Ratio Combining (MRC) and Zero Forcing (ZF). Results demonstrate that ZF achieves complete interference suppression but suffers from noise amplification at low power, whereas MRC is more robust to noise but less effective at eliminating interference. Moreover, a transmission scheme for ISAC-NOMA is considered that separates the real and imaginary parts of the two users symbols across two consecutive time slots while applying polarity inversion at the radar. It is observed that parameters such as the phase rotation angle, user distances and power allocation critically affect reliability. The findings reveal that the first scheme significantly mitigates radar signal interference, improving BER performance, especially when adaptive receiver strategies are applied, while the second scheme yields ever better results. Overall, ISAC-NOMA emerges as a promising solution for 6G networks, where simultaneous communication and sensing will be essential for applications such as autonomous vehicles, environmental monitoring and smart cities.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να εκφράσω την ειλικρινή μου ευγνωμοσύνη στον επιβλέποντα της διπλωματικής μου εργασίας, Αθανάσιο Ιωσηφίδη, για την πολύτιμη καθοδήγηση, τη διαρκή υποστήριξη και τις εύστοχες συμβουλές του καθ' όλη την διάρκεια της εκπόνησης της παρούσας εργασίας . Η εμπιστοσύνη που μου έδειξε και η πρόθυμη διάθεση για συνεργασία αποτέλεσαν καθοριστικούς παράγοντες για την ολοκλήρωση της μελέτης αυτής. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια μου και τους φίλους μου για την αμέριστη συμπαράσταση, την κατανόηση και την ηθική ενθάρρυνση που παρείχαν σε όλη την διάρκεια των σπουδών μου.

Περιεχόμενα

Πρόλογος.....	v
Περίληψη	vi
Abstract	vii
Ευχαριστίες	viii
Περιεχόμενα	ix
Κατάλογος σχημάτων	xii
Κατάλογος πινάκων	xiii
Συνομογραφίες.....	xiv
Κεφάλαιο 1ο: Εισαγωγή	1
1.1 Ιστορική αναδρομή.....	1
1.1.1 Ιστορική αναδρομή των γενιών κινητής επικοινωνίας.....	1
1.1.2 Ιστορική εξέλιξη των radar.....	3
1.2 Στόχος διπλωματικής εργασίας	5
1.3 Συνοπτική περιγραφή της δομής της διπλωματικής εργασίας	6
Κεφάλαιο 2ο: Ενοποιημένη ανίχνευση και επικοινωνία με χρήση μη-ορθογωνικής πολλαπλής πρόσβασης	8
2.1 Εισαγωγή	8
2.2 Ενοποιημένη ανίχνευση και επικοινωνία.....	8
2.3 Μη-ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση.....	9
2.3.1 Άνω ζεύξη σε μη-ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση	10
2.3.2 Κάτω ζεύξη σε μη-ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση	10
2.4 Ενοποιημένη ανίχνευση και επικοινωνία με χρήση μη-ορθογωνικής πολλαπλής πρόσβασης	11
2.4.1 Σενάρια χρήσης – χαρακτηριστικά και απαιτήσεις.....	11
2.4.2 Τεχνολογίες που διευκολύνουν την χρήση του ISAC-NOMA.....	12
2.4.3 Κύρια προβλήματα και περιορισμοί	16
2.5 Σύνοψη κεφαλαίου	18
Κεφάλαιο 3ο: Μοντελοποίηση συστήματος άνω ζεύξης ενοποιημένης ανίχνευσης και επικοινωνίας με μη-ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση.....	20
3.1 Εισαγωγή	20
3.2 Εκπεμπόμενο σήμα συστήματος	20
3.2.1 Περιστροφή γωνίας φάσης εκπεμπόμενου σήματος.....	21

3.2.2	Εκπεμπόμενο σήμα με διαφορετικό αστερισμό.....	22
3.3	Κανάλι επικοινωνίας	22
3.3.1	Μοντελοποίηση καναλιού επικοινωνίας	22
3.4	Κανάλι ανίχνευσης	23
3.4.1	Μοντελοποίηση καναλιού ανίχνευσης.....	23
3.5	Λαμβανόμενο σήμα συστήματος	24
3.5.1	Μοντελοποίηση λαμβανόμενου σήματος συστήματος	24
3.6	Μοντελοποίηση δεκτών.....	25
3.6.1	Συνδυασμός μέγιστου λόγου	25
3.6.2	Ισοστάθμιση επιβολής μηδενισμού.....	26
3.6.3	Εκτίμηση καναλιού ανίχνευσης.....	26
3.7	Επίλογος.....	27
Κεφάλαιο 4ο:	Επεξήγηση κώδικα προσομοίωσης.....	29
4.1	Περιγραφή προσομοίωσης.....	29
4.2	Παράμετροι μοντέλου προσομοίωσης.....	29
4.3	Διάγραμμα ροής κώδικα	30
4.4	Ανάλυση κώδικα προσομοίωσης.....	34
4.5	Σύνοψη κεφαλαίου	46
Κεφάλαιο 5ο:	Αποτελέσματα.....	47
5.1	Εισαγωγή	47
5.2	Επιλογή γωνίας περιστροφής φάσης	47
5.3	Αξιολόγηση και σύγκριση αποτελεσμάτων μοντέλου.....	50
5.3.1	Αξιολόγηση δέκτη MRC και επίδραση απόστασης χρηστών	50
5.3.2	Αξιολόγηση δέκτη MRC και επίδραση απόστασης πρώτου χρήστη	51
5.3.3	Αξιολόγηση δέκτη ZF και επίδραση απόστασης χρηστών	52
5.3.4	Σύγκριση δεκτών MRC και ZF για $d_2 = 2.5d_1$	53
5.3.5	Σύγκριση δεκτών MRC και ZF για $d_2 = 3d_1$	54
5.3.6	Αξιολόγηση ακρίβειας εκτίμησης καναλιού ραντάρ	55
5.3.7	Σύγκριση δεκτών MRC και ZF για διαφορετικό μέγεθος κεραιών	56
5.3.8	Σύγκριση συστήματος με διαφορετικό αστερισμό	58
5.4	Σύνοψη κεφαλαίου	59
Κεφάλαιο 6ο:	Σύνοψη και συμπεράσματα.....	61
6.1	Σύνοψη και συμπεράσματα.....	61
6.2	Προτάσεις βελτίωσης	61
BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....		63

Κατάλογος σχημάτων

Σχήμα 1: Εξέλιξη κινητών επικοινωνιών [10].	2
Σχήμα 2: Το βρετανικό Chain Home ραντάρ [13].	4
Σχήμα 3: Δυνατότητες ISAC για μελλοντικές γενιές κινητών επικοινωνιών [16].	9
Σχήμα 4: Οργάνωση συμβόλων στο προτεινόμενο πλαίσιο ISAC-NOMA με άνω ζεύξη σε χρονικό διάστημα 2T για τον πρώτο και δεύτερο χρήστη UE-1 και UE-2 αλλά και στόχου ραντάρ με αντίθετη πολυτότητα στην δεύτερη περίοδο.	21
Σχήμα 5: Αναπαράσταση συμβόλων με γωνία περιστροφής φάσης κατά $\theta_r[40]$.	21
Σχήμα 6: Διάγραμμα κεντρικού κώδικα προσομοίωσης ISAC-NOMA.	31
Σχήμα 7: Διάγραμμα ροής επεξεργασίας δέκτη MRC με SIC στο πλαίσιο ISAC-NOMA.	32
Σχήμα 8: Διάγραμμα ροής επεξεργασίας δέκτη ZF στο πλαίσιο ISAC-NOMA.	33
Σχήμα 9: Διάγραμμα ροής εκτίμησης ραντάρ καναλιού στο πλαίσιο ISAC-NOMA.	33
Σχήμα 10: Διάγραμμα ροής συνάρτησης symbolset2 για δημιουργία αστερισμών στο πλαίσιο ISAC-NOMA.	34
Σχήμα 11: Αξιολόγηση επιλογής γωνίας περιστροφής φάσης $\pi/6, \pi/3, \pi/5, \pi/7, \pi/4$ και $\pi/8$ με πιθανότητα σφάλματος bit ως προς συνολική ισχύ επικοινωνίας στο πλαίσιο ISAC-NOMA.	47
Σχήμα 12: Αστερισμοί συμβόλων με περιστροφή γωνίας $(\alpha) \pi/6$ και $(\beta) \pi/3$.	48
Σχήμα 13: Αστερισμός συμβόλων με γωνία περιστροφής $(\alpha) \pi/5$ και $(\beta) \pi/7$.	48
Σχήμα 14: Αστερισμός Συμβόλων με περιστροφή γωνίας $(\alpha) \pi/4$ και $(\beta) \pi/8$.	49
Σχήμα 15: Σύγκριση απόδοσης δέκτη MRC με πιθανότητα σφάλματος bit ως προς τη συνολική ισχύ επικοινωνίας με 5 κεραιές και ο πρώτος χρήστης τοποθετείται σταθερά σε απόσταση $d_1 = 30$ m ενώ ο δεύτερος τοποθετείται είτε σε απόσταση $d_2 = 3d_1$ (κόκκινες καμπύλες) είτε σε $d_2 = 2.5d_1$ (μπλε καμπύλες).	50
Σχήμα 16: Απόδοση δέκτη MRC με πιθανότητα σφάλματος bit ως προς τη συνολική ισχύ επικοινωνίας με 5 κεραιές και είτε ο πρώτος χρήστης έχει απόσταση από σταθμό βάσης $d_1 = 30$ m (κόκκινες καμπύλες) είτε $d_1 = 80$ m, με τον δεύτερο χρήστη σταθερά $d_2 = 2.5d_1$ (μπλε καμπύλες).	51
Σχήμα 17: Απόδοση δέκτη ZF με πιθανότητα σφάλματος bit ως προς τη συνολική ισχύ επικοινωνίας με 5 κεραιές και ο πρώτος χρήστης έχει τυχαία απόσταση $d_1 \in 30,80$, ενώ ο δεύτερος έχει απόσταση είτε $d_2 = 2.5d_1$ (μπλε καμπύλες), είτε $d_2 = 3d_1$ (κόκκινες καμπύλες), είτε $d_2 = 2d_1$ (πράσινες καμπύλες).	53
Σχήμα 18: Σύγκριση δεκτών MRC (κόκκινες καμπύλες) και ZF (μπλε καμπύλες) με πιθανότητα σφάλματος bit ως προς τη συνολική ισχύ επικοινωνίας με 5 κεραιές και ο πρώτος χρήστης έχει απόσταση $d_1 \in 30,80$ από σταθμό βάσης, ενώ ο δεύτερος χρήστης έχει απόσταση για $d_2 = 2.5d_1$.	54
Σχήμα 19: Σύγκριση δεκτών MRC (κόκκινες καμπύλες) και ZF (μπλε καμπύλες) με πιθανότητα σφάλματος bit ως προς τη συνολική ισχύ επικοινωνίας με 5 κεραιές και ο πρώτος χρήστης έχει απόσταση $d_1 \in 30,80$ από σταθμό βάσης, ενώ ο δεύτερος χρήστης έχει απόσταση για $d_2 = 3d_1$.	55
Σχήμα 20: Αξιολόγηση NMSE εκτίμησης καναλιού ραντάρ ως συνάρτηση της ισχύος ραντάρ για διαφορετικές τιμές συνολικής ισχύος επικοινωνίας για -10 dB, 0 dB, 10dB και 20 dB	56
Σχήμα 21: Αξιολόγηση πιθανότητας σφάλματος bit ως προς την συνολική ισχύ επικοινωνίας για τον πρώτο χρήστη U1 για δέκτες MRC και ZF για 2 κεραιές (κόκκινες καμπύλες), 5 κεραιές (μπλε καμπύλες) και 8 κεραιές (πράσινες καμπύλες).	57
Σχήμα 22: Αξιολόγηση πιθανότητας σφάλματος bit ως προς την συνολική ισχύ επικοινωνίας για τον δεύτερο χρήστη U2 για δέκτες MRC και ZF για 2 κεραιές (κόκκινες καμπύλες), 5 κεραιές (μπλε καμπύλες) και 8 κεραιές (πράσινες καμπύλες).	58

Σχήμα 23: Σύγκριση πιθανότητας σφάλματος bit ως προς συνολική ισχύ επικοινωνίας με πρώτο χρήστη να έχει απόσταση από σταθμό βάσης $d_1 \in 30,80$ και η απόσταση του δεύτερου χρήστη είναι $d_2 = 2.5d_1$, με δέκτη ZF και 5 κεραίες. Γίνεται σύγκριση του σχήματος με περιστροφή φάσης στην δεύτερη περίοδο (μπλε καμπύλες) και του νέου σχήματος με διαχωρισμό πραγματικών και φανταστικών συμβόλων σε δύο διαδοχικές περιόδους (κόκκινες καμπύλες).59

Κατάλογος πινάκων

Πίνακας 4.1: Αριθμητικά Δεδομένα Προσομοίωσης.....30

Συντομογραφίες

Δ.Ε.	Διπλωματική Εργασία
ΔΙΠΙΑΕ	Διεθνές Πανεπιστήμιο Ελλάδος
ISAC	Integrated Sensing and Communication
NOMA	Non-Orthogonal Multiple Access
MRC	Maximum Ratio Combining
ZF	Zero Forcing
SIC	Successive Interference Cancellation
mMIMO	massive Multiple Input Multiple Output
mmWave	Millimeter Wave
THz	Terahertz Spectrum
RIS	Reconfigurable Intelligent Surfaces
AI	Artificial Intelligence
ML	Machine Learning
BER	Bit Error Rate
RCE	Radar Channel Estimation
V2X	Vehicle to Everything
1G	First Generation of Mobile Communications
2G	Second Generation of Mobile Communications
3G	Third Generation of Mobile Communications
4G	Forth Generation of Mobile Communications
5G	Fifth Generation of Mobile Communications
6G	Sixth Generation of Mobile Communications
BS	Base Station
IoT	Internet of Things
SAR	Synthetic Aperture Radar
GSM	Global System for Mobile Communications
GPRS	General Packet Radio Service
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
LTE	Long Term Evolution
eMBB	enhanced Mobile Broadband

URLLC	Ultra-Reliable Low-Latency Communications
mMTC	massive Machine Type Communications
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
NMSE	Normalized Mean Squared Error
RCS	Radar Cross Section

Κεφάλαιο 1ο: Εισαγωγή

1.1 Ιστορική αναδρομή

1.1.1 Ιστορική αναδρομή των γενιών κινητής επικοινωνίας

Η Πρώτη γενιά (1G) κινητών επικοινωνιών υπήρξε το πρώτο μεγάλο βήμα, καθώς έκανε πράξη την ιδέα της κινητής επικοινωνίας. Τα συστήματα αυτά ήταν καθαρά αναλογικά και λειτουργούσαν με μεταγωγή κυκλώματος, με την μετάδοση της φωνής να πραγματοποιείται χωρίς ψηφιακή κωδικοποίηση, γεγονός το οποίο τα καθιστούσε ευάλωτα σε υποκλοπές και παρεμβολές [1]. Παρότι η ποιότητα ήχου ήταν μέτρια και η κάλυψη περιορισμένη, η πρώτη γενιά αποτέλεσε την απαρχή της μετάβασης προς μία εποχή όπου η επικοινωνία δεν εξαρτάται από σταθερά δίκτυα και καλώδια. Έθεσε με άλλα λόγια, τα θεμέλια για την ιδέα της παγκόσμιας συνδεσιμότητας [2].

Η Δεύτερη γενιά (2G) κινητών επικοινωνιών, η οποία έκανε την εμφάνιση της στις αρχές της δεκαετίας του 1990, έφερε την ψηφιακή επανάσταση στην κινητή τηλεφωνία [3]. Με την μετάβαση από την αναλογική στην ψηφιακή μετάδοση, τα δίκτυα απέκτησαν δυνατότητα καλύτερης ποιότητας ήχου, υψηλότερη αξιοπιστία καθώς και βασική κρυπτογράφηση, προσφέροντας σημαντικά αυξημένη ασφάλεια [1]. Το πρότυπο GSM κυριάρχησε διεθνώς και εισήγαγε, εκτός από φωνητική επικοινωνία και υπηρεσίες γραπτών μηνυμάτων, κάτι το οποίο άλλαξε ριζικά τον τρόπο επικοινωνίας, προσφέροντας έναν νέο κοινωνικό και εμπορικό διάυλο επικοινωνίας [1], [3]. Σταδιακά, με την εισαγωγή νέων τεχνολογιών, όπως το GPRS (2.5G) καθώς και το EDGE (2.75G), εμφανίστηκαν οι πρώτες μορφές πρόσβασης στο διαδίκτυο μέσω κινητού, έστω κι αν οι ταχύτητες ήταν πολύ χαμηλές σε σχέση με τα σημερινά δεδομένα [3]. Η δεύτερη γενιά κινητών επικοινωνιών, με αυτόν τον τρόπο, δεν έφερε απλώς ποιοτικότερη φωνή, αλλά έθεσε τις βάσεις για την νέα εποχή κινητής μετάδοσης δεδομένων.

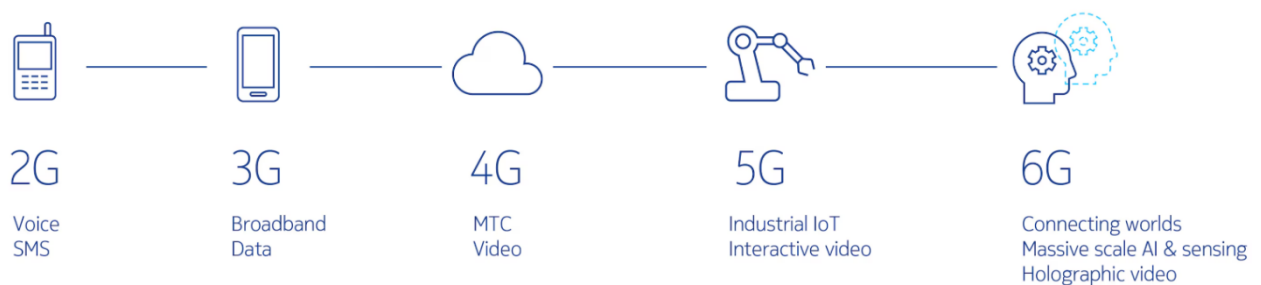
Η Τρίτη γενιά (3G) κινητών επικοινωνιών, η οποία αναπτύχθηκε γύρω στο 2000, έφερε την πραγματική τομή στον τρόπο χρήσης των κινητών επικοινωνιών. Καθώς ενοποίησε για πρώτη φορά τις υπηρεσίες φωνής με εκείνες των δεδομένων σε μία ενιαία πλατφόρμα [1]. Οι ταχύτητες μετάδοσης βελτιώθηκαν αισθητά, φτάνοντας έως και τα 2 Mbps για σταθερούς χρήστες, ενώ καθιερώθηκε η δυνατότητα χρήσης διαδικτύου από φορητές συσκευές, δημιουργώντας τις προϋποθέσεις για την ανάπτυξη των πρώτων έξυπνων τηλεφώνων [1], [4]. Παράλληλα εισήχθησαν υπηρεσίες όπως οι βιντεοκλήσεις και η αποστολή πολυμεσικών μηνυμάτων, τα οποία ανέδειξαν το κινητό ως πολυλειτουργικό εργαλείο επικοινωνίας [1]. Σε τεχνικό επίπεδο τα δίκτυα τρίτης γενιάς, συνδύασαν μεταγωγή κυκλώματος αλλά και μεταγωγή πακέτων, επιτρέποντας πιο αποδοτική αξιοποίηση του φάσματος και προσφέροντας νέες στην ασύρματη επικοινωνία [2]. Η Τρίτη γενιά αποτέλεσε την γέφυρα που οδήγησε στην εποχή της ευρυζωνικής κινητής επικοινωνίας, ενώ η κοινωνική της συνεισφορά υπήρξε καθοριστική, καθώς έθεσε στο επίκεντρο την ιδέα της συνεχούς πρόσβασης στο διαδίκτυο από οποιοδήποτε σημείο.

Η Τέταρτη γενιά (4G) κινητών επικοινωνιών, η οποία εμφανίστηκε γύρω στο 2010, σηματοδότησε το πέρασμα στην εποχή της πλήρους ψηφιοποίησης και της ευρυζωνικότητας. Βασισμένη στο πρότυπο LTE, η τέταρτη γενιά ήταν το πρώτο δίκτυο που στηρίχθηκε πλήρως στο πρωτόκολλο IP, μετατρέποντας ουσιαστικά την κινητή επικοινωνία σε κινητό διαδίκτυο [1]. Οι ταχύτητες μετάδοσης εκτοξεύτηκαν έως και το 1Gbps, καθιστώντας εφικτές υπηρεσίες όπως τα online παιχνίδια, το streaming βίντεο υψηλής ανάλυσης καθώς και εφαρμογές βασισμένες σε υπολογιστικό νέφος (cloud-based) [4]. Η τέταρτη γενιά βασίστηκε σε προηγμένες τεχνολογίες όπως η ορθογώνια

διαίρεση συχνοτήτων (OFDMA) καθώς και τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης (MIMO), οι οποίες αύξησαν θεαματικά την φασματική αποδοτικότητα καθώς και την συνδεσιμότητα των δικτύων [5], [6].

Η Πέμπτη γενιά (5G) κινητών επικοινωνιών, η οποία εμφανίστηκε γύρω στο 2020 έως και σήμερα, δεν περιορίζεται απλώς στην αύξηση των ταχυτήτων, αλλά αναδιαμορφώνει το ίδιο το οικοσύστημα των κινητών επικοινωνιών [5]. Τα δίκτυα πέμπτης γενιάς σχεδιάστηκαν ώστε να εξυπηρετούν τρεις διαφορετικές κατηγορίες εφαρμογών, την ενισχυμένη κινητή ευρυζωνικότητα (eMBB), τις εξαιρετικά αξιόπιστες επικοινωνίες χαμηλής καθυστέρησης (URLLC) καθώς και τις μαζικές επικοινωνίες μεταξύ μηχανών (mMTC) [7]. Με αυτόν τον τρόπο η Πέμπτη γενιά υποστηρίζει εφαρμογές που κυμαίνονται από την επαυξημένη και εικονική πραγματικότητα έως και την αυτόνομη οδήγηση. Οι ταχύτητες φτάνουν τα 20 Gbps, η καθυστέρηση μειώνεται κάτω από 1 ms και η πυκνότητα των συνδέσεων ξεπερνά το ένα εκατομμύριο συσκευές ανά τετραγωνικό χιλιόμετρο [5]. Τεχνολογίες όπως τα millimeter waves, το massive MIMO, το beamforming καθώς και το network slicing επιτρέπουν την δημιουργία πολλαπλών εικονικών δικτύων πάνω στην ίδια φυσική υποδομή, προσαρμοσμένων σε διαφορετικές ανάγκες χρηστών και εφαρμογών [7].

Η Έκτη γενιά (6G) κινητών επικοινωνιών, η οποία αναμένεται να αναπτυχθεί γύρω στο 2030, φιλοδοξεί να αποτελέσει τον καταλύτη ενός πλήρως ενοποιημένου και έξυπνου κόσμου επικοινωνιών. Σε αντίθεση με τις προηγούμενες γενιές κινητών επικοινωνιών, οι οποίες επικεντρώθηκαν κυρίως στην αύξηση ταχυτήτων και χωρητικότητας, η έκτη γενιά κινητών επικοινωνιών στοχεύει σε έναν ολιστικό μετασχηματισμό, όπου οι επικοινωνίες θα συνδυάζονται με τεχνολογίες υπολογιστικής ισχύος, ανίχνευσης καθώς και τεχνητής νοημοσύνης [6]. Οι προβλεπόμενες ταχύτητες θα φτάνουν μέχρι και το 1 Tbps, ενώ οι έξυπνες αναδιαμορφώσιμες επιφάνειες (RIS) θα επιτρέπουν την ενεργειακή διαχείριση του καναλιού [7], [8]. Παράλληλα, η αξιοποίηση συχνοτήτων στο φάσμα των THz θα ανοίξει νέους ορίζοντες στην φασματική αποδοτικότητα, ενώ η ενσωμάτωση της τεχνητής νοημοσύνης στο ίδιο το δίκτυο θα καθιστά δυναμική την κατανομή πόρων και την αυτοβελτίωση των υπηρεσιών [9]. Η έκτη γενιά θα επιτρέψει την ανάπτυξη ή και βελτίωση σε εφαρμογές όπως η προηγμένη εικονική και επαυξημένη πραγματικότητα, η διασύνδεση μηχανών και συστημάτων σε βιομηχανικό επίπεδο, η ολογραφική επικοινωνία, η ανάπτυξη ενός πραγματικά έξυπνου και αυτόνομου περιβάλλοντος αλλά και πολλές επιπλέον εφαρμογές [10]. Στο Σχήμα 1 βλέπουμε την εξέλιξη των κινητών επικοινωνιών καθώς και τις δυνατότητες κάθε γενιάς.



Σχήμα 1: Εξέλιξη κινητών επικοινωνιών [10].

Συνοψίζοντας, η μετάβαση από την πρώτη έως και την έκτη γενιά κινητών επικοινωνιών δεν αποτελεί μία απλή τεχνολογική εξέλιξη αλλά μία συνεχή διαδικασία μετασχηματισμού, όπου κάθε γενιά δημιουργεί τα θεμέλια για την επόμενη, απαντώντας στις ανάγκες της κοινωνίας και της οικονομίας. Η

πορεία της εξέλιξης των ασύρματων επικοινωνιών ξεκίνησε με απλή μεταγωγή κυκλώματος και έχει πλέον οδηγήσει σε ένα νέο όραμα, όπου τα δίκτυα δεν περιορίζονται σε μετάδοση πληροφοριών. Αντίθετα, αποτελούν ολοκληρωμένα συστήματα αλληλεπίδρασης ανθρώπων, περιβάλλοντος και μηχανών, μετατρέποντας τον κόσμο σε ένα ενιαίο, διασυνδεδεμένο και έξυπνο οικοσύστημα.

1.1.2 Ιστορική εξέλιξη των radar

Η εξέλιξη της τεχνολογίας της επισκόπησης εκτείνεται σε περισσότερα από εκατό χρόνια και αποτυπώνει με εντυπωσιακό τρόπο την σύζευξη θεωρητικής επιστημονικής έρευνας και εφαρμογής. Από τα πρώτα πειράματα των Hertz και Marconi στα τέλη του 19ου αιώνα, τα οποία απέδειξαν την ύπαρξη και την μετάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, μέχρι την πρακτική αξιοποίηση των ραντάρ κατά τον Β' Παγκόσμιο Πόλεμο και από την μετέπειτα ανάπτυξη των ψηφιακών συστημάτων και της μικροηλεκτρονικής έως τις σημερινές τεχνολογίες υψηλής ανάλυσης και ευφυούς ανίχνευσης, η επισκόπηση εξελίχθηκε από απλό εργαλείο εντοπισμού σε πολύπλευρο σύστημα με δυνατότητες χαρτογράφησης, παρακολούθησης αλλά και ακριβούς μέτρησης [11], [12], [13]. Στην σύγχρονη εποχή, η πρόοδος στην τεχνητή νοημοσύνη, στην επεξεργασία σήματος και σε πολλά άλλα έχουν διευρύνει ακόμη περισσότερο το πεδίο εφαρμογών των ραντάρ, καθιστώντας το αναπόσπαστο στοιχείο για την αυτόνομη οδήγηση, την παρακολούθηση περιβάλλοντος και πολλές άλλες εφαρμογές [14].

Η ιστορία των ραντάρ ξεκινάει στα τέλη του 19ου αιώνα με τον Heinrich Hertz, ο οποίος απέδειξε πειραματικά την ύπαρξη των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων που όπου είχε προβλέψει θεωρητικά ο James Clerk Maxwell [11], [13], [14]. Αν και εκείνη την εποχή η χρήση τους για ανίχνευση ήταν αδιανόητη, οι βάσεις είχαν ήδη τεθεί. Το 1904, ο Christian Hülsmeyer παρουσίασε μία συσκευή, όπου ονομαζόταν Telemobiloskop, η οποία είχε την δυνατότητα να ανιχνεύει πλοία, χρησιμοποιώντας ραδιοκύματα [11 - 13]. Κατά την διάρκεια του 1920, διάφορες χώρες ξεκίνησαν να πειραματίζονται με την εκπομπή και λήψη ραδιοσημάτων για ανίχνευση. Στις Ηνωμένες Πολιτείες της Αμερικής, οι Albert Taylor και Leo Young παρατήρησαν ότι τα ραδιοκύματα θα μπορούσαν να αξιοποιηθούν για τον εντοπισμό πλοίων ανεξάρτητα των καιρικών συνθηκών που επικρατούσαν [11]. Αργότερα στην Βρετανία, οι Robert Watson-Watt, Arnold Wilkins, Henry Tizard και Harry Wimperis ανέπτυξαν σύστημα σταθμών ραντάρ, το οποίο ονομαζόταν Chain Home, το οποίο και λειτούργησε για πρώτη φορά το 1937 [12] όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.

Η μεγάλη τεχνολογική τομή για την επισκόπηση ήρθε με το ξέσπασμα του Β' Παγκοσμίου Πολέμου, όπου οι John Randall και Harry Boot ανέπτυξαν τον μικροκυματικό πομπό, όπου έδωσε την δυνατότητα παραγωγής ισχυρών παλμών μικροκυμάτων [11], [13]. Στο MIT Radiation Laboratory αναπτύχθηκαν μέσα σε λίγα χρόνια εκατοντάδες διαφορετικά μοντέλα ραντάρ, για τον στρατό ξηράς αλλά και για εντοπισμό υποβρυχίων και καθοδήγηση βομβαρδιστικών. Μέχρι το τέλος του πολέμου, διάφορες εκδοχές των ραντάρ βρίσκονταν σε χρήση [13]. Έπειτα από τον Β' Παγκόσμιο Πόλεμο, οι εφαρμογές ραντάρ πέρασαν σε ειρηνικές εφαρμογές. Λίγο αργότερα παρατηρήθηκε για πρώτη φορά ότι τα ραντάρ μπορούσαν να απεικονίσουν τα καιρικά φαινόμενα και μέσα στην δεκαετία του 1950 δημιουργήθηκαν τα πρώτα μετεωρολογικά δίκτυα [13], [15]. Την ίδια περίοδο, στην Ευρώπη και ΗΠΑ εγκαταστάθηκαν ραντάρ ελέγχου εναέριας κυκλοφορίας, ενώ παράλληλα στην ναυσιπλοΐα το ραντάρ έγινε τυπικός εξοπλισμός μεγάλων πλοίων [12].



Σχήμα 2: Το βρετανικό Chain Home ραντάρ [13].

Στην δεκαετία του 1960, εμφανίστηκαν τα πρώτα phased array radars, όπου η δέσμη κατευθυνόταν ηλεκτρονικά χωρίς μηχανική κίνηση της κεραίας [11], [13]. Αυτό αποτέλεσε επανάσταση, καθώς έδωσε την δυνατότητα ταχύτατης σάρωσης και παρακολούθησης πολλών στόχων ταυτόχρονα. Αργότερα, την δεκαετία του 1970, τα ραντάρ άρχισαν να αξιοποιούν ψηφιακούς υπολογιστές [13]. Η εισαγωγή της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος κατέστησε εφικτή την ανάλυση σύνθετων κυματομορφών και την βελτιστοποίηση φίλτρων Doppler [13 - 15]. Παράλληλα, αναπτύχθηκαν τα πρώτα παθητικά ραντάρ, που εκμεταλλεύονταν τηλεοπτικά και ραδιοφωνικά σήματα για ανίχνευση αντικειμένων χωρίς δική τους εκπομπή. Κατά την διάρκεια του 1980 και 1990, η πρόοδος στους υπολογιστές και μικροεπεξεργαστές αύξησε δραματικά τις δυνατότητες των ραντάρ. Ταυτόχρονα εμφανίστηκαν τα πρώτα Synthetic Aperture Radars (SAR) για δορυφορικές εφαρμογές, οι οποίες έδιναν εικόνες υψηλής ανάλυσης ανεξάρτητα από τις καιρικές συνθήκες ή το φως [15].

Στον 21ο αιώνα, τα ραντάρ γνώρισαν νέα ώθηση με την ανάπτυξη ραντάρ χιλιοστομετρικού κύματος, όπου σήμερα χρησιμοποιούνται ευρέως σε αυτόνομα αυτοκίνητα και συστήματα υποβοήθησης οδηγού [13]. Παράλληλα, η έννοια του software defined radar προσφέρει ευελιξία, καθώς παράμετροι λειτουργίας μπορούν να αλλάζουν δυναμικά μέσω λογισμικού, επιτρέποντας πολλαπλές εφαρμογές με τον ίδιο εξοπλισμό. Η προσθήκη τεχνικών τεχνητής νοημοσύνης και machine learning, έχει προσφέρει την έννοια των έξυπνων ραντάρ, τα οποία έχουν την δυνατότητα να λαμβάνουν αυτόνομες αποφάσεις, να αναγνωρίζουν μοτίβα καθώς και να βελτιώνουν την ακρίβεια σε περίπλοκες συνθήκες. Σήμερα, η πορεία ολοκληρώνεται με την ενσωμάτωση των ραντάρ στα δίκτυα επικοινωνίας μέσα στο πλαίσιο της Συνδυασμένης Επισκόπησης και Επικοινωνίας (Integrated Sensing and Communication - ISAC) [14]. Οι ίδιες υποδομές που προσφέρουν επικοινωνία θα χρησιμοποιούνται παράλληλα και για ακριβείς λειτουργίες ανίχνευσης, από την παρακολούθηση κυκλοφορίας σε έξυπνες πόλεις μέχρι την περιβαλλοντική παρακολούθηση και υγειονομική περίθαλψη [14]. Με λίγα λόγια, μία τεχνολογία η οποία αναπτύχθηκε αρχικά με αποκλειστικά στρατιωτικό προσανατολισμό στις αρχές του

20ού αιώνα, έχει εξελιχθεί σε θεμελιώδες εργαλείο για την κοινωνία της πληροφορίας και σε μοχλό που συμβάλλει καθοριστικά στην βιώσιμη ανάπτυξη.

Συνοψίζοντας, η εξέλιξη της επισκόπησης ξεκινάει στα τέλη του 19ου αιώνα με τα πρώτα πειράματα ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων και κορυφώνεται με την στρατιωτική αξιοποίηση του στον Β' Παγκόσμιο Πόλεμο. Στην συνέχεια, τα ραντάρ βρίσκουν ευρεία εφαρμογή σε τομείς όπως η ναυσιπλοΐα, η αεροπλοΐα καθώς και η μετεωρολογία, ενώ η πρόοδος την μικροηλεκτρονικής και της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος διεύρυνε σημαντικά τις δυνατότητες του. Σήμερα, με την ενσωμάτωση νέων τεχνολογιών όπως η τεχνητή νοημοσύνη καθώς και με την ανάπτυξη την Συνδυασμένης Επισκόπησης και Επικοινωνίας, τα ραντάρ έχουν μετατραπεί από στρατιωτικό εργαλείο σε βασικό πυλώνα για έξυπνες πόλεις, αυτόνομα οχήματα καθώς και την βιώσιμη ανάπτυξη.

1.2 Στόχος διπλωματικής εργασίας

Ο βασικός στόχος της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη, προσομοίωση, αξιολόγηση αλλά και σύγκριση δεκτών σε συστήματα Ενοποιημένης Ανίχνευσης και Επικοινωνίας (Integrated Sensing and Communication), τα οποία αποτελούν μία από τις πλέον υποσχόμενες τεχνολογίες για Έκτη Γενιά (6G) κινητών επικοινωνιών. Η διπλωματική αυτή εστιάζει ειδικότερα στην χρήση της μη-ορθογωνικής πολλαπλής πρόσβασης (Non Orthogonal Multiple Access) ως τεχνική που καθιστά δυνατή την ταυτόχρονα και αποδοτική μετάδοση σημάτων επισκόπησης και επικοινωνίας. Μέσα από την ανάλυση αυτή, ο κύριος στόχος είναι να τεκμηριωθεί σε ποιον βαθμό οι υπάρχοντες και κλασικοί δέκτες, όπως ο δέκτης μέγιστου λόγου συνδυασμού (Maximum Ratio Combining) και ο δέκτης ισοσταθμιστής επιβολής μηδενισμού (Zero Forcing), μπορούν να ανταποκριθούν στις νέες απαιτήσεις που προκύπτουν σε περιβάλλοντα Ενοποιημένης Ανίχνευσης και Επικοινωνίας με χρήση Μη-Ορθογωνικής Πολλαπλής Πρόσβασης καθώς και πως διαφοροποιείται η απόδοση τους ανάμεσα στον τομέα της επισκόπησης και στον τομέα της επικοινωνίας.

Η διπλωματική αυτή στοχεύει να απαντήσει σε δύο βασικά ερευνητικά ερωτήματα. Αρχικά, αν οι κλασικοί δέκτες είναι σε θέση να διασφαλίσουν αξιόπιστη λήψη δεδομένων σε συνθήκες όπου τα σήματα επισκόπησης εκπέμπονται ταυτόχρονα και προκαλούν παρεμβολές. Στην συνέχεια, διερευνάται με ποιον τρόπο η λειτουργία αυτών των δεκτών επηρεάζει την ποιότητα επισκόπησης, δηλαδή την ικανότητα του συστήματος να εντοπίζει, να παρακολουθεί και να υπολογίζει κρίσιμες παραμέτρους των στόχων, όπως είναι η απόσταση και η ταχύτητα τους, σε περιβάλλοντα τα οποία συνδυάζουν την επικοινωνία καθώς και την επισκόπηση. Σε γενικές γραμμές, η εργασία επιδιώκει να αποτυπώσει τον συμβιβασμό μεταξύ επικοινωνίας και ανίχνευσης που αναπόφευκτα υπάρχει σε κάθε σύστημα Ενοποιημένης Ανίχνευσης και Επικοινωνίας και να αναδείξει ποιος τύπος δέκτη μπορεί να προσφέρει την πιο ισορροπημένη λύση.

Η μελέτη υλοποιήθηκε μέσω προσομοιώσεων MATLAB, όπου αναπαραστάθηκαν σενάρια Άνω Ζεύξης (Uplink) με δύο χρήστες και έναν στόχο ραντάρ για την απλοποίηση των αναλύσεων του συστήματος αυτού. Τα αποτελέσματα έδειξαν ότι η βέλτιστη γωνία περιστροφής φάσης για ελαχιστοποίηση του BER είναι $\pi/6$, καθώς επιτυγχάνει την καλύτερη ισορροπία μεταξύ διαφοροποίησης συμβόλων και διατήρησης επαρκούς απόστασης στον αστερισμό. Σε ό,τι αφορά του δέκτες, ο ισοσταθμιστής επιβολής μηδενισμού (ZF) απέδωσε καλύτερα συνολικά, εξαλείφοντας την παρεμβολή και μηδενίζοντας το error floor σε υψηλές τιμές ισχύος, ενώ ο συνδυασμός μέγιστου λόγου (MRC) αν και παρουσίασε κατώτερη επίδοση λόγω υπολειπόμενης παρεμβολής, διατήρησε πλεονέκτημα σε σενάρια χαμηλού SNR. Η επίδοση του συστήματος επηρεάστηκε σημαντικά από τις αποστάσεις των χρηστών, με το σενάριο $d_2 = 2.5d_1$ να προσφέρει πιο ισορροπημένη απόδοση. Στην

ακρίβεια εκτίμησης ραντάρ, η αύξηση της ισχύος ραντάρ και επικοινωνίας βελτίωσε σημαντικά το NMSE, επιβεβαιώνοντας τη σημασία της βελτιστοποίησης και των δύο παραμέτρων.

Η συμβολή της διπλωματικής εκτείνεται σε τρεις βασικούς άξονες. Αρχικά, παρέχει μία συγκριτική μελέτη κλασικών δεκτών σε ένα σύγχρονο και σύνθετο πλαίσιο, όπως αυτό του συστήματος ISAC-NOMA, αναδεικνύοντας τα πλεονεκτήματα αλλά και τις αδυναμίες τους. Στην συνέχεια εξετάζει την απόδοση, όχι μόνο στην διάσταση της επικοινωνίας αλλά και στην διάσταση της επισκόπησης, γεφυρώνοντας έτσι δύο μέχρι πρότινος ξεχωριστούς ερευνητικούς τομείς. Τελικά, δημιουργεί ένα υπόβαθρο προσομοίωσης το οποίο έχει την δυνατότητα επέκτασης για μελλοντικές εργασίες, όπου θα εξεταστούν πιο εξελιγμένοι αλγόριθμοι κατανομής ισχύος, δέκτες αλλά και τεχνικές μηχανικής μάθησης.

Συνοψίζοντας, ο στόχος της διπλωματικής είναι η διερεύνηση και αξιολόγηση των δυνατοτήτων και περιορισμών των παραδοσιακών δεκτών σε συστήματα Συνδυασμένης Επισκόπησης και Επικοινωνίας με χρήση Μη-Ορθογωνικής Πολλαπλής Πρόσβασης, με σκοπό να καταδειχθεί αν οι υπάρχουσες τεχνικές μπορούν να ανταποκριθούν στις αυξανόμενες απαιτήσεις της Έκτης Γενιάς (6G) Κινητών Επικοινωνιών ή αν απαιτείται ανάπτυξη νέων, πιο εξειδικευμένων λύσεων. Με αυτόν τον τρόπο, η διπλωματική φιλοδοξεί να συμβάλει τόσο στην κατανόηση των βασικών τεχνικών ζητημάτων που προκύπτουν από την σύγκλιση των δύο τεχνολογιών, όσο και στην διαμόρφωση νέων μελλοντικών ερευνητικών κατευθύνσεων.

1.3 Συνοπτική περιγραφή της δομής της διπλωματικής εργασίας

Η παρούσα διπλωματική εργασία οργανώνεται σε πέντε βασικά κεφάλαια, τα οποία ακολουθούν μία λογική πορεία από την γενική παρουσίαση του θέματος έως την ανάλυση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης καθώς και την εξαγωγή συμπερασμάτων.

Στο Πρώτο Κεφάλαιο παρουσιάζεται η εισαγωγή στην ερευνητική περιοχή καθώς και το θεωρητικό και ιστορικό υπόβαθρο που πλαισιώνει την διπλωματική. Αρχικά γίνεται μία ιστορική αναδρομή στις γενιές κινητών επικοινωνιών, από τα πρώτα αναλογικά συστήματα μέχρι και τα σύγχρονα δίκτυα 5G αλλά και τις προοπτικές του 6G, αναδεικνύοντας τις τεχνολογικές εξελίξεις που οδήγησαν στην σημερινή ανάγκη για Ενοποιημένη Ανίχνευση και Επικοινωνία. Παράλληλα, παρουσιάζεται συνοπτικά η πορεία της ανάπτυξης των συστημάτων ραντάρ, από τα πρώτα πειράματα μέχρι τις σύγχρονες εφαρμογές υψηλής ανάλυσης. Στην συνέχεια, ορίζεται ο στόχος της διπλωματικής εργασίας, ο οποίος εστιάζει στην μελέτη και προσομοίωση δεκτών σε περιβάλλοντα ISAC-NOMA. Το κεφάλαιο ολοκληρώνεται με μία σύντομη περιγραφή της δομής της εργασίας.

Στο Δεύτερο Κεφάλαιο γίνεται η βιβλιογραφική ανασκόπηση όπου παρουσιάζονται αναλυτικά οι βασικές έννοιες που σχετίζονται με την διπλωματική. Αρχικά, εισάγεται το πλαίσιο την Συνδυασμένης Επισκόπησης και Επικοινωνίας και αναλύονται οι βασικές αρχές, τα πλεονεκτήματα καθώς και τα βασικά χαρακτηριστικά των συστημάτων αυτών. Στην συνέχεια, εξετάζεται η τεχνολογία της Μη-Ορθογωνικής Πολλαπλής Πρόσβασης, τόσο για την άνω όσο και για την κάτω ζεύξη, εστιάζοντας στην φιλοσοφία της και στους μηχανισμούς διαχωρισμού χρηστών. Ακολούθως, αναλύεται ο συνδυασμός των δύο παραπάνω τεχνολογιών, δηλαδή του ISAC και NOMA, με παρουσίαση πιθανών σεναρίων χρήσης, τεχνολογιών που καθιστούν εφικτή την υλοποίηση τους καθώς και των βασικών προκλήσεων που πρέπει να ξεπεραστούν. Το κεφάλαιο ολοκληρώνεται με μία συνοπτική επισκόπηση των βασικών σημείων που παρουσιάστηκαν.

Το Τρίτο Κεφάλαιο επικεντρώνεται στη μοντελοποίηση του συστήματος Άνω Ζεύξης ISAC-NOMA. Αρχικά παρουσιάζεται το επικοινωνιακό κανάλι, με ανάλυση του μαθηματικού μοντέλου, των

σχημάτων διαμόρφωσης και της τεχνικής περιστροφής συμβόλων που χρησιμοποιείται. Στην συνέχεια, εξετάζεται το ραντάρ κανάλι και ο τρόπος με τον οποίο μοντελοποιείται μαθηματικά, με βάση της φυσικές παραμέτρους. Ακολουθεί μαθηματική ανάλυση των δεκτών που μελετώνται, συγκεκριμένα του MRC καθώς και του ZF, με αναφορά στην λειτουργία και τις ιδιαιτερότητες τους. Το κεφάλαιο κλείνει με μία σύντομη σύνοψη των μοντέλων που υιοθετήθηκαν.

Το Τέταρτο Κεφάλαιο παρουσιάζει βήμα-βήμα το πλαίσιο προσομοίωσης ενός συστήματος ISAC-NOMA σε άνω ζεύξη με δύο χρήστες και έναν στόχο. Αρχικά, περιγράφονται οι παράμετροι της προσομοίωσης αλλά και τα διαγράμματα ροής του κώδικα της προσομοίωσης. Επιπλέον, επεξηγείται ο κύριος κώδικας του προγράμματος, καθώς και οι δύο κλάδοι δέκτη (MRC και ZF), το υποσύστημα ραντάρ και τέλος η συνάρτηση `symbolset2`. Το κεφάλαιο ολοκληρώνεται με την διατύπωση των τ -μετρικών αξιολόγησης και των κριτηρίων τερματισμού, παρέχοντας τη μεθοδολογία που υποστηρίζει τα αποτελέσματα του επόμενου κεφαλαίου.

Το Πέμπτο Κεφάλαιο παρουσιάζει τα αποτελέσματα τα οποία προέκυψαν από τις προσομοιώσεις του συστήματος ISAC-NOMA. Αρχικά αξιολογείται η περιστροφή φάσης και αναδεικνύεται η επιλογή $\pi/6$ ως η πλέον αποτελεσματική. Στην συνέχεια παρατίθενται τα αποτελέσματα σε όρους απόδοσης της επικοινωνίας και ακρίβειας της επισκόπησης, ενώ πραγματοποιείται συγκριτική αξιολόγηση των δεκτών MRC και ZF για διαφορετικές γεωμετρίες χρηστών και πλήθος κεραιών, καταδεικνύοντας ότι ο ZF καταστέλλει την παρεμβολή και αποφεύγει error floor. Τέλος, εξετάζεται η εκτίμηση καναλιού ραντάρ μέσω NMSE όπου υψηλότερες ισχείς βελτιώνουν την ακρίβεια. Το κεφάλαιο ολοκληρώνεται με συνοπτική παρουσίαση των βασικών ευρημάτων.

Τέλος, το Έκτο Κεφάλαιο περιλαμβάνει την σύνοψη και τα συμπεράσματα της διπλωματικής εργασίας. Παρουσιάζεται συγκεντρωτικά η συμβολή της μελέτης, τα κύρια συμπεράσματα που προέκυψαν από την ανάλυση και τα αποτελέσματα, καθώς και οι μελλοντικές κατευθύνσεις που μπορούν να επεκτείνουν την συγκεκριμένη έρευνα.. Η διπλωματική ολοκληρώνεται με την βιβλιογραφία, η οποία παρέχει την πλήρη καταγραφή των πηγών της διπλωματικής εργασίας καθώς και το παράρτημα, όπου παρατίθεται ο κώδικας των προσομοιώσεων.

Κεφάλαιο 2ο: Ενοποιημένη ανίχνευση και επικοινωνία με χρήση μη-ορθογωνικής πολλαπλής πρόσβασης

2.1 Εισαγωγή

Η ραγδαία εξέλιξη της τεχνολογίας τόσο στον κλάδο των επικοινωνιών όσο και στην επισκόπηση έχει ως αποτέλεσμα την ανάπτυξη νέων τεχνολογιών όπως το διαδίκτυο των πραγμάτων, η αυτόνομη οδήγηση, ο βιομηχανικός αυτοματισμός, η επαυξημένη πραγματικότητα καθώς και πολλές άλλες τεχνολογίες [16]. Με την ανάπτυξη αυτή όμως δημιουργούνται και νέες ανάγκες για μεγαλύτερο εύρος ζώνης, ακρίβεια καθώς και υψηλή ποιότητα υπηρεσίας με αποτέλεσμα να δημιουργούνται συνεχώς νέα προβλήματα όπως η συμφόρηση του καναλιού καθώς και η έλλειψη ζωνών συχνοτήτων [17].

Εν όψει της παρούσας πρόκλησης, η προσέγγιση της ενοποιημένης ανίχνευσης και επικοινωνίας κινητών επικοινωνιών επόμενης γενιάς (ISAC) προβάλλει ένα καινοτόμο σχέδιο αρχιτεκτονικής το οποίο ενοποιεί τις λειτουργίες επικοινωνίας και ανίχνευσης και διευρύνει το φάσμα δυνατοτήτων προηγμένων εφαρμογών [18]. Η νέα αυτή τεχνολογία, δηλαδή η συνδυασμένη επισκόπηση και κινητή επικοινωνία κατευθύνεται προς μεγαλύτερη συστοιχία κεραιών, σμίκρυνση αυτών καθώς και υψηλότερες ζώνες συχνοτήτων με αποτέλεσμα να έχουν όμοια χαρακτηριστικά σε τομείς όπως η αρχιτεκτονική, σε σχέση με τα κανάλια τους αλλά κυρίως με την επεξεργασία σήματος [16 - 18]. Η εξέλιξη αυτή καθιστά εφικτή την δυνατότητα δημιουργίας δικτύων με λειτουργίες αισθητήρα, με αποτέλεσμα τα μελλοντικά δίκτυα επικοινωνίας να λειτουργούν ταυτόχρονα ως πλατφόρμες απεικόνισης του χώρου, επεκτείνοντας έτσι την λειτουργικότητα πέραν την απλής μετάδοσης δεδομένων όπου ίσχυε μέχρι τώρα. Η ενοποιημένη ανίχνευση και επικοινωνία προβλέπεται να βελτιώνει την φασματική αποδοτικότητα, την ακρίβεια ανίχνευσης καθώς και την ενεργειακή αποδοτικότητα του συστήματος μέσω κοινού φάσματος, ισχύος καθώς και μέσω κοινών κεραιών λήψης αλλά και μετάδοσης [19].

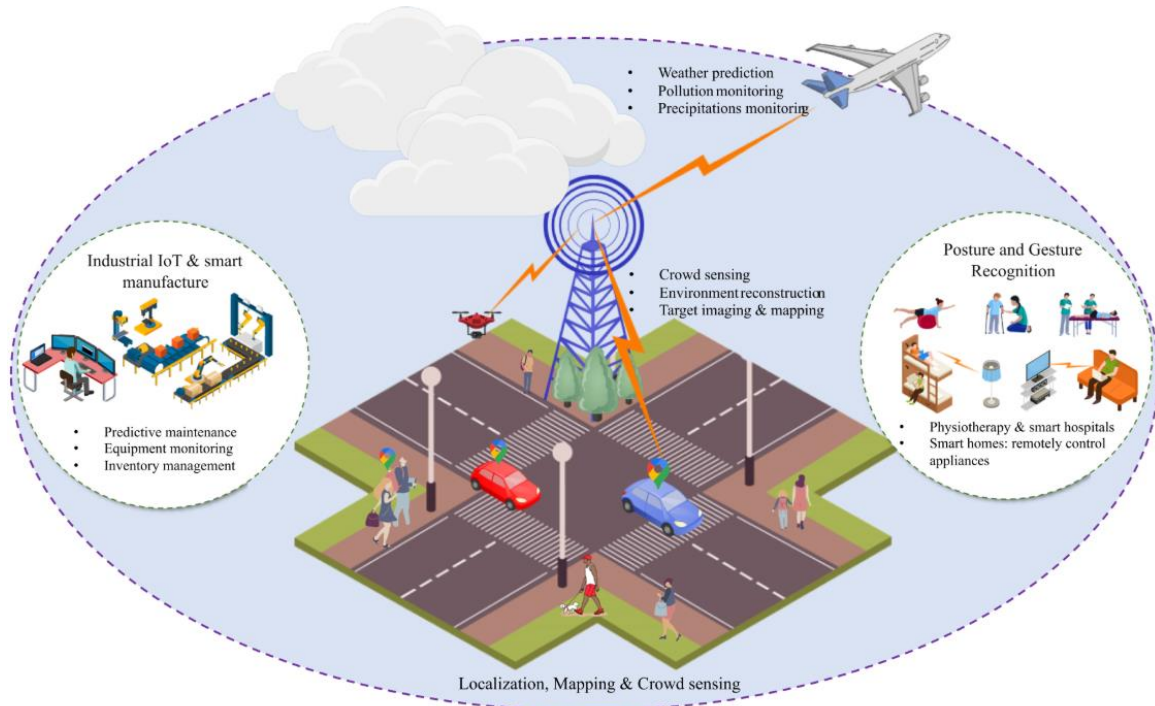
Παράλληλα, η τεχνική μη-ορθογωνικής πολλαπλής πρόσβασης (NOMA) υπόσχεται να επεκτείνει την φασματική απόδοση εξυπηρετώντας ταυτόχρονα πολλούς χρήστες στο ίδιο υποφέρον η οποία έχει αναδειχθεί ως μέσο διαχείρισης παρεμβολών σε πλήθος επικοινωνιακών σεναρίων [20], [21]. Η σωστή λειτουργία και υλοποίηση του ISAC εξαρτάται κυρίως από την χρήση ενός φασματικά αποδοτικού συστήματος πολλαπλής πρόσβασης με διαχείριση παρεμβολών. για αυτόν τον λόγο και η μη-ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση εκτιμάται να αποτελέσει πυλώνα των μελλοντικών αρχιτεκτονικών ISAC, συμβάλλοντας με αποδοτικές λύσεις στις προαναφερθείσες απαιτήσεις [16].

2.2 Ενοποιημένη ανίχνευση και επικοινωνία

Η θεμελιώδης ιδέα της Ενοποιημένης Ανίχνευσης και Επικοινωνίας (ISAC) είναι η ενοποίηση των κινητών επικοινωνιών με την διαδικασία ανίχνευσης σε ένα κοινό πεδίο ορισμού όπου οι έννοιες όπως αρχιτεκτονική, εκμετάλλευση φάσματος καθώς και επεξεργασία σήματος εντάσσονται σε ένα ενιαίο πλαίσιο [16], [19]. Κύριος στόχος λοιπόν αυτής της ιδέας είναι τόσο η μεγιστοποίηση της τυχαιότητας ενός σήματος κινητής επικοινωνίας, όσο και η προσπάθεια δημιουργίας μίας δομημένης σηματοδότησης για τα συστήματα ανίχνευσης. Η συνδυασμένη εκτέλεση λοιπόν των δύο αυτών τεχνολογιών επιβάλλει ένα βασικό συμβιβασμό για την επιτυχημένη ενοποίηση των δύο στοιχείων [20].

Παραδοσιακά, τα συστήματα επισκόπησης και οι κινητές επικοινωνίες λειτουργούν σε ξεχωριστά φάσματα [16]. Κάτι τέτοιο όμως δεν ευνοεί την αποτελεσματική αξιοποίηση του φάσματος

στην σημερινή εποχή λόγω της ραγδαίας ανάπτυξης των ασύρματων υπηρεσιών. Η σύγχρονη τεχνολογική πρόοδος στους κλάδους των επικοινωνιών και της επισκόπησης έχει ως αποτέλεσμα την ύπαρξη όμοιων χαρακτηριστικών σε τομείς όπως η αρχιτεκτονική, σε σχέση με τα κανάλια τους καθώς επίσης και με την επεξεργασία σήματος [17], [19]. Με αυτόν τον τρόπο είναι εφικτή η δημιουργία μίας νέας τεχνολογίας, της Συνδυασμένης Επισκόπησης και Επικοινωνίας, όπου και οι δύο τομείς λειτουργούν με την χρήση ενός εξοπλισμού [16 - 20]. Στο Σχήμα 3 παρουσιάζονται εφαρμογές οι οποίες διευκολύνονται από την ανάπτυξη της Ενοποιημένης Επικοινωνίας και Ανίχνευσης.



Σχήμα 3: Δυνατότητες ISAC για μελλοντικές γενιές κινητών επικοινωνιών [16].

Τα συστήματα ISAC είναι μία ανερχόμενη τεχνολογία οι οποία δημιουργεί τις προϋποθέσεις για καλύτερη φασματική αποδοτικότητα, απόδοση κόστους και μεγέθους καθώς και καλύτερη απόδοση διαμόρφωσης δέσμης [16]. Επίσης, η τεχνολογία αυτή ανοίγει τον δρόμο για μία νέα γενιά υπηρεσιών όπου μερικές από τις δυνατότητες τους αφορούν εφαρμογές όπως υψηλής ευκρίνειας απεικόνιση για λόγους ασφαλείας καθώς και ιατρικούς λόγους, παρακολούθηση περιβαλλοντικών παραμέτρων ή φυσικών καταστροφών, ακριβής εντοπισμός και παρακολούθηση, έλεγχο υλικών για εντοπισμό ελαττωμάτων καθώς και πολλές άλλες δυνατότητες [19]. Οι υπηρεσίες αυτές θα ενισχύσουν εφαρμογές τόσο για της δημόσιες υπηρεσίες και οργανισμούς όσο και τον χρήστη υπηρεσιών. Οι εφαρμογές αυτές είναι πολλές με τις βασικότερες να είναι ανίχνευση ανθρώπινης παρουσίας υψηλής ακρίβειας, εντοπισμός και παρακολούθηση υψηλής ακρίβειας, συνδυασμένη χαρτογράφηση και πλοήγηση και τέλος αναγνώριση χειρονομιών και δραστηριοτήτων υψηλής ακρίβειας [21].

2.3 Μη-ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση

Για την ανάπτυξη συστημάτων ταυτόχρονης εξυπηρέτησης πολλαπλών χρηστών, η τεχνική της μη-ορθογωνικής πολλαπλής πρόσβασης (NOMA) είναι μία από τις πλέον ανερχόμενες τεχνικές καθώς φαίνεται να προσφέρει αύξηση του αριθμού των χρηστών όπου μπορούν να εξυπηρετηθούν ταυτόχρονα καθώς και να βελτιώσει την φασματική αποδοτικότητα, καθιστώντας δυνατή την εξυπηρέτηση πολλών χρηστών με τον διαμοιρασμό ενός διαθέσιμου πόρου [22]. Η πολλαπλή είσοδος πολλαπλή έξοδος (MIMO), οι mMIMO, οι mmWave καθώς και πολλές ακόμη υπάρχουσες τεχνολογίες αλλά και

ανερχόμενες, είναι μερικές από τις οποίες η μη-ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση μπορεί να συνδυαστεί ενισχύοντας περαιτέρω την φασματική και ενεργειακή αποδοτικότητα καθώς και την επεκτασιμότητα των επόμενων γενιών επικοινωνίας [23].

Η NOMA αποτελεί πηγή έλξης από τους ερευνητές καθώς καθίσταται εφικτή η δυνατότητα απαλοιφής των παρεμβολών στους τερματικούς χρήστες [24]. Κατά την διαδικασία την αποστολής σημάτων, ο χρήστης με το ισχυρότερο κέρδος στο κανάλι, δηλαδή αυτός με την κοντινότερη απόσταση στον σταθμό βάσης, ακυρώνει την παρεμβολή του διαδοχικά με την χρήση διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολής (SIC), ενώ παράλληλα ο χρήστης με την μεγαλύτερη απόσταση και άρα με μικρότερο κέρδος στο κανάλι επιλύει το πρόβλημα της παρεμβολής θεωρώντας τον πρώτο χρήστη σαν θόρυβο [22], [24].

Μολονότι καθίσταται εφικτή η διαδοχική ακύρωση παρεμβολής λόγω των πρόσφατων εξελίξεων, παραμένουν ακόμη ουσιώδεις ερευνητικά προβλήματα πριν από την πλήρη απορρόφηση στα συστήματα κινητών επικοινωνιών. Παρόλα αυτά η NOMA δεν παύει να επιτρέπει την πολλαπλή πρόσβαση χρηστών σε έναν διαθέσιμο πόρο αναδεικνύοντας έτσι την πειστική λύση για μελλοντική χρήση [22].

2.3.1 Άνω ζεύξη σε μη-ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση

Η μη-ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση αποτελεί μία από τις πιο ελπιδοφόρες τεχνικές ασύρματης πρόσβασης για τα δίκτυα πέμπτης και έκτης γενιάς καθώς επιτρέπει σε πολλαπλούς χρήστες να μοιράζονται τους ίδιους πόρους ταυτόχρονα με αποτέλεσμα να επιτυγχάνεται φασματική αποδοτικότητα [23].

Στην άνω ζεύξη NOMA τα σήματα των χρηστών φτάνουν ταυτόχρονα στον σταθμό βάσης δημιουργώντας ένα γραμμικό άθροισμα σημάτων [23], [24]. Μία από τις πιο διαδεδομένες τεχνικές επεξεργασίας σήματος για τον διαχωρισμό τους είναι η τεχνική διαδοχική ακύρωση παρεμβολών (SIC) η οποία βασιζόμενη στην διαφοροποίηση ισχύος μεταξύ των εισερχόμενων σημάτων, απομονώνει κάθε σήμα ξεχωριστά [25]. Η λειτουργία αυτή επιτρέπει την διαδοχική εξάλειψη της παρεμβολής και την αξιόπιστη ανίχνευση διαφορετικών σημάτων, ακόμη και εκείνων με χαμηλότερη ισχύ. Παρόλα αυτά τα συστήματα αυτά απαιτούν σωστή ταξινόμηση των χρηστών για την ελαχιστοποίηση των σφαλμάτων [22].

2.3.2 Κάτω ζεύξη σε μη-ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση

Η NOMA τόσο στην άνω ζεύξη τόσο και στην κάτω ζεύξη ακολουθεί μία κοινή φιλοσοφία αλλά διαφορετική διαδικασία στην πράξη [23]. Κατά την κάτω ζεύξη ο σταθμός βάσης μεταδίδει προς τους χρήστες ένα άθροισμα των σημάτων των χρηστών με συντελεστές ισχύος ανάλογους για τον κάθε χρήστη. Ο συντελεστής κατανομής ισχύος κάθε χρήστη καθορίζεται από την ποιότητα του καναλιού κάθε χρήστη καθώς χρήστες με μικρή ισχύ μεταφράζεται σε καλή κατάσταση καναλιού, ενώ η παρουσία μεγαλύτερης ισχύς αποδίδεται σε ασθενέστερο κανάλι [22 – 24]. Η διαδικασία διαδοχικής εξασθένησης παρεμβολών επαναλαμβάνεται σε κάθε χρήστη μέχρι να απομονωθεί το σήμα που προορίζεται για τον συγκεκριμένο χρήστη [24].

Αφού αναλύσαμε την λειτουργία της μη-ορθογωνικής πολλαπλής πρόσβασης καθώς και πως με έναν πόρο εξυπηρετεί πολλούς χρήστες ταυτόχρονα, στην επόμενη ενότητα θα αναλύσουμε πως μπορεί να επηρεάσει τα αποτελέσματα ενός συστήματος Ενοποιημένης Ανίχνευσης και Επικοινωνίας.

2.4 Ενοποιημένη ανίχνευση και επικοινωνία με χρήση μη-ορθογωνικής πολλαπλής πρόσβασης

Η έννοια της Ενοποιημένης Επικοινωνίας και Ανίχνευσης, στην βασική μορφή χρησιμοποιεί ένα κοινό εύρος ζώνης για να εξυπηρετήσει ταυτόχρονα τόσο της ανάγκες ανίχνευσης όσο και τις ανάγκες επικοινωνίας [19]. Παρά τα πλεονεκτήματα που αναφέρθηκαν σε προηγούμενο κεφάλαιο, το κλασικό ISAC λειτουργεί συνήθως με ορθογώνια κατανομή πόρων για την αποφυγή παρεμβολών το οποίο όμως περιορίζει την εξυπηρέτηση μεγάλου αριθμού χρηστών και στόχων ταυτόχρονα [26].

Λαμβάνοντας υπόψη τα προαναφερθέντα, εισάγεται η έννοια της Ενοποιημένης Ανίχνευσης και Επικοινωνίας ενισχυμένη μέσω μη-ορθογωνικής πολλαπλής πρόσβασης, η οποία συνδυάζει την αρχιτεκτονική ISAC με την μη-ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση [19]. Σε αντίθεση με την μέχρι τώρα προσέγγιση η οποία δεν εκμεταλλευόταν πλήρως το διαθέσιμο φάσμα, η ISAC – NOMA επιτρέπει σε πολλούς χρήστες ή στόχους να μοιράζονται ταυτόχρονα τον ίδιο πόρο με αποτέλεσμα να έχουμε καλύτερη κατανομή πόρων, αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας και γενικά καλύτερη κατανομή της ισχύος [27]. Στο πλαίσιο αυτό, τόσο τα σήματα επικοινωνίας όσο και τα σήματα ραντάρ μπορούν να λειτουργούν στο ίδιο φάσμα με κατάλληλη κατανομή ισχύος και επεξεργασία σήματος [26], [27]. Επομένως, το ISAC – NOMA μπορεί να θεωρηθεί ως το επόμενο βήμα του ISAC. Η μη-ορθογωνικής πρόσβαση παρέχει καλύτερη φασματική αποδοτικότητα καθώς και μία καλύτερη ισορροπία μεταξύ επικοινωνίας και επισκόπησης [27].

2.4.1 Σενάρια χρήσης – χαρακτηριστικά και απαιτήσεις

Η ραγδαία εξέλιξη των ασύρματων δικτύων και η ένταξη του ISAC-NOMA στα μελλοντικά δίκτυα φαίνεται να δημιουργεί νέες δυνατότητες και σενάρια χρήσης τα οποία ξεπερνούν τις δυνατότητες των συμβατικών δικτύων [19].

Ένα πρώτο χαρακτηριστικό σενάριο χρήσης αποτελούν τα αυτόνομα οχήματα στις έξυπνες πόλεις. Σε αυτό το πλαίσιο, τα οχήματα θα διατηρούν συνεχή επικοινωνία μέσω V2X τεχνολογιών, ενώ οι ίδιες υποδομές θα εκτελούν ταυτόχρονα και λειτουργίες αισθητήρων, προσφέροντας ακριβή παρακολούθηση του περιβάλλοντος [16], [21]. Πέρα από την διάθεση πληροφοριών πλοήγησης και χαρτογράφησης, οι σταθμοί βάσης θα αναλαμβάνουν τον ρόλο των ραντάρ, συμβάλλοντας στην ανίχνευση ανθρώπων και αντικειμένων στο οδικό περιβάλλον [17], [28]. Με την χρήση της NOMA τεχνολογίας, πολλά οχήματα μπορούν να μοιράζονται το ίδιο φάσμα ταυτόχρονα, έτσι ώστε ένα ενιαίο σήμα να εξυπηρετεί ταυτόχρονα την επικοινωνία με το όχημα και την ανίχνευση του περιβάλλοντος [19]. Το προαναφερθέν σενάριο χρήσης χαρακτηρίζεται από τον συνδυασμό επικοινωνίας και ανίχνευσης, την ικανότητα διασύνδεσης μεγάλου αριθμού συσκευών καθώς και την ελαχιστοποίηση της καθυστέρησης [17]. Για την υλοποίηση της απαιτείται ο σχεδιασμός αξιόπιστων κυματομορφών, ακριβή συγχρονισμό αλλά και υψηλά επίπεδα ασφάλειας μετάδοσης των δεδομένων [17], [28].

Ένα ακόμη χαρακτηριστικό σενάριο χρήσης της συνδυασμένης επισκόπησης και επικοινωνίας αφορά τις έξυπνες πόλεις και την περιβαλλοντική παρακολούθηση αυτών. Η ανίχνευση φυσικών καταστροφών, η παρακολούθηση ποιότητας της ατμόσφαιρας καθώς και η αποτύπωση σύνθετων περιβαλλόντων τόσο σε εξωτερικούς αλλά και εσωτερικούς χώρους είναι λίγες από τις προηγμένες εφαρμογές τις οποίες το ISAC-NOMA μπορεί να υποστηρίξει [17], [21]. Η συνδεσιμότητα μεγάλης κλίμακας δίνει την δυνατότητα σε αρκετές συσκευές IoT καθώς και αισθητήρες να λειτουργούν συγχρόνως, ενώ η προσθήκη μεθόδων τεχνητής νοημοσύνης επιτρέπει, τόσο σε περιπτώσεις ανίχνευσης όσο και σε περιπτώσεις επικοινωνίας, δυναμικότητα κατανομής των διαθέσιμων πόρων [16], [17]. Σύμφωνα με τα παραπάνω, τα βασικά χαρακτηριστικά που προβάλλονται είναι η υποστήριξη μεγάλης

κλίμακας συνδεσιμότητα, η χαρτογράφηση του περιβάλλοντος σε πραγματικό χρόνο καθώς και η δυναμική κατανομή των πόρων. Παράλληλα, οι κύριες απαιτήσεις επικεντρώνονται στη δυνατότητα επεκτασιμότητας των δικτύων, σε ενσωμάτωση κρίσιμων τεχνολογιών όπως mMIMO, THz, RIS τεχνολογίες καθώς και πολλές άλλες και τέλος η διασφάλιση της ακεραιότητας αλλά και της μετάδοσης των κρίσιμων δεδομένων [29].

Συνοψίζοντας, τα πιθανά σενάρια χρήσης αναδεικνύουν την σημασία του ως μία θεμελιώδους τεχνολογίας για την υλοποίηση του οράματος του 6G. Η Ενοποιημένη Ανίχνευση και Επικοινωνία, η καλύτερη φασματική αποδοτικότητα καθώς και η συνδεσιμότητα μεγάλης κλίμακας, σε συνδυασμό με τις απαιτήσεις για προηγμένη επεξεργασία σήματος καθώς και η προσθήκη προηγμένων τεχνολογιών διαμορφώνουν ένα ολοκληρωμένο οικοσύστημα. Το οικοσύστημα αυτό αναμένεται να αποτελέσει το θεμέλιο για πιο αποδοτικές υποδομές δικτύων, ασφαλέστερα αστικά περιβάλλοντα και πολλά άλλα.

2.4.2 Τεχνολογίες που διευκολύνουν την χρήση του ISAC-NOMA

Η Ενοποιημένη Ανίχνευση και Επικοινωνία προσελκύει ολοένα και μεγαλύτερο ερευνητικό ενδιαφέρον, καθώς συνδυάζει δύο θεμελιώδεις λειτουργίες των σύγχρονων δικτύων σε μία ενιαία αρχιτεκτονική [18]. Στο περιβάλλον του 6G, όπου η συνδεσιμότητα θα πρέπει να υποστηρίζει τεράστιο αριθμό συσκευών και να παρέχει υπηρεσίες σε πραγματικό χρόνο, η σύζευξη αυτών των δύο λειτουργιών αποκτά κρίσιμη σημασία. Μέσα από αυτήν την ενσωμάτωση, αναμένεται να ενισχυθούν κρίσιμες εφαρμογές όπως η αυτόνομη οδήγηση, η τηλεϊατρική, οι έξυπνες πόλεις και πολλές ακόμη εφαρμογές, προσφέροντας περισσότερη ασφάλεια και αξιοπιστία καθώς και μεγαλύτερες ταχύτητες [19]. Η ένταξη του στα μελλοντικά δίκτυα 6G καθίσταται εφικτή μέσα από έναν συνδυασμό κρίσιμων τεχνολογιών που λειτουργούν συμπληρωματικά. Στην παρούσα ενότητα δίνεται έμφαση σε τεχνολογίες κλειδιά οι οποίες επιτρέπουν την εξέλιξη και πραγμάτωση του ISAC-NOMA. Ιδιαίτερη έμφαση αποδίδεται σε παραμέτρους όπως η ενεργειακή και φασματική αποδοτικότητα καθώς και η δυναμική κατανομή ισχύος και οι δυνατότητες που δημιουργεί η ενσωμάτωση τεχνολογιών όπως τα mMIMO και τα RIS. Μέσα από την ανάλυση αυτών των παραγόντων αναδεικνύεται ο τρόπος με τον οποίο το ISAC-NOMA μπορεί να αποτελέσει βασικό δομικό στοιχείο των μελλοντικών δικτύων 6G.

2.4.2.1 Τεχνολογία massive multiple-input multiple output

Η Τεχνολογία Massive Multiple – Input Multiple – Output αποτελεί μία από τις πιο ώριμες και θεμελιώδεις υποδομές που υποστηρίζουν την υλοποίηση του ISAC-NOMA [19], [27], [30]. Σε αντίθεση με τις κλασικές υλοποιήσεις MIMO όπου περιορίζονται σε έναν μικρό αριθμό κεραιών, η τεχνολογία Massive MIMO εισάγει αρχιτεκτονικές με εκατοντάδες ή ακόμη και χιλιάδες στοιχειοκεραίες σε έναν σταθμό βάσης, προσφέροντας έτσι πολλαπλάσια χωρητικότητα, σημαντική βελτίωση στην φασματική αποδοτικότητα καθώς και την δυνατότητα δέσμης σημάτων (beamforming), η οποία είναι ιδιαίτερα κρίσιμη για την ταυτόχρονη εξυπηρέτηση ραντάρ και επικοινωνιακών λειτουργιών [14], [26]. Στο περιβάλλον της Ενοποιημένης Ανίχνευσης και Επικοινωνίας με χρήση Μη-Ορθογωνικής Πολλαπλής Πρόσβασης αναλαμβάνει έναν διπλό ρόλο [17], [20]. Όσον αφορά την επικοινωνία, αξιοποιεί την χωρική πολυπλεξία, καθιστώντας εφικτή την ταυτόχρονη εξυπηρέτηση πολλών χρηστών με ελάχιστες παρεμβολές [19], [26]. Το χαρακτηριστικό αυτό είναι κρίσιμο για την λειτουργία του NOMA, καθώς επιτρέπει σε πολλούς χρήστες να μοιράζονται αποτελεσματικά το ίδιο φάσμα [22], [23]. Από την άλλη πλευρά, όσον αφορά την λειτουργία ανίχνευσης, η τεχνολογία mMIMO δίνει την δυνατότητα εκπομπής και λήψης με ιδιαίτερα υψηλή εστίαση και ακρίβεια [14]. Αυτό επιτρέπει την υλοποίηση λειτουργιών αντίστοιχων με εκείνες ενός ραντάρ, όπως είναι η μέτρηση ταχύτητας ενός στόχου, μέσω Doppler Shift,

την ακριβή αποτύπωση ενός περιβάλλοντος αλλά και τον εντοπισμό και αναγνώριση αντικειμένων [18], [26].

Ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα του Massive MIMO είναι η δυνατότητα δημιουργίας πολλαπλών κατευθυντικών δεσμών ταυτόχρονα [19], [26]. Με αυτόν τον τρόπο, το δίκτυο μπορεί για παράδειγμα να αφιερώνει έναν δεσμό αποκλειστικά για επικοινωνία με ένα όχημα, ενώ παράλληλα να αξιοποιεί άλλες δέσμες για την αναγνώριση και ανίχνευση αντικειμένων και ανθρώπων σε ένα περιβάλλον [17 - 19]. Αυτό το χαρακτηριστικό το καθιστά ιδανικό για εφαρμογές ISAC-NOMA, όπου η επικοινωνία και η επισκόπηση πρέπει να συνυπάρχουν κάτω από την ίδια αρχιτεκτονική αλλά και φάσμα [19], [30]. Επιπλέον, προσφέρει την απαραίτητη επεκτασιμότητα για δίκτυα εξαιρετικά υψηλής πυκνότητας [16], [17], [30]. Σε περιβάλλοντα όπου συνυπάρχουν δισεκατομμύρια συσκευές IoT αλλά και αυτόνομα συστήματα, η δυνατότητα του να εξυπηρετεί ταυτόχρονα έναν τεράστιο αριθμό χρηστών, σε συνδυασμό με τις δυνατότητες ανίχνευσης, το αναδεικνύει σε θεμελιώδη τεχνολογία για την μελλοντική υλοποίηση της αρχιτεκτονικής ISAC-NOMA. Τέλος, το mMIMO έχει την ικανότητα σε συνδυασμό με τις τεχνικές SIC του MIMO, να μετριάσει τις παρεμβολές μέσω beamforming τεχνικών καθώς και χωρικών φίλτρων [22], [25]. Συνεπώς, ο συνδυασμός mMIMO ISAC NOMA μπορεί να οδηγήσει σε υψηλή αποδοτικότητα, υπό την προϋπόθεση ότι θα αναπτυχθούν νέες αλγοριθμικές προσεγγίσεις για την βελτιστοποίηση της λειτουργίας του [26], [28].

Από την άλλη πλευρά, η εφαρμογή του mMIMO στην Συνδυασμένη Επισκόπηση και Επικοινωνία δεν είναι χωρίς προκλήσεις. Μία από τις σημαντικότερες προκλήσεις αφορά την εκτίμηση του καναλιού, καθώς η ανάγκη για ακριβή προσδιορισμό των καναλιών ενός μεγάλου αριθμού ταυτόχρονων χρηστών, σε συνδυασμό με τις απαιτήσεις της επισκόπησης, οδηγεί σε ιδιαίτερα αυξημένο υπολογιστικό κόστος [19], [26], [28].

2.4.2.2 Ζώνες χιλιοστομετρικών κυμάτων και συχνότητες terahertz

Οι Ζώνες Χιλιοστομετρικών Κυμάτων (mmWave) και Συχνότητες Terahertz (THz) αποτελούν δύο από τις πιο κρίσιμες τεχνολογίες που διευκολύνουν την ένταξη του ISAC-NOMA στα μελλοντικά δίκτυα [19], [31], [32]. Ήδη σήμερα, οι ζώνες mmWave χρησιμοποιούνται για να εξασφαλίσουν υψηλό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων σε περιβάλλοντα μεγάλης πυκνότητας, όπως αστικά κέντρα [5], [6], [9]. Ωστόσο, οι επόμενες γενιές επεκτείνουν αυτήν την λογική στις συχνότητες THz, οι οποίες παρέχουν ακόμη μεγαλύτερο εύρος ζώνης, φτάνοντας σε επίπεδα terabits per second (Tbps) [7], [31]. Η δυνατότητα αυτή είναι καθοριστική για εφαρμογές όπου έχουν ανάγκη για τεράστια χωρητικότητα, ενώ παράλληλα και για λειτουργίες ανίχνευσης με πολύ υψηλή ευκρίνεια [18], [32], [33].

Η αξιοποίηση των Ζωνών mmWave και THz στο πλαίσιο του ISAC-NOMA δεν περιορίζεται στην επικοινωνία αλλά επεκτείνεται και στη διάσταση της ανίχνευσης [19], [31]. Το μικρό μήκος κύματος το οποίο χαρακτηρίζει τις υψηλές αυτές συχνότητες, καθιστά εφικτή την επίτευξη εξαιρετικά υψηλής χωρικής ανάλυσης στην επισκόπηση, ενισχύοντας έτσι την ακρίβεια και την αποδοτικότητα αυτής [14], [32], [33]. Έτσι, το ίδιο σήμα το οποίο χρησιμοποιείται για την μετάδοση δεδομένων, μπορεί ταυτόχρονα να αξιοποιηθεί και για λειτουργίες ραντάρ, προσφέροντας ακριβείς μετρήσεις ταχύτητας, απόστασης αλλά ακόμη και χαρακτηριστικών των αντικειμένων [14], [32]. Αυτό καθιστά τις συγκεκριμένες ζώνες συχνοτήτων ιδιαίτερα κατάλληλες για εφαρμογές όπως η αναγνώριση κινήσεων και χειρονομιών, η λεπτομερής χαρτογράφηση εσωτερικών και εξωτερικών χώρων αλλά και την απομακρυσμένη παρακολούθηση ιατρικών ασθενών [31], [33]. Επίσης, οι ζώνες αυτές ενσωματώνονται αποτελεσματικά με τεχνικές NOMA, προσφέροντας το αναγκαίο εύρος ζώνης για την ταυτόχρονη εξυπηρέτηση πολλών χρηστών όπου μοιράζονται το ίδιο φάσμα [20], [27], [32]. Σε αυτό το πλαίσιο, η Μη Πολλαπλή Πρόσβαση εξασφαλίζει τον διαχωρισμό των επικαλυπτόμενων σημάτων, ενώ η υψηλή

χωρική ανάλυση που παρέχουν οι συχνότητες THz διευκολύνει την απομόνωση και την αξιόπιστη μετάδοση των διαφορετικών μεταδόσεων [30], [32]. Κατά συνέπεια, προκύπτει ένα ολοκληρωμένο σύστημα ικανό να παρέχει ταυτόχρονα μαζική συνδεσιμότητα αλλά και υψηλής ακρίβειας λειτουργίες ανίχνευσης, αξιοποιώντας την ίδια τεχνολογική υποδομή [19], [32].

Από την άλλη πλευρά, η υλοποίηση των mmWave και Συχνοτήτων THz στην Ενοποιημένη Ανίχνευση και Επικοινωνία με χρήση Μη-Ορθογωνικής Πολλαπλής Πρόσβασης δεν είναι χωρίς δυσκολίες. Οι συγκεκριμένες ζώνες συχνοτήτων εμφανίζουν έντονη εξασθένηση σήματος κατά την διάδοση, κυρίως εξαιτίας της απορρόφησης από ατμοσφαιρικά στοιχεία όπως η υγρασία και το οξυγόνο, αλλά και λόγω της παρεμβολής φυσικών εμποδίων όπως οι τοίχοι, τα κτήρια, τα δέντρα και πολλά άλλα [18], [31], [33]. Επιπλέον, τα συστήματα επικοινωνιών στην περιοχή των THz βασίζονται σε εξαιρετικά απαιτητικό υλικό, το οποίο προϋποθέτει την χρήση νέων υλικών και εξειδικευμένων κυκλωμάτων καθώς και τεχνολογίες οι οποίες μέχρι σήμερα βρίσκονται ακόμη σε πρώιμο στάδιο εξέλιξης [32]. Παράλληλα, η εφαρμογή των ζωνών αυτών στο ISAC-NOMA προϋποθέτει εξαιρετικά ακριβή χρονικό συγχρονισμό και εκτίμηση καναλιού [19]. Δεδομένου ότι η τεχνολογία THz είναι ιδιαίτερα ευαίσθητη σε μεταβολές του περιβάλλοντος, απαιτείται ταχεία προσαρμογή των συστημάτων, κάτι που αυξάνει σημαντικά την πολυπλοκότητα των αλγορίθμων διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολής (SIC), το οποίο χρησιμοποιείται στο NOMA [24], [27], [30].

Παρά τα εμπόδια που παρουσιάζουν, οι Ζώνες mmWave καθώς και οι Συχνότητες THz έχουν κομβική σημασία καθώς προσφέρουν το αναγκαίο εύρος ζώνης για να καλυφθούν οι εξαιρετικά υψηλές απαιτήσεις του ISAC-NOMA και ταυτόχρονα δημιουργούν τις προϋποθέσεις για νέες εφαρμογές, οι οποίες δεν ήταν εφικτές σε χαμηλότερες φασματικές περιοχές.

2.4.2.3 Αναδιαμορφώσιμες Έξυπνες Επιφάνειες

Οι Αναδιαμορφώσιμες Έξυπνες Επιφάνειες (Reconfigurable Intelligent Surfaces) αποτελούν μία από τις πιο καινοτόμες τεχνολογίες των επόμενων γενιών κινητής επικοινωνίας [29], [30], [34]. Πρόκειται για επιφάνειες οι οποίες αποτελούνται από μεγάλο αριθμό παθητικών ή ημιανεξάρτητων στοιχείων τα οποία μπορούν να ελέγξουν τη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων [33]. Σε σχέση με τις αντισυμβατικές κεραιές οι οποίες περιορίζονται στην εκπομπή ή λήψη σημάτων, οι RIS λειτουργούν ανακλώντας ή διαθλώντας τα κύματα με ελεγχόμενο τρόπο [34]. Έτσι, έχουν την δυνατότητα να βελτιώνουν την κάλυψη, να περιορίζουν τις παρεμβολές αλλά και να κατευθύνουν το σήμα σε επιλεγμένους χρήστες [30], [32]. Στο περιβάλλον της Ενοποιημένης Ανίχνευσης και Επικοινωνίας με χρήση Μη-Ορθογωνικής Πολλαπλής Πρόσβασης, οι RIS λειτουργούν ουσιαστικά ως μηχανισμοί διαμόρφωσης καναλιού [29], [32]. Με αυτόν τον τρόπο, συμβάλλουν στην ενίσχυση των σημάτων τόσο για τις ανάγκες επικοινωνίας όσο και για τις απαιτήσεις της επισκόπησης [18], [19]. Για παράδειγμα, σε ένα περιβάλλον όπου πολλοί χρήστες μοιράζονται το ίδιο σήμα μέσω NOMA, οι τεχνολογία RIS μπορεί να κατευθύνει ξεχωριστές δέσμες προς διαφορετικούς χρήστες με αποτέλεσμα να βελτιώνεται η απόδοση του SIC [27], [34]. Παράλληλα, η δυνατότητα των RIS να κατευθύνουν εκ νέου τη διάδοση των σημάτων συμβάλλει στη βελτίωση της ακρίβειας ανίχνευσης, ιδιαίτερα σε περίπλοκα περιβάλλοντα με εμπόδια, όπως οι πυκνοκατοικημένες αστικές περιοχές με πολλά κτίρια [28], [31], [33].

Ωστόσο, η χρήση των Αναδιαμορφώσιμων Ευφών Επιφανειών εισάγει νέες προκλήσεις. Η βελτιστοποίηση της διαμόρφωσης κάθε επιμέρους στοιχείου μίας RIS προϋποθέτει την χρήση σύνθετων αλγορίθμων και τον στενό συντονισμό τους με τις τεχνικές διαμόρφωσης δέσμης (beamforming) του mMIMO [26], [34]. Επιπρόσθετα, σε περιβάλλοντα με υψηλή κινητικότητα, όπως στα αυτόνομα

οχήματα, το δυναμικά μεταβαλλόμενο κανάλι απαιτεί εξαιρετικά ταχεία και αποδοτική προσαρμογή των RIS, έτσι ώστε να διατηρείται η ποιότητα της επικοινωνίας και της ανίχνευσης [19], [32], [34].

2.4.2.4 Υπολογιστική νέφους και υπολογιστική άκρων

Οι τεχνολογίες Υπολογιστικής Νέφους (Cloud Computing) αλλά και Υπολογιστική των Άκρων (Edge Computing) αποτελούν δύο κρίσιμες τεχνολογίες οι οποίες διευκολύνουν την ένταξη του ISAC-NOMA στα μελλοντικά δίκτυα [19], [26], [35]. Στο πλαίσιο αυτό, οι τεχνολογίες αυτές λειτουργούν σαν το νευρικό σύστημα για την επεξεργασία δεδομένων του δικτύου [6], [26]. Η ταυτόχρονη υλοποίηση επικοινωνιακών και ανιχνευτικών λειτουργιών παράγει τεράστιο όγκο πληροφορίας, ο οποίος πρέπει να επεξεργαστεί άμεσα [19], [28]. Ο παράγοντας της καθυστέρησης (latency) καθίσταται κρίσιμος, ιδιαίτερα σε εφαρμογές υψηλής ευαισθησίας όπως η τηλεϊατρική καθώς και η αυτόνομη οδήγηση, όπου ακόμη και μερικές χρονικές καθυστερήσεις μπορεί να έχουν σοβαρές επιπτώσεις [8], [27].

Οι αρχιτεκτονική της Υπολογιστικής Νέφους δίνει την δυνατότητα τα δεδομένα να επεξεργάζονται τοπικά, δηλαδή κοντά στο σημείο όπου παράγονται, γεγονός το οποίο μειώνει σημαντικά τον χρόνο καθυστέρησης στην απόκριση του συστήματος [26], [35]. Για παράδειγμα, ένας σταθμός βάσης ο οποίος λειτουργεί συνδυαστικά, μπορεί να αναλύει τις πληροφορίες ανίχνευσης επιτόπου, χωρίς να απαιτείται αποστολή στο cloud [33], [35]. Από την άλλη πλευρά, το υπολογιστικό νέφος παρέχει την απαραίτητη υπολογιστική ισχύ και επεκτασιμότητα για απαιτητικές διεργασίες, όπως η κεντρική διαχείριση και βελτιστοποίηση του δικτύου, η εκπαίδευση αλγορίθμων μηχανικής μάθησης καθώς και η αποθήκευση μεγάλου όγκου δεδομένων [18], [26].

Ο συνδυασμός των δύο τεχνολογιών θεωρείται καθοριστικός για το ISAC-NOMA. Το edge εξασφαλίζει την άμεση απόκριση σε εφαρμογές πραγματικού χρόνου, για την διαχείριση κρίσιμων δεδομένων με χαμηλή καθυστέρηση, ενώ το cloud παρέχει το απαραίτητο υπόβαθρο της μεγάλης υπολογιστικής ισχύος και της στρατηγικής διαχείρισης, δημιουργώντας ένα υβριδικό μοντέλο επεξεργασίας το οποίο ανταποκρίνεται στις ακραίες απαιτήσεις του ISAC-NOMA [26], [35]. Με αυτόν τον τρόπο, εξασφαλίζεται τόσο η αποδοτικότητα όσο και η επεκτασιμότητα σε περιβάλλοντα με δισεκατομμύρια IoT συσκευές [33].

Από την άλλη πλευρά, με την διασύνδεση του Edge και του Cloud Computing προκύπτουν κάποιες δυσκολίες [6], [28], [35]. Η συνδυασμένη χρήση των δύο τεχνολογιών απαιτεί συνεχή συγχρονισμό ανάμεσα σε αποκεντρωμένους κόσμους και την κεντρική υποδομή. Αυτό σημαίνει ότι το δίκτυο πρέπει να διαχειρίζεται δυναμικά ποια δεδομένα θα επεξεργαστούν τοπικά και ποια θα μεταφερθούν στο cloud. Αυτή η διαδικασία αυξάνει την πολυπλοκότητα διαχείρισης των πόρων του δικτύου και μπορεί να οδηγήσει σε επιπλέον συμφόρηση καθώς και σε πρόσθετη καθυστέρηση σε περίπτωση κακού καταμερισμού [27], [35].

2.4.2.5 Τεχνητή νοημοσύνη και μηχανική μάθηση

Οι δυσκολίες οι οποίες δημιουργούνται από την αρχιτεκτονική του ISAC, σε συνδυασμό με την πολυπλοκότητα που χαρακτηρίζει η NOMA, καθιστούν απαραίτητη την ύπαρξη έξυπνων αλγορίθμων οι οποίοι μπορούν να προσαρμόζονται δυναμικά στις μεταβαλλόμενες συνθήκες του καναλιού και τις απαιτήσεις του δικτύου [17 - 19]. Στο πλαίσιο αυτό, η Τεχνητή Νοημοσύνη (AI) αλλά και η Μηχανική Μάθηση (ML) αναδεικνύονται ως καθοριστικές τεχνολογίες για την ένταξη του ISAC-NOMA σε μελλοντικά δίκτυα επικοινωνίας, παρέχοντας ευφρείς λύσεις σε πολλαπλά επίπεδα του συστήματος [28], [35].

Η ακριβής εκτίμηση και πρόβλεψη του καναλιού είναι θεμελιώδη στοιχεία για την αποδοτική λειτουργία ενός συστήματος ISAC. Ωστόσο, η διαδικασία αυτή καθίσταται περίπλοκη στο πλαίσιο του NOMA, καθώς τα σήματα πολλών χρηστών μεταδίδονται ταυτόχρονα και αλληλοκαλύπτονται, δυσχεραίνοντας τον αξιόπιστο διαχωρισμό τους [22], [25]. Τα μοντέλα μηχανικής μάθησης έχουν την δυνατότητα να προβλέπουν την κατάσταση του καναλιού αξιοποιώντας ιστορικά δεδομένα, βελτιώνοντας έτσι την ακρίβεια και την σταθερότητα του συστήματος [27], [36]. Επιπλέον, οι αλγόριθμοι μηχανικής μάθησης επιτρέπουν στο δίκτυο να προσαρμόζει δυναμικά την χρήση το φάσματος, ισχύος αλλά και διαμόρφωση δέσμης, λαμβάνοντας σε πραγματικό χρόνο αποφάσεις σχετικά με το αν πρέπει να δοθεί προτεραιότητα στην επικοινωνία ή στην ανίχνευση, ανάλογα με τις συνθήκες που επικρατούν [19], [30]. Επιπρόσθετα, οι τεχνικές βαθιάς μηχανικής μάθησης (deep learning) μπορούν να ενισχύσουν την αποτελεσματικότητα της διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών (SIC), διευκολύνοντας τον ακριβέστερο διαχωρισμό των συνδυασμένων σημάτων [24], [25]. Παράλληλα, η τεχνητή νοημοσύνη μπορεί να συμβάλει και στην δημιουργία ενοποιημένων κυματομορφών, διευκολύνοντας έτσι την αυτόματη προσαρμογή και βελτιστοποίηση τους ώστε να ανταποκρίνονται ταυτόχρονα τόσο στις ανάγκες της επικοινωνίας όσο και στις απαιτήσεις της ανίχνευσης [18], [30]. Εκτός από την αποδοτικότητα, η τεχνητή νοημοσύνη έχει καθοριστικό ρόλο και στον τομέα την ασφάλειας των συστημάτων ISAC-NOMA, καθώς δεδομένα ανίχνευσης περιέχουν και ευαίσθητες πληροφορίες οι οποίες περιλαμβάνουν δεδομένα σχετικά με την τοποθεσία ή ακόμη και βιομετρικά μοτίβα [36]. Σε αυτό το σημείο, τεχνικές μηχανικής μάθησης όπως τα συστήματα ανίχνευσης ανωμαλιών, έχουν την δυνατότητα να εντοπίσουν ύποπτη ή κακόβουλη χρήση των δεδομένων αυτών, ενισχύοντας έτσι την εμπιστοσύνη και την ασφάλεια του δικτύου [28], [34].

Παρά τα πλεονεκτήματα ωστόσο, η ενσωμάτωση των τεχνικών Μηχανικής Μάθησης και Τεχνητής Νοημοσύνης συνοδεύεται και από ορισμένα μειονεκτήματα. Ένα από τα πιο σημαντικά είναι το υψηλό υπολογιστικό κόστος το οποίο απαιτείται για την εκπαίδευση και εκτέλεση σύνθετων μοντέλων μάθησης, ειδικά σε πραγματικό χρόνο και σε περιβάλλοντα υψηλής κινητικότητας [35]. Η ανάγκη για μεγάλα σύνολα δεδομένων εκπαίδευσης καθώς και οι πιθανές προκαταλήψεις στα δεδομένα, μπορούν να οδηγήσουν σε σφάλματα ή σε περιορισμένη γενίκευση των μοντέλων. Αυτό δημιουργεί πρόσθετες προκλήσεις όσον αφορά την πρακτική εφαρμογή τους ιδιαίτερα σε συστήματα τα οποία απαιτούν αξιόπιστη και άμεση απόκριση [35], [36].

Συνοψίζοντας, το υποκεφάλαιο αυτό εξετάζει το πλαίσιο και τις τεχνολογίες τις οποίες καθιστούν δυνατή την υλοποίηση της Ενοποιημένης Ανίχνευσης και Επικοινωνίας με χρήση Μη-Ορθογωνικής Πολλαπλής Πρόσβασης (ISAC-NOMA). Το Massive MIMO εξασφαλίζει χωρική πολυπλεξία και διαμόρφωση δέσμης, προσφέροντας ταυτόχρονα δυνατότητες επικοινωνίας και ραντάρ. Οι ζώνες mmWave και THz επεκτείνουν την χωρητικότητα και επιτρέπουν υψηλής ανάλυσης ανίχνευση, παρά τις προκλήσεις διάδοσης. Οι RIS ενισχύουν την κάλυψη και βελτιώνουν την ακρίβεια ανίχνευσης σε δύσκολα περιβάλλοντα. Τα Edge και Cloud Computing προσφέρουν ένα υβριδικό μοντέλο επεξεργασίας δεδομένων και τέλος, η Τεχνητή Νοημοσύνη καθώς και η Μηχανική Μάθηση επιτρέπουν την δυναμική προσαρμογή, την βέλτιστη κατανομή πόρων καθώς και ενισχυμένη ασφάλεια.

2.4.3 Κύρια προβλήματα και περιορισμοί

Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενο υποκεφάλαιο, η Συνδυασμένη Επισκόπηση και Επικοινωνία με χρήση Μη-Ορθογωνικής Πολλαπλής Πρόσβασης συνδυάζει μία ενιαία αρχιτεκτονική αξιοποιώντας το ίδιο φάσμα και τις ίδιες υποδομές. Με αυτόν τον τρόπο, παρέχει υψηλή φασματική αποδοτικότητα, καθώς πολλοί χρήστες μπορούν να μοιράζονται τους ίδιους πόρους, ενώ ταυτόχρονα εκτελούνται λειτουργίες ανίχνευσης, όπως παρακολούθηση, εντοπισμός καθώς και χαρτογράφηση [17],

[19], [35], [37]. Επιπλέον, υποστηρίζει μαζική συνδεσιμότητα για δισεκατομμύρια συσκευές IoT, προσφέρει ακριβή αισθητηριακή επίγνωση του περιβάλλοντος και ενισχύει την ενεργειακή αποδοτικότητα μέσω κοινής χρήσης υποδομών [18], [33], [37].

Παρά τις δυνατότητες του όμως, το ISAC-NOMA αντιμετωπίζει κάποιες σημαντικές προκλήσεις οι οποίες αφορούν τόσο τεχνικούς όσο και πρακτικούς περιορισμούς [17], [34], [38]. Ένα από τα βασικότερα ζητήματα τα οποία προκύπτουν είναι ο σχεδιασμός κοινών κυματομορφών. Η ταυτόχρονη κάλυψη των απαιτήσεων τόσο της επικοινωνίας όσο και της επισκόπησης κάνει τον σχεδιασμό των σημάτων ιδιαίτερα απαιτητικό, καθώς η μη-ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση δημιουργεί επιπλέον παρεμβολές που δυσκολεύουν περαιτέρω την διαδικασία [27], [30]. Ακόμη και μικρά σφάλματα στη διαδικασία της διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών είναι ικανές να μειώσουν σημαντικά την ποιότητα της επικοινωνίας αλλά και την αξιοπιστία των λειτουργιών ανίχνευσης [25], [30]. Ένα δεύτερο πρόβλημα σχετίζεται με την εκτίμηση του καναλιού και τον συγχρονισμό του. Η λειτουργία του ISAC προϋποθέτει εξαιρετικά ακριβή εκτίμηση παραμέτρων όπως η φάση, ο χρόνος και τα χαρακτηριστικά του καναλιού προκειμένου να διασφαλιστεί η αξιόπιστη απόδοση στις διαδικασίες επισκόπησης [17], [35]. Από την άλλη, η αρχή λειτουργίας του NOMA, όπου τα σήματα πολλών χρηστών επικαλύπτονται στον ίδιο πόσο, αυξάνει σημαντικά την πολυπλοκότητα της επεξεργασίας, δυσχεραίνοντας τον σαφή διαχωρισμό των παραμέτρων οι οποίες είναι απαραίτητες για την ανίχνευση [27], [38]. Όσο περισσότεροι χρήστες μοιράζονται το ίδιο φάσμα, τόσο πιο περίπλοκη γίνεται και η διαδικασία απομόνωσης των κρίσιμων χαρακτηριστικών [25]. Ένα επιπλέον σημαντικό ζήτημα είναι η υπολογιστική πολυπλοκότητα. Η κοινή επεξεργασία των σημάτων που αφορούν την επικοινωνία και την επισκόπηση, σε συνδυασμό με τους αλγορίθμους διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών το οποίο και συνεπάγεται ιδιαίτερα αυξημένες ανάγκες για υπολογιστική ισχύ και κατανάλωση ενέργειας [35], [37]. Μια τέτοια απαίτηση ενδέχεται να μην είναι ρεαλιστική σε δίκτυα με περιορισμένους υπολογιστικούς ή ενεργειακούς πόρους, όπως συμβαίνει για παράδειγμα σε εφαρμογές χαμηλής ισχύος τύπου IoT [33], [36]. Ζητήματα τα οποία σχετίζονται με την ασφάλεια των δεδομένων και την προστασία της ιδιωτικότητας συνιστούν επίσης καθοριστικούς παράγοντες για τα συστήματα ISAC-NOMA. Δεδομένου ότι το ISAC αντλεί ευαίσθητες πληροφορίες από το περιβάλλον, όπως δεδομένα τοποθεσίας, κινητικά δεδομένα ή ακόμη και βιομετρικά χαρακτηριστικά, δημιουργείται ο κίνδυνος παραβίασης της ιδιωτικότητας των χρηστών [28], [34], [38]. Η ανάγκη προστασίας των δεδομένων αυτών είναι εξίσου σημαντική με την προστασία των επικοινωνιακών πληροφοριών. Τέλος, δημιουργείται το πρόβλημα της επεκτασιμότητας, η ανάγκη δηλαδή εξυπηρέτησης τεράστιου αριθμού συσκευών σε μεγάλης πυκνότητας δίκτυα όπου συνυπάρχουν επικοινωνία και επισκόπηση. Αυτό καθιστά απαραίτητη την ιδιαίτερα αποδοτική αξιοποίηση των διαθέσιμων πόρων και την εφαρμογή προηγμένων αλγοριθμικών τεχνικών βελτιστοποίησης [19], [38]. Χωρίς την έξυπνη κατανομή του φάσματος και δυναμική προσαρμογή, το ISAC-NOMA κινδυνεύει να μην είναι σε θέση να ανταποκριθεί σε πραγματικές συνθήκες μεγάλης κλίμακας.

Συνοψίζοντας, το ISAC-NOMA συνιστά μία καινοτόμο προσέγγιση που αξιοποιεί κοινό φάσμα και υποδομές για να συνδυάσει επικοινωνία και ανίχνευση, προσφέροντας υψηλή φασματική αποδοτικότητα, μαζική συνδεσιμότητα και ενεργειακή εξοικονόμηση. Μέσω αυτής της αρχιτεκτονικής καθίσταται δυνατή η ταυτόχρονη μετάδοση δεδομένων και η εκτέλεση λειτουργιών όπως παρακολούθηση, εντοπισμός και χαρτογράφηση περιβάλλοντος. Ωστόσο, η υλοποίηση του αντιμετωπίζει σημαντικές προκλήσεις. Ο σχεδιασμός κοινών κυματομορφών είναι απαιτητικός λόγω των παρεμβολών που εισάγει το NOMA, ενώ ακόμη και μικρά σφάλματα στην διαδοχική ακύρωση παρεμβολών μπορούν να υποβαθμίσουν την απόδοση. Επιπλέον, η ακριβής εκτίμηση και συγχρονισμός καναλιού, η υψηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα, οι απαιτήσεις ενέργειας και τα ζητήματα ασφάλειας

και ιδιωτικότητας αποτελούν κρίσιμους περιορισμούς. Τέλος, η ανάγκη επεκτασιμότητα για την υποστήριξη δισεκατομμυρίων συσκευών σε μεγάλης πυκνότητας δίκτυα απαιτεί προηγμένες τεχνικές βελτιστοποίησης και δυναμική κατανομή πόρων.

2.5 Σύνοψη κεφαλαίου

Η ραγδαία εξέλιξη της τεχνολογίας στους τομείς των επικοινωνιών και της επισκόπησης έχει οδηγήσει σε νέες απαιτήσεις για μεγαλύτερο εύρος ζώνης, υψηλή ακρίβεια και αυξημένη ποιότητα υπηρεσίας, ώστε να υποστηριχθούν σύγχρονες εφαρμογές όπως το Διαδίκτυο των Πραγμάτων, η αυτόνομη οδήγηση και η επαυξημένη πραγματικότητα [18], [19], [33]. Η Συνδυασμένη Επισκόπηση και Επικοινωνία αναδεικνύεται ως μία καινοτόμος λύση, ενοποιώντας σε μία ενιαία αρχιτεκτονική τις λειτουργίες επικοινωνίας και ανίχνευσης και αξιοποιώντας κοινό φάσμα, κεραιές και υποδομές [19], [30], [35]. Έτσι, τα μελλοντικά δίκτυα δεν θα περιορίζονται στη μετάδοση δεδομένων αλλά θα λειτουργούν και ως πλατφόρμες απεικόνισης και κατανόησης του περιβάλλοντος [18], [37].

Παράλληλα, η Μη-Ορθογωνική Πολλαπλή Πρόσβαση προσφέρει σημαντική ενίσχυση της φασματικής αποδοτικότητας, επιτρέποντας σε πολλούς χρήστες να μοιράζονται τον ίδιο πόρο ταυτόχρονα με χρήση τεχνικών όπως η διαδοχική ακύρωση παρεμβολών [20], [25], [27]. Ο Συνδυασμός ISAC με NOMA δημιουργεί νέες δυνατότητες για τα δίκτυα 6G, καθώς επιτυγχάνεται ταυτόχρονη υποστήριξη επικοινωνίας και ανίχνευσης με καλύτερη κατανομή πόρων, υψηλή χωρητικότητα και βελτιωμένη αξιοπιστία [19], [27]. Χαρακτηριστικά παραδείγματα εφαρμογών είναι τα αυτόνομα οχήματα, όπου οι ίδιες υποδομές παρέχουν επικοινωνία και ακριβή ανίχνευση του περιβάλλοντος καθώς και οι έξυπνες πόλεις, όπου το ISAC-NOMA μπορεί να υποστηρίξει μαζική συνδεσιμότητα IoT με λειτουργίες περιβαλλοντικής παρακολούθησης [17], [33].

Η πραγμάτωση του ISAC-NOMA απαιτεί την αξιοποίηση κρίσιμων τεχνολογιών. Το massive MIMO με εκατοντάδες ή χιλιάδες κεραιές σε έναν σταθμό βάσης προσφέρει υψηλή φασματική αποδοτικότητα, δυνατότητες χωρικής πολυπλεξίας και beamforming, διευκολύνοντας τόσο την επικοινωνία όσο και την επισκόπηση [30], [38]. Οι ζώνες mmWave και THz εξασφαλίζουν τεράστιο εύρος ζώνης και δυνατότητες ανίχνευσης υψηλής ακρίβειας, αν και παρουσιάζουν προκλήσεις διάδοσης και απαιτήσεις σε υλικό [19], [31]. Οι Αναδιαμορφώσιμες Έξυπνες Επιφάνειες μπορούν να διαμορφώνουν τη διάδοση των κυμάτων, βελτιώνοντας την κάλυψη και μειώνοντας παρεμβολές, ενώ το Edge και Cloud Computing παρέχουν την υπολογιστική ισχύ και την ταχύτητα που απαιτούνται για την άμεση ανάλυση των δεδομένων [35], [38]. Τέλος, η Τεχνητή Νοημοσύνη και η Μηχανική Μάθηση συμβάλλουν στη δυναμική κατανομή πόρων, την πρόβλεψη καναλιών και την ενίσχυση της ασφάλειας [17].

Ωστόσο, το ISAC-NOMA συνοδεύεται από σημαντικές προκλήσεις. Ο σχεδιασμός κοινών κυματομορφών είναι απαιτητικός λόγω των παρεμβολών που εισάγει η NOMA, ενώ ακόμη και μικρά σφάλματα στο SIC μπορούν να μειώσουν την ποιότητα τόσο στην επικοινωνία όσο και στην επισκόπηση [25], [30]. Επιπλέον, η ακριβής εκτίμηση καναλιού και ο συγχρονισμός απαιτούνται σε πραγματικό χρόνο, κάτι που αυξάνει σημαντικά την πολυπλοκότητα [19]. Η ανάγκη για υψηλή υπολογιστική ισχύ και κατανάλωση ενέργειας δημιουργεί προβλήματα σε εφαρμογές χαμηλής ισχύος όπως τα IoT δίκτυα [33], [36]. Παράλληλα, ζητήματα ασφάλειας και προστασίας της ιδιωτικότητας είναι κρίσιμα, καθώς το ISAC μπορεί να επεξεργάζεται δεδομένα τοποθεσίας ή βιομετρικά χαρακτηριστικά. Τέλος, η επεκτασιμότητα για την υποστήριξη δισεκατομμυρίων συσκευών σε μεγάλης πυκνότητας δίκτυα απαιτεί προηγμένους αλγορίθμους βελτιστοποίησης και έξυπνη κατανομή φάσματος [30], [37].

Συνολικά, το ISAC-NOMA αναδεικνύεται ως θεμελιώδης τεχνολογία για τα συστήματα κινητής επικοινωνίας Έκτης Γενιάς, συνδυάζοντας επικοινωνία και ανίχνευση σε μία ενιαία πλατφόρμα [17 - 19]. Παρότι η υλοποίηση του συνεπάγεται τεχνικές και πρακτικές δυσκολίες, οι δυνατότητες του σε φασματική αποδοτικότητα, μαζική συνδεσιμότητα, ακριβή ανίχνευση και ενεργειακή βελτιστοποίηση το καθιστούν βασικό πυλώνα για τις μελλοντικές υποδομές [33], [37].

Κεφάλαιο 3ο: Μοντελοποίηση συστήματος άνω ζεύξης ενοποιημένης ανίχνευσης και επικοινωνίας με μη-ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση

3.1 Εισαγωγή

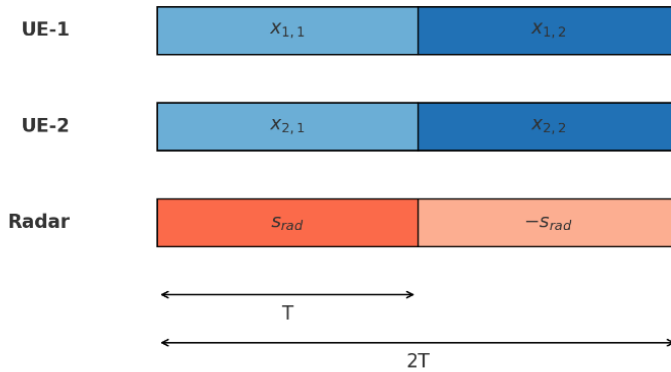
Με την ταχεία εξέλιξη της τεχνολογίας, οι επόμενες Γενιές Κινητών Επικοινωνιών, συμπεριλαμβανομένης και της Έκτης Γενιάς (6G), αναπτύσσονται με βασικό στόχο να συνδυάζουν σε ένα ενιαίο σύστημα την επικοινωνία αλλά και την επισκόπηση, εξυπηρετώντας με αυτόν τον τρόπο κρίσιμες εφαρμογές, όπως η περιβαλλοντική παρακολούθηση και διαχείριση καταστροφών αλλά και οι πλήρως αυτοματοποιημένες βιομηχανικές διαδικασίες [7], [19], [31]. Καθώς ο αριθμός των κινητών συσκευών που συνδέονται στα δίκτυα αυξάνεται συνεχώς, η ικανοποίηση των απαιτήσεων τόσο των επικοινωνιακών όσο και των επισκοπικών συστημάτων με περιορισμένους φασματικούς πόρους αναδεικνύεται σε σημαντική πρόκληση [19], [27], [35]. Για τον λόγο αυτό, η συνεκμετάλλευση των ίδιων πόρων χρόνου και συχνότητας για την ταυτόχρονη υλοποίηση της επισκόπησης και της επικοινωνίας έχει προσλάβει ιδιαίτερη ερευνητική προσοχή, η οποία συχνά περιγράφεται με τον όρο Συνδυασμένη Επισκόπηση και Επικοινωνία (ISAC) [19]. Από την άλλη πλευρά, η Μη-Ορθογωνική Πολλαπλή Πρόσβαση, η οποία προσφέρει την δυνατότητα ταυτόχρονης μετάδοσης δεδομένων από πολλούς χρήστες στον ίδιο χρόνο και συχνότητα, αποτελεί μία ιδιαίτερα ελπιδοφόρα τεχνολογία αλλά και μία πιθανή θεμελιώδη συνιστώσα των μελλοντικών γενιών επικοινωνιών [22 - 25]. Η αποτελεσματική χρήση του διαθέσιμου φάσματος αποτελεί βασικό πλεονέκτημα της NOMA, καθώς οι μεταδόσεις διαφορετικών χρηστών πραγματοποιούνται ταυτόχρονα και επικαλύπτονται, ενώ ο δέκτης εφαρμόζει διαδικασίες ώστε να απομονώσει και να αποκωδικοποιήσει το σήμα κάθε χρήστη. Με τον τρόπο αυτό, η συνολική χωρητικότητα του συστήματος μπορεί να ενισχυθεί, χωρίς την ανάγκη πρόσθετου φάσματος, αφού εξυπηρετείται επιπλέον αριθμός χρηστών χωρίς να απαιτείται η νέα φασματική κατανομή [23], [39], [40].

Προηγούμενες προσεγγίσεις στην βιβλιογραφία έχουν διερευνήσει διάφορες μεθόδους συνδυασμού επικοινωνίας και ανίχνευσης. Σε όλες όμως τις εργασίες παραμένει το ζήτημα της αμοιβαίας παρεμβολής μεταξύ των σημάτων ραντάρ καθώς και επικοινωνίας [17], [18], [37], [41], [42]. Στο πλαίσιο αυτό, η διπλωματική εργασία επικεντρώνεται σε ένα σενάριο Άνω Ζεύξης στο οποίο ο σταθμός βάσης (BS) με χρήση NOMA, η οποία βασίζεται στην εναλλαγή της πολικότητας των μεταδιδόμενων συμβόλων ραντάρ, ώστε κατά την διάρκεια μετάδοσης δύο διαδοχικών περιόδων να επιτυγχάνεται αυτόματη ακύρωση του σήματος ραντάρ στον Σταθμό Βάσης [39], [40], [43]. Παράλληλα, προστίθεται μία μετατόπιση φάσης των σημάτων επικοινωνίας κατά την δεύτερη περίοδο. Η απόδοση της προτεινόμενης προσέγγισης αξιολογείται ως προς τον ρυθμό σφάλματος bit (BER), μελετώντας διαφορετικούς δέκτες, όπως τον δέκτη ισοσταθμιστή επιβολής μηδενισμού (ZF) καθώς και τον δέκτη συνδυασμού μέγιστου λόγου (MRC) [25], [43]. Από την πλευρά της ανίχνευσης, αξιολογείται η εκτίμηση του καναλιού ραντάρ (Radar Channel Estimation - RCE) [38], [41 - 44].

3.2 Εκπεμπόμενο σήμα συστήματος

Στο υπό εξέταση σενάριο άνω ζεύξης ISAC-NOMA δύο χρήστες εκπέμπουν ταυτόχρονα προς τον σταθμό βάσης, ενώ στο ίδιο χρονικό παράθυρο ο σταθμός εκπέμπει παλμό ραντάρ και λαμβάνει την αντίστοιχη ηχώ, μοιράζοντας του ίδιους πόρους χρόνου και συχνότητας. Κάθε πλαίσιο εκπομπής οργανώνεται σε δύο διαδοχικές περιόδους συνολικής διάρκειας $2T$. Στην πρώτη περίοδο μεταδίδονται

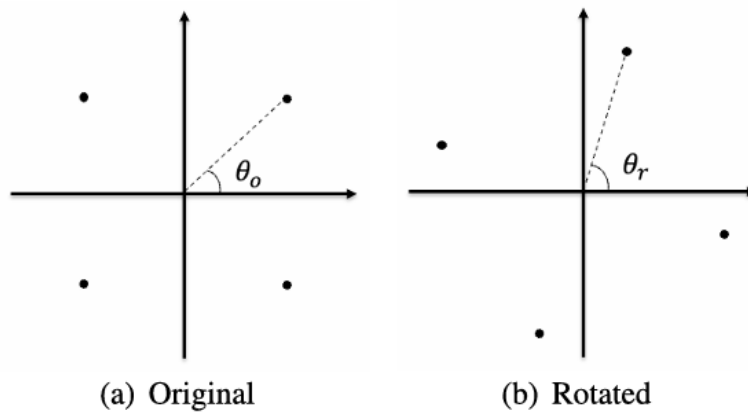
τα σύμβολα επικοινωνίας $x_{1,1}, x_{2,1}$ και ο παλμός s_{rad} , ενώ στην δεύτερη περίοδο μεταδίδονται τα σύμβολα επικοινωνίας $x_{1,2}, x_{2,2}$ και ο παλμός αντιστροφής πολικότητας $-s_{rad}$ όπως φαίνεται στο Σχήμα 4. Η αντιστροφή πολικότητας επιτρέπει στον δέκτη, με κατάλληλο ανιχνευτή, να εξουδετερώνει την συνιστώσα του ραντάρ χωρίς απαίτηση μεγάλης ανισορροπίας ισχύος μεταξύ χρηστών, μειώνοντας έτσι την αμοιβαία παρεμβολή.



Σχήμα 4: Οργάνωση συμβόλων στο προτεινόμενο πλαίσιο ISAC-NOMA με άνω ζεύξη σε χρονικό διάστημα $2T$ για τον πρώτο και δεύτερο χρήστη UE-1 και UE-2 αλλά και στόχου ραντάρ με αντίθετη πολυτοπότητα στην δεύτερη περίοδο.

Τα σήματα επικοινωνίας παράγονται χαρτογραφώντας τα bits κάθε χρήστη σε σύμβολα QAM με κανονικοποίηση μοναδιαίας μέσης ενέργειας και διάταξη OFDM.

3.2.1 Περιστροφή γωνίας φάσης εκπεμπόμενου σήματος



Σχήμα 5: Αναπαράσταση συμβόλων με γωνία περιστροφής φάσης κατά θ_r [40].

Η ταυτόχρονη λειτουργία επικοινωνίας και ανίχνευσης στο πλαίσιο του ISAC-NOMA εισάγει σημαντικές προκλήσεις στον σχεδιασμό του σήματος, καθώς η παρουσία σημάτων ραντάρ μπορεί να προκαλέσει παρεμβολές και αβεβαιότητα ανίχνευσης κατά την αποδιαμόρφωση [27], [30]. Για την αντιμετώπιση αυτών των δυσκολιών, μια αποδοτική τεχνική, η οποία προτείνεται είναι η περιστροφή φάσης (phase rotation) στα σύμβολα επικοινωνίας [38]. Η βασική ιδέα είναι ότι τα σύμβολα που μεταδίδονται σε δύο διαδοχικές χρονικές περιόδους διαφοροποιούνται μέσω ενός συγκεκριμένου παράγοντα περιστροφής, ώστε να αποφεύγεται η πιθανότητα λανθασμένης ταυτοποίησης και να εξασφαλίζεται ότι το σήμα του χρήστη παραμένει μη μηδενικό [39], [40]. Συγκεκριμένα, τα σύμβολα

της πρώτης περιόδου μεταδίδονται απευθείας από τον αρχικό αστερισμό διαμόρφωσης QAM, ενώ στην δεύτερη περίοδο υφίσταται μία ελεγχόμενη μετατόπιση φάσης, η οποία εκφράζεται μαθηματικά ως $k' = ke^{j\theta}$, όπου k είναι το αρχικό σύμβολο, ενώ θ η γωνία περιστροφής. Με τον τρόπο αυτόν, τα σύμβολα τα οποία μεταδίδονται σε διαδοχικές περιόδους διαφοροποιούνται, γεγονός το οποίο βελτιώνει τον διαχωρισμό τους στον δέκτη και μειώνει τις παρεμβολές από τα σήματα ραντάρ [43]. Στο Σχήμα 5 γίνεται αναπαράσταση της αλλαγής φάσης του συμβόλου. Συνολικά, η χρήση περιστροφής φάσης ενισχύει την αξιοπιστία του ISAC-NOMA, προσφέροντας καλύτερη απόδοση στην αποδιαμόρφωση και μεγαλύτερη ανθεκτικότητα σε παρεμβολές [33], [35].

3.2.2 Εκπεμπόμενο σήμα με διαφορετικό αστερισμό

Παρακάτω περιγράφεται το σχήμα εκπομπής το οποίο προτείνεται για την ενοποιημένη ανίχνευση και επικοινωνία σε άνω ζεύξη ISAC-NOMA με δύο χρήστες και έναν στόχο. Κίνητρο του σχεδιασμού είναι η ελαχιστοποίηση του ρυθμού σφαλμάτων bit (BER).

Στο προτεινόμενο σύστημα ISAC-NOMA με δύο χρήστες επικοινωνίας και έναν στόχο ραντάρ, τα bits κάθε χρήστη χαρτογραφούνται σε δύο παράλληλες ροές 4 PAM, μία για το πραγματικό και μία για το φανταστικό μέρος. Τα δείγματα τοποθετούνται στα χρησιμοποιούμενα υποφέροντα και παράγονται τα χρονικά μπλοκ OFDM. Η εκπομπή οργανώνεται σε δύο διαδοχικές θυρίδες διάρκειας T , όπου στην πρώτη περίοδο μεταδίδεται το πραγματικό μέρος των συμβόλων των δύο χρηστών $\text{Re}\{x_1\}, \text{Re}\{x_2\}$ καθώς και ο παλμός s_{rad} για το ραντάρ, ενώ στην δεύτερη περίοδο μεταδίδεται το φανταστικό μέρος $\text{Im}\{x_1\}, \text{Im}\{x_2\}$ αλλά και ο παλμός αντιστροφής πολικότητας $-s_{rad}$.

3.3 Κανάλι επικοινωνίας

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, σε αυτήν την μελέτη εξετάζεται ένα σύστημα Ενοποιημένης Ανίχνευσης και Επικοινωνίας με χρήση Μη-Ορθογωνικής Πολλαπλής Πρόσβασης σε Άνω Ζεύξη, όπου ο Σταθμός βάσης λαμβάνει ταυτόχρονα σήματα ανίχνευσης αλλά και επικοινωνίας. Η ανάλυση ακολουθεί τη μεθοδολογία που παρουσιάζεται στο [39] όπου κάθε χρήστης εξοπλίζεται με μία κεραία ενώ κάθε μπλοκ πόρων λαμβάνει σήμα από δύο χρήστες ($X = 2$) καθώς και ένα σήμα ραντάρ από έναν στόχο [40], [43]. Τέλος, ο Σταθμός Βάσης αποτελείται από M κεραιές λήψης, οι οποίες και χρησιμοποιούνται για την ταυτόχρονη λήψη σήματος, αλλά και από δύο ξεχωριστές ομάδες κεραιών εκπομπής, όπου η μία λειτουργεί για μετάδοση σημάτων επικοινωνίας, ενώ το άλλο για ανίχνευση στόχων [41 - 43].

3.3.1 Μοντελοποίηση καναλιού επικοινωνίας

Στο πλαίσιο της μοντελοποίησης του καναλιού επικοινωνίας, είναι απαραίτητο να ληφθούν υπόψη τόσο οι επιδράσεις οι οποίες σχετίζονται κυρίως με την απόσταση μεταξύ χρήστη και σταθμού βάσης όσο και οι επιδράσεις οι οποίες σχετίζονται στις τυχαίες μεταβολές λόγω διάχυσης και πολλαπλών διαδρομών. Συγκεκριμένα, το κανάλι επικοινωνίας $h_{x,m}$ ανάμεσα στον X χρήστη και την M κεραία του σταθμού βάσης αναπαρίσταται από τον τύπο $h_{x,m} = f_{x,m}\beta_x$ όπου το $f_{x,m}$ ακολουθεί κανονική κατανομή Gauss με μηδενική μέση τιμή και μοναδιαία διακύμανση και ισχύει $f_{m,x} \sim CN(0,1)$ και το β_x , αντιστοιχεί στο μέσο κέρδος του καναλιού του X χρήστη [39]. Ο παράγοντας αυτός υπολογίζεται με τον τύπο $\beta_x = 10^{PL_x/10}$, όπου

$$PL_x = 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi f_c d_0}{c_0} \right)^2 + 10\varphi \log_{10} \left(\frac{d_x}{d_0} \right) + \zeta_{sh}, \quad (3.1)$$

όπου f_c είναι η φέρουσα συχνότητα, d_0 η απόσταση αναφοράς, φ ο εκθέτης αναφοράς, c_0 η ταχύτητα του φωτός ενώ ο όρος ζ_{sh} είναι ο όρος σκίασης [44]. Άρα το τελικό διάνυσμα του καναλιού αυτού προκύπτει για κάθε χρήση ως

$$h_x = [h_{1,x}, h_{2,x}, h_{3,x}, \dots, h_{M,x}]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1}. \quad (3.2)$$

Επιπλέον, γίνεται η παραδοχή ότι ο δεύτερος χρήστης UE2 βρίσκεται πιο μακριά σε σχέση με τον πρώτο χρήστη UE1, κάτι το οποίο μαθηματικά αποτυπώνεται ως $d1 < d2$ και κατ' επέκταση $\|h_1\| \geq \|h_2\|$ καθώς και ότι το κανάλι επικοινωνίας παραμένει σταθερό στον χρόνο [40]. Τέλος θεωρείται ότι ο σταθμός βάσης διαθέτει πλήρη και ακριβή επίγνωση της κατάστασης του καναλιού (CSI) για όλους του χρήστες.

3.4 Κανάλι ανίχνευσης

Εκτός από την λήψη σημάτων Άνω Ζεύξης, ο σταθμός βάσης του συγκεκριμένου συστήματος ανάλυσης της διπλωματικής αυτής, εκτελεί ταυτόχρονα ενεργό εντοπισμό στόχων χρησιμοποιώντας το ίδιο υποσύνολο κεραιών [41], [42]. Αυτό που συμβαίνει είναι ότι αρχικά ο πομπός εκπέμπει έναν παλμό ως σήμα και μόλις βρει έναν στόχο επιστρέφει μία ηχώ [11], [13]. Οι κεραιές λήψης μετρούν την ηχώ αυτή η οποία επιστρέφεται μετά από διάδοση. Για την απλότητα της ανάλυσης, σε κάθε μπλοκ πόρων θεωρείται ότι ανιχνεύει έναν μόνο στόχο. Με αυτόν τον τρόπο αποφεύγεται η πολυπλοκότητα ενσωμάτωσης πολλαπλών ηχώ και εστιάζουμε στην βασική αλληλεπίδραση των συστημάτων επικοινωνίας καθώς και των συστημάτων ανίχνευσης [41], [43].

3.4.1 Μοντελοποίηση καναλιού ανίχνευσης

Η μοντελοποίηση του καναλιού ραντάρ διαφοροποιείται ουσιαστικά από εκείνη του τηλεπικοινωνιακού καναλιού, καθώς ενσωματώνει πρόσθετες φυσικές παραμέτρους οι οποίες σχετίζονται με την διαδικασία ανίχνευσης. Συγκεκριμένα, το κανάλι ραντάρ περιγράφεται με βάση το μοντέλο Line of Sight (LOS) και θεωρείται κανάλι δύο διαδρομών. Με άλλα λόγια, το σήμα το οποίο λαμβάνει ο Σταθμός Βάσης (BS) είναι εκείνο το οποίο εκπέμπεται από τον ίδιο και επιστρέφει έπειτα από ανάκλαση στον στόχο. Για λόγους απλότητας, υποθέτουμε ότι υπάρχει μόνο ένας στόχος και το κέρδος του καναλιού ραντάρ μπορεί να υπολογιστεί σύμφωνα με την εξίσωση ραντάρ, η οποία δίνεται από τον τύπο

$$r = \frac{\lambda \sqrt{G_t G_r \sigma}}{(4\pi)^{3/2} R^2} \quad (3.3)$$

όπου σ αντιστοιχεί στην διατομή ραντάρ του στόχου (Radar Cross Section - RCS), ενώ τα G_t και G_r αναφέρονται στα κέρδη τόσο της εκπομπής όσο και της λήψης της κεραίας. Επιπλέον το R αναφέρεται στην απόσταση μεταξύ Σταθμού Βάσης και στόχου, ενώ το λ είναι το μήκος κύματος του καναλιού αυτού.

Για την περιγραφή της διάδοσης του σήματος ραντάρ, λαμβάνεται υπόψη το κανάλι μεταξύ του στόχου και της κάθε κεραίας του Σταθμού Βάσης. Συγκεκριμένα, για την M κεραία το κανάλι δίνεται από την σχέση

$$g_m = r e^{-j2\pi\theta} e^{j2\pi f_a \mu T}, \quad (3.4)$$

όπου το r εξηγήθηκε παραπάνω. Επιπλέον το $e^{-j2\pi\theta}$ εκφράζει την αλλαγή φάσης και ενσωματώνει την πληροφορία της απόστασης. Η παράμετρος θ δίνεται από την εξίσωση $\theta = 2R/c_0$ με c_0 την ταχύτητα του φωτός. Από την άλλη, ο δεύτερος όρος $e^{j2\pi f_a \mu T}$ περιγράφει την ταχύτητα μέσω της μετατόπισης

Doppler, με $f_d = 2vf_c/c_0$, όπου v θεωρείται η ταχύτητα του στόχου, ενώ f θεωρείται η φέρουσα συχνότητα [39], [40]. Τέλος, το T δηλώνει την διάρκεια του συμβόλου και μ δηλώνει τον δέκτη του συμβόλου. Με βάση τα παραπάνω, το διάγραμμα του καναλιού του ραντάρ προκύπτει ως

$$g = [g_1, g_2, g_3, \dots, g_M]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1}. \quad (3.5)$$

3.5 Λαμβανόμενο σήμα συστήματος

Αφού αναλύσαμε το μοντέλο επικοινωνίας αλλά και το μοντέλο ανίχνευσης, στην συνέχεια επικεντρωθήκαμε στην διαμόρφωση του συνολικού μοντέλου του λαμβανόμενου σήματος. Η συγκεκριμένη ενότητα παρουσιάζει τον τρόπο με τον οποίο συνδυάζονται τα σήματα επικοινωνίας και ραντάρ στο πλαίσιο του προτεινόμενου σχήματος ISAC-NOMA, καθώς και τις παραμέτρους που καθορίζουν την αλληλεπίδραση τους στον δέκτη. Μέσω αυτής της μοντελοποίησης γίνεται εφικτή η ανάλυση της απόδοσης του συστήματος και η αξιολόγηση των τεχνικών που εφαρμόζονται για την ακύρωση των παρεμβολών και τον αξιόπιστο διαχωρισμό των χρηστών.

3.5.1 Μοντελοποίηση λαμβανόμενου σήματος συστήματος

Η επιτυχής αποδιαμόρφωση των σημάτων στα κλασικά συστήματα NOMA, προϋποθέτει ότι τα σήματα των χρηστών διαφέρουν αρκετά σε επίπεδο ισχύος [23 - 25]. Η διαφορά αυτή είναι απαραίτητη ώστε να μπορεί να εφαρμοστεί αποτελεσματικά η τεχνική της Διαδοχικής Ακύρωσης Παρεμβολών (SIC) και να διαχωριστούν επιτυχώς τα επικαλυπτόμενα σήματα [27]. Η απαίτηση αυτή όμως δεν είναι εφικτή στην πράξη, καθώς η ισχύς των σημάτων επηρεάζεται συνεχώς από τις μεταβαλλόμενες συνθήκες του καναλιού [19], [30]. Για αυτόν τον λόγο, δημιουργείται ένα νέο σχήμα σηματοδότησης στο πλαίσιο του ISAC-NOMA. Η βασική ιδέα του συστήματος αυτού, βασίζεται στην μετάδοση δύο διαδοχικών συμβόλων ραντάρ με αντίστροφη πολικότητα. Η προσέγγιση βασίζεται στην τεχνική που εισάγεται από το [39] και κατά την πρώτη χρονική περίοδο μεταδίδεται το σύμβολο S_{rad} κανονικά, ενώ την δεύτερη περίοδο μεταδίδεται με αντίστροφη πολικότητα το σύμβολο $-S_{rad}$. Με τον τρόπο αυτό, κατά την επεξεργασία στον δέκτη τα δύο σήματα αλληλοαναιρούνται, μειώνοντας τις παρεμβολές και διασφαλίζοντας καθαρότερη λήψη του σήματος επικοινωνίας. Η αναπαράσταση του λαμβανόμενου σήματος το οποίο παρουσιάζεται και στο Σχήμα 4.

Στο προτεινόμενο σχήμα η επεξεργασία του λαμβανόμενου σήματος δεν πραγματοποιείται ανά περίοδο συμβόλου T , αλλά σε παράθυρο δύο διαδοχικών περιόδων συνολικής διάρκειας $2T$. Το μεταδιδόμενο σύμβολο επικοινωνίας από το X χρήστη στο χρονικό διάστημα t σημειώνεται ως $k_{x,t}$. Ο θόρυβος στην t περίοδο, ο οποίος συμβολίζεται ως n_t , θεωρείται πως ακολουθεί Gaussian Κατανομή με μηδενικό μέσο και διασπορά σ_n^2 , ενώ η ισχύς εκπομπής του X χρήστη εκφράζεται με την παράμετρο p_x . Επομένως η συνολική ισχύς επικοινωνίας ορίζεται ως $p_{com} = p_1 + p_2$. Παράλληλα, το p_{rad} αντιπροσωπεύει την ισχύ εκπομπής του σήματος ραντάρ. Με βάση τα παραπάνω, το τελικό σήμα το οποίο φτάνει στον δέκτη για $2T$ διαμορφώνεται σύμφωνα με την παρακάτω μαθηματική παράσταση

$$y_m = \begin{cases} \sum_{x=1}^2 \sqrt{p_x} h_{m,x} k_{x,1} + \sqrt{p_{rad}} g_m S_{rad} + n_{m,1}, T_1 \\ \sum_{x=1}^2 \sqrt{p_x} h_{m,x} k_{x,2} - \sqrt{p_{rad}} g_m S_{rad} + n_{m,2}, T_2 \end{cases} \quad (3.6)$$

Με τον συνδυασμό των σημάτων που λαμβάνονται στις δύο διαδοχικές περιόδους, η συνιστώσα του ραντάρ εξουδετερώνεται πλήρως, ανεξάρτητα από την ισχύ εκπομπής της. Ως αποτέλεσμα, το

τελικό λαμβανόμενο σήμα προκύπτει να αποτελείται αποκλειστικά από τα σύμβολα επικοινωνίας, σε δύο χρονικά διαστήματα συμβόλων Συνεπώς, λαμβάνοντας υπόψη ότι $n'_m = n_{m,1} + n_{m,2}$, $k'_1 = k_{1,1} + k_{1,2}$ καθώς και ότι $k'_2 = k_{2,1} + k_{2,2}$, το λαμβανόμενο σήμα μπορεί να εκφραστεί και ως

$$y_m = \sqrt{p_1} h_{m,1} k'_1 + \sqrt{p_2} h_{m,2} k'_2 + n'_m \quad (3.7)$$

Αφού συγκεντρωθούν τα σήματα τα οποία λαμβάνονται από όλες τις κεραιές M, το συνολικό σήμα στην περίοδο 2T μπορεί να διατυπωθεί ως

$$y_{2T} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{2,1} & h_{3,1} & \dots & h_{M,1} \\ h_{1,2} & h_{2,2} & h_{3,2} & \dots & h_{M,2} \end{bmatrix}^\dagger \left[\begin{bmatrix} \sqrt{p_1} \\ \sqrt{p_2} \end{bmatrix} \circ \begin{bmatrix} k'_1 \\ k'_2 \end{bmatrix} \right] + \begin{bmatrix} n'_1 \\ n'_2 \\ \vdots \\ n'_M \end{bmatrix} = \sqrt{p_k} H_k + n \quad (3.8)$$

Στην έκφραση αυτή, το σύμβολο † αναφέρεται στην μεταφορά (transpose) του πίνακα, ενώ το ◦ αντιπροσωπεύει τον πολλαπλασιασμό ανά στοιχείο (element-wise multiplication).

3.6 Μοντελοποίηση δεκτών

Στο πλαίσιο της Άνω Ζεύξης ενός συστήματος ISAC-NOMA, ο δέκτης του σταθμού βάσης καλείται να επιτελέσει έναν διπλό ρόλο, αφενός να ανακτήσει αξιόπιστα τα πληροφοριακά σήματα πολλών χρηστών που μοιράζονται το ίδιο φάσμα και αφετέρου να εξάγει κρίσιμες παραμέτρους για το ραντάρ, το οποίο λειτουργεί ταυτόχρονα με τις επικοινωνίες [27], [30]. Η ταυτόχρονη εξυπηρέτηση αυτών των λειτουργιών συνοδεύεται από σημαντικές τεχνικές προκλήσεις. Συγκεκριμένα, η ύπαρξη παρεμβολής μεταξύ χρηστών λόγω της Μη-Ορθογωνικής Πολλαπλής Πρόσβασης (NOMA), η παρεμβολή ανάμεσα στα σήματα ραντάρ καθώς και επικοινωνίας, αλλά και η πιθανή ενίσχυση θορύβου σε συνθήκες μέτριου λόγου σήματος προς θόρυβο (SNR), καθιστούν το έργο του δέκτη ιδιαίτερα απαιτητικό [39 – 41].

Για την αντιμετώπιση αυτών των προβλημάτων εξετάζονται δύο κλασικοί γραμμικοί ανιχνευτές, καθένας εκ των οποίων παρέχει διαφορετική ισορροπία μεταξύ πολυπλοκότητας και απόδοσης. Ο Συνδυασμός Μέγιστου Λόγου (MRC) επιτυγχάνει μεγιστοποίηση του SNR προβάλλοντας το λαμβανόμενο σήμα στον αντίστοιχο χώρο καναλιού κάθε χρήστη, γεγονός το οποίο τον καθιστά συμβατό με τεχνικές διαδοχικής ακύρωσης παρεμβολών (SIC) [22 – 25]. Από την άλλη πλευρά, η μέθοδος Ισοστάθμισης Μηδενισμού (ZF) εξαλείφει πλήρως την αμοιβαία παρεμβολή εφαρμόζοντας ψευδοαντιστροφή του πίνακα του καναλιού, με τίμημα όμως την αύξηση του θορύβου σε περιπτώσεις τις οποίες οι γραμμές ή οι στήλες του καναλιού παρουσιάζουν υψηλή συσχέτιση [42].

Παρακάτω, αναλύονται τα μαθηματικά μοντέλα και οι σχετικές εξισώσεις εκτίμησης σήματος για τις δύο μεθόδους, καθώς και οι επιδράσεις τους σε κρίσιμα κριτήρια απόδοσης, όπως η πιθανότητα σφάλματος bit (BER) καθώς και η ακρίβεια εκτίμησης ραντάρ (RCE).

3.6.1 Συνδυασμός μέγιστου λόγου

Η διαδικασία ανίχνευσης σε ένα ISAC-NOMA σύστημα Άνω Ζεύξης παρουσιάζει ιδιαίτερες προκλήσεις, καθώς το σήμα που λαμβάνει ο σταθμός βάσης περιλαμβάνει ταυτόχρονα πληροφορίες από πολλούς χρήστες αλλά και δεδομένα ραντάρ. Αυτό καθιστά τον συμβατικό SIC ανεπαρκή. Για αυτόν τον λόγο, είναι απαραίτητο να εξεταστούν εναλλακτικοί δέκτες οι οποίοι ενσωματώνουν τεχνικές συνδυασμού αλλά και ακύρωσης παρεμβολών.

Αρχικά, μελετάται ο Συνδυασμός Μέγιστου Λόγου με την μέθοδο Διαδοχικής Ακύρωσης Παρεμβολών. Στην περίπτωση αυτή, ο MRC εφαρμόζει τον συζυγή ανάστροφο πίνακα του καναλιού κάθε χρήστη, ενώ ο SIC αφαιρεί πρώτα το σήμα του πρώτου χρήστη (UE1) και στην συνέχεια προχωρά στην εκτίμηση του δεύτερου χρήστη (UE2). Έτσι, το εκτιμώμενο σήμα για τον πρώτο χρήστη δίνεται από την παρακάτω εξίσωση

$$\hat{k}'_{1,mrc} = h_1^H y_{2T} = \sqrt{p_1} h_1^H h_1 k'_1 + \sqrt{p_2} h_1^H h_2 k'_2 + h_1^H n. \quad (3.9)$$

Αντίστοιχα, αφού αφαιρεθεί το σήμα του πρώτου χρήστη, το εκτιμώμενο σήμα για τον δεύτερο χρήστη προκύπτει ως

$$\hat{k}'_{2,mrc} = h_2^H (y_{2T} - \sqrt{p_1} h_1 \hat{k}'_{1,mrc}) = \sqrt{p_2} h_2^H h_2 k'_2 + \sqrt{p_1} h_2^H h_1 (k'_1 - \hat{k}'_{1,mrc}) + h_2^H n. \quad (3.10)$$

Στις παραπάνω εκφράσεις, το $\hat{k}'_{1,mrc}$ και $\hat{k}'_{2,mrc}$ αντιστοιχούν στα εκτιμώμενα επικοινωνιακά σήματα τα οποία λαμβάνονται συνδυάζοντας τα σύμβολα στις δύο περιόδους $2T$. Με αυτόν τον τρόπο, ο σταθμός βάσης έχει την δυνατότητα να αποκωδικοποιεί τα δεδομένα των χρηστών για κάθε χρονική περίοδο.

3.6.2 Ισοστάθμιση επιβολής μηδενισμού

Σε αντίθεση με τον MRC-SIC, ο οποίος χρησιμοποιεί την βελτιστοποίηση του λόγου του σήματος προς θόρυβο (SNR) αλλά παραμένει ευάλωτος σε ισχυρή παρεμβολή, η τεχνική Ισοστάθμισης Επιβολής Μηδενισμού (ZF) επιτυγχάνει την πλήρη απομόνωση των σημάτων χρηστών μέσω ψευδοαντιστροφής του πίνακα του καναλιού. Ορίζοντας λοιπόν το διάνυσμα του καναλιού ως $H = [h_1, h_2]$, ο δέκτης ZF περιγράφεται από τον πίνακα $w_{ZF} \in \mathbb{C}^{2 \times M}$ και διαμορφώνεται σύμφωνα με την παρακάτω μαθηματική παράσταση

$$w_{ZF} = (H^H H)^{-1} H, \quad (3.11)$$

ο οποίος και αποτελεί τον ψευδοαντίστροφο πίνακα του καναλιού. Το σήμα το οποίο προκύπτει μετά την εφαρμογή του δέκτη ZF μπορεί να εκφραστεί ως

$$\hat{k}_{ZF} = W_{ZF} y_{2T} = W_{ZF} \sum_{x=1}^X \sqrt{p_x} h_x k'_x + W_{ZF} n \quad (3.12)$$

Στην παραπάνω έκφραση $\hat{k}_{ZF} = [\hat{k}_{1,ZF}, \hat{k}_{2,ZF}]$ είναι τα εκτιμώμενα σήματα επικοινωνίας.

3.6.3 Εκτίμηση καναλιού ανίχνευσης

Για να ολοκληρωθεί η διαδικασία εκτίμησης του καναλιού ραντάρ σε ένα σύστημα ISAC-NOMA, είναι απαραίτητο να ληφθούν υπόψη τα σήματα τα οποία παραμένουν μετά την απομάκρυνση των επικοινωνιακών συνιστωσών. Η ακριβής εκτίμηση του καναλιού ραντάρ είναι καθοριστική, καθώς από αυτήν εξαρτάται η ορθή ανίχνευση των παραμέτρων του στόχου, όπως η ταχύτητα και η απόσταση αυτού. Έτσι, η σωστή απομόνωση και ανάλυση του σήματος ραντάρ οδηγεί σε υψηλής ακριβείας πληροφορίες στόχευσης.

Αφού ολοκληρωθεί η αποκωδικοποίηση λοιπόν των σημάτων επικοινωνίας, το σήμα ραντάρ μπορεί να υποβληθεί σε επεξεργασία με βάση μία χρονική περίοδο T . Έτσι, μετά την αφαίρεση των συμβόλων των χρηστών στην πρώτη περίοδο, ανεξαρτήτου δέκτη, το καθαρό σήμα το οποίο προκύπτει μπορεί να εκφραστεί ως

Μοντελοποίηση συστήματος άνω ζεύξης ενοποιημένης ανίχνευσης και επικοινωνίας με μη-ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση

$$y_{rad} = y_1 - \sum_{x=1}^X \sqrt{p_x} h_x \hat{k}_{x,1} = \sum_{x=1}^X \sqrt{p_x} h_x (k_{x,1} - \hat{k}_{x,1}) + \sqrt{p_{rad}} g_m s_{rad} + n_1. \quad (3.13)$$

Με βάση την παραπάνω σχέση, προκύπτει και η εκτίμηση του καναλιού ραντάρ, η οποία εκφράζεται σύμφωνα με το παρακάτω μοντέλο.

$$\hat{g} = \frac{y_{rad}}{\sqrt{p_{rad} s_{rad}}} \quad (3.14)$$

Σύμφωνα με τις παραπάνω εξισώσεις προκύπτει το σφάλμα εκτίμησης καναλιού ραντάρ (RCE), το οποίο προκύπτει από την απόκλιση μεταξύ πραγματικής τιμής και εκτίμησης του καναλιού και δίνεται από

$$e = g - \hat{g} = \frac{\sum_{x=1}^X p_x h_x (k_{x,1} - \hat{k}_{x,1}) + n_1}{\sqrt{p_{rad} s_{rad}}} \quad (3.15)$$

Τέλος, μπορεί να υπολογιστεί το Κανονικοποιημένο Μέσο Τετραγωνικό Σφάλμα (Normalized Mean Squared Error - NMSE) της εκτίμησης του καναλιού το οποίο ορίζεται σύμφωνα με τον παρακάτω μαθηματικό τύπο, λαμβάνοντας υπόψη ότι ισχύει $E[\|n_1\|^2] = M\sigma_n^2$.

$$\Phi_{rad} = \frac{\|e\|^2}{\|g\|^2} = \frac{\sum_{x=1}^X p_x \|h_x k_{x,1} - h_x \hat{k}_{x,1}\|^2 + M\sigma^2}{p_{rad} \|g\|^2} \quad (3.16)$$

Με τον τρόπο αυτό, καθίσταται σαφές ότι το σφάλμα της εκτίμησης του καναλιού εξαρτάται τόσο από την ακρίβεια με την οποία ανιχνεύονται τα σήματα των χρηστών, όσο και από το επίπεδο θορύβου του καναλιού. Η σωστή διαχείριση λοιπόν αυτών των παραγόντων είναι κομβική για την αξιόπιστη λειτουργία της Ενοποιημένης Ανίχνευσης και Επικοινωνίας με χρήση Μη-Ορθογωνικής Πολλαπλής Πρόσβασης.

3.7 Επίλογος

Στο Κεφάλαιο αυτό έγινε παρουσίαση ενός πλήρες και συνεκτικού μοντέλου συστήματος για Άνω Ζεύξη ISAC-NOMA, στο οποίο ο σταθμός βάσης (BS) υλοποιεί ταυτόχρονα επικοινωνία και ανίχνευση ραντάρ χρησιμοποιώντας το ίδιο υπόστρωμα. Υιοθετείται ένα ρεαλιστικό σενάριο με δύο χρήστες ανά μπλοκ πόρων ($X = 2$), έναν στόχο καθώς και M κεραιές λήψης στον Σταθμό Βάσης. Στόχος είναι να περιγραφεί με ακρίβεια η συνύπαρξη και αλληλεπίδραση των σημάτων, να εξαχθούν οι εξισώσεις λήψης και να τεθούν οι βάσεις για αξιολόγηση των δεκτών και της απόδοσης τους.

Αρχικά διατυπώνεται το μοντέλο καναλιού επικοινωνίας. Το διάνυσμα καναλιού κάθε χρήστη $h_x \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ περιγράφεται ως $h_{m,x} = f_{m,x} \beta_x$, όπου $f_{m,x} \sim \mathcal{CN}(0,1)$. Θεωρείται ότι το κανάλι είναι χρονικά στάσιμο στο παράθυρο ενδιαφέροντος, ο πρώτος χρήστης βρίσκεται πιο κοντά στον σταθμό βάσης από τον δεύτερο και ο σταθμός βάσης διαθέτει τέλεια γνώση κατάστασης καναλιού (CSI). Στην συνέχεια μοντελοποιείται το κανάλι ραντάρ, το οποίο αντιμετωπίζεται ως διπλής διέλευσης LOS. Το συνολικό κέρδος δίνεται από την εξίσωση ραντάρ $r = \frac{\lambda \sqrt{G_t G_r \sigma}}{(4\pi)^{3/2} R^2}$ και το κανάλι ανά κεραία λήψης γράφεται $g_m = r e^{-j2\pi\theta} e^{j2\pi f_a \mu^T}$. Άρα το διάνυσμα ραντάρ είναι $g = [g_1, g_2, \dots, g_M]^T$.

Το κρίσιμο μέρος του κεφαλαίου είναι το μοντέλο του λαμβανόμενου σήματος και η προτεινόμενη σηματοδότηση που καταργεί την παρεμβολή ραντάρ χωρίς να απαιτείται αυστηρή διαφορά ισχύος μεταξύ χρηστών. Η βασική ιδέα είναι η μετάδοση δύο διαδοχικών συμβόλων ραντάρ

με αντίθετη πολικότητα σε δύο περιόδους συμβόλων T . Η λήψη επεξεργάζεται σε χρόνο $2T$ και με κατάλληλο άθροισμα των δύο διαστημάτων η συνιστώσα του ραντάρ ακυρώνεται, ανεξάρτητα από την ισχύ της, αφήνοντας ένα καθαρό ισοδύναμο σήμα επικοινωνίας δύο περιόδων. Για να αποφευχθούν αμφισημίες ανίχνευσης στα ζεύγη συμβόλων NOMA, εφαρμόζεται επιπλέον ελεγχόμενη περιστροφή φάσης στα σύμβολα επικοινωνίας της δεύτερης περιόδου. Η τεχνική αυτή διασφαλίζει μη μηδενικό άθροισμα ανά χρήστη στο $2T$ και βελτιώνει τον διαχωρισμό δέκτη με ελάχιστη υπολογιστική επιβάρυνση.

Με βάση αυτό το ισοδύναμο μοντέλο, εξετάζονται δύο γραμμικοί δέκτες. Ο MRC προβάλλει το σήμα στον χώρο καναλιού κάθε χρήστη για μέγιστο SNR και συνδυάζεται με SIC, όπου πρώτα εκτιμάται και αφαιρείται ο ισχυρότερος χρήστης και έπειτα ο δεύτερος. Αντίθετα, ο ZF υπολογίζει τον ψευδοαντίστροφο και μηδενίζει την αμοιβαία παρεμβολή των χρηστών. Το τίμημα είναι πιθανή ενίσχυση θορύβου σε περίπτωση μέτριου SNR.

Τέλος, παρουσιάζεται η διαδικασία εκτίμησης καναλιού ραντάρ (RCE). Αφού αφαιρεθούν τα εκτιμημένα σήματα επικοινωνίας στην πρώτη περίοδο T , προκύπτει ένα καθαρό σήμα ραντάρ από το οποίο εκτιμάται το g μέσω κανονικοποίησης. Το σφάλμα εξαρτάται από τα υπολειπόμενα σφάλματα κατά την αποκωδικοποίηση της επικοινωνίας και από τον θόρυβο.

Ανακεφαλαιώνοντας, το κεφάλαιο θεμελιώνει το μαθηματικό πλαίσιο μίας Άνω Ζεύξης ISAC-NOMA με τεχνική ακύρωσης ραντάρ στο $2T$, ενισχυμένο με περιστροφή φάσης. Επιπλέον, καθορίζει σαφώς τα μονοπάτια επεξεργασίας για επικοινωνίας με διάφορους δέκτες και ανίχνευση. Η διατύπωση αυτή επιτρέπει, στο επόμενο κεφάλαιο, συστηματική αξιολόγηση ως προς BER καθώς και ακρίβεια ραντάρ, αναδεικνύοντας τα πλεονεκτήματα και τους συμβιβασμούς κάθε δέκτη.

Κεφάλαιο 4ο: Επεξήγηση κώδικα προσομοίωσης

4.1 Περιγραφή προσομοίωσης

Η προσομοίωση η οποία υλοποιείται σύμφωνα με την μοντελοποίηση η οποία αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, αφορά ένα σύστημα ISAC-NOMA σε Άνω Ζεύξη, όπου δύο χρήστες επικοινωνούν ταυτόχρονα με τον σταθμό βάσης, ενώ συνυπάρχει και λειτουργία ραντάρ με έναν στόχο.

Το κανάλι επικοινωνίας μοντελοποιήθηκε με διάδοση Rayleigh, λαμβάνοντας υπόψη την τυχαία απόσταση των χρηστών. Ο πρώτος χρήστης λοιπόν, τοποθετείται τυχαία σε απόσταση από 30 έως και 80 μέτρα, ενώ ο δεύτερος βρίσκεται σε απόσταση 2.5 φορές μεγαλύτερη από τον πρώτο χρήστη, ώστε να εξασφαλίζεται η διαφορά ισχύος κα οποία χαρακτηρίζει το NOMA. Το σύστημα βασίζεται σε OFDM, με 64 υποφέρουσες, όλες ενεργές και κυκλικό πρόθεμα ίσο με 8. Οι πληροφορίες κωδικοποιούνται σε QAM σύμβολα με $M = 4$, με επιπλέον περιστροφή φάσης στην δεύτερη περίοδο για την αποφυγή παρεμβολών ανίχνευσης. Η ισχύς μετάδοσης ποικίλει από -10 έως και 30 dBm ώστε να μελετηθεί η επίδραση διαφορετικών επιπέδων ισχύος στην απόδοση. Από την άλλη, το κανάλι ραντάρ προσομοιώνεται με βάση την εξίσωση ραντάρ, ενσωματώνοντας την απόσταση στόχου η οποία είναι από 10 έως και 50 μέτρα, το κέρδος κεραιών καθώς και το Doppler Shift. Στο πλαίσιο αυτό εκπέμπεται σήμα QPSK, το οποίο στην δεύτερη περίοδο επαναλαμβάνεται με αντίθετη πολικότητα για να ακυρώνεται στον δέκτη.

Για την εκτίμηση απόδοσης εφαρμόζονται τεχνικές ανίχνευσης με δέκτες Maximum Ratio Combining (MRC) καθώς και Zero Forcing (ZF). Ο δέκτης MRC συνδυάζει γραμμικά τα σήματα από τις πολλαπλές κεραίες λήψης με βάρη που είναι ανάλογα της συζυγούς απόκρισης του καναλιού, με στόχο την μεγιστοποίηση του λόγου σήματος προς θόρυβο (SNR) για κάθε χρήστη. Αντιθέτως, ο δέκτης ZF απομονώνει τα σήματα των χρηστών μέσω ψευδοαντιστροφής του πίνακα καναλιού, επιτυγχάνοντας την ακύρωση παρεμβολής μεταξύ τους. Οι επιδόσεις αξιολογούνται με βάση τον Ρυθμό Σφαλμάτων Bit (BER) ανά χρήστη, καθώς και το Σφάλμα Εκτίμησης του Καναλιού Ραντάρ (RCE). Η διαδικασία προσομοίωσης επαναλαμβάνεται έως ότου καταγραφεί προκαθορισμένος αριθμός σφαλμάτων, εξασφαλίζοντας στατιστικά αξιόπιστη εκτίμηση των μετρικών απόδοσης.

4.2 Παράμετροι μοντέλου προσομοίωσης

Στο προσομοιωμένο σύστημα οι παράμετροι έχουν οργανωθεί σε τρεις κύριες κατηγορίες, οι οποίες είναι επικοινωνιακές, ραντάρ καθώς και γενικές καναλιού. Στην επικοινωνιακή κατηγορία, το πλαίσιο OFDM αποτελείται από 64 συνολικά υποφέροντα, εκ των οποίων όλα χρησιμοποιούνται για την μετάδοση δεδομένων, ενώ το κυκλικό πρόθεμα είναι ίσο με 8 δείγματα, προκειμένου να περιοριστεί η παρεμβολή μεταξύ συμβόλων και φαινομένων πολλαπλών διαδρομών. Για την διαμόρφωση επιλέγεται 4QAM και για τους δύο χρήστες, με 2 bits ανά σύμβολο, καθώς προσφέρει ικανοποιητική ισορροπία μεταξύ φασματικής αποδοτικότητας καθώς και ανθεκτικότητας σε θόρυβο. Η συνολική ισχύς εκπομπής εξετάζεται από -10 έως και 30 dBm, κατανομημένη ισομερώς στους δύο χρήστες, ώστε να αξιολογηθεί η επίδραση της ισχύος BER υπό διαφορετικά επίπεδα SNR.

Στην κατηγορία Ραντάρ, οι παράμετροι περιλαμβάνουν ισχύ εκπομπής από 0 έως και 30 dBm, κέρδος κεραιάς εκπομπής αλλά και λήψης ίσο με 2 dB, διατομή ραντάρ (RCS) ίση με 0 dBm² και ταχύτητα στόχου ίση με 10 m/s. Οι τιμές αυτές επηρεάζουν το πλάτος του λαμβανόμενου ανακλώμενου σήματος και την μετατόπιση Doppler, η οποία υπολογίζεται ως $f_d = \frac{2vf}{c}$. Για το σήμα

ραντάρ επιλέγεται διαμόρφωση QPSK, εξασφαλίζοντας ομοιογένεια στο σχήμα διαμόρφωσης μεταξύ επικοινωνίας και ανίχνευσης.

Στην Κατηγορία καναλιού, συμπεριλαμβάνονται παράμετροι όπως η εξασθένιση διάδοσης ίσο με 3.5, ενώ για κάθε κεραία εφαρμόζεται Rayleigh Fading, ώστε να αποτυπωθούν οι στοχαστικές επιδράσεις πολλαπλών διαδρομών. Η επιλογή αυτή εξασφαλίζεται ότι η προσομοίωση αντανακλά ρεαλιστικές συνθήκες διάδοσης, επηρεάζοντας άμεσα την απόδοση τόσο της επικοινωνίας όσο και της ανίχνευσης. Ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει τις βασικές παραμέτρους, οι οποίες χρησιμοποιούνται στην προσομοίωση.

Πίνακας 4.1: Αριθμητικά Δεδομένα Προσομοίωσης

A/A	Παράμετρος	Τιμή	Περιγραφή Παραμέτρου
1	A	5	Πλήθος Κεραίων Σταθμού Βάσης
2	N	64	Συνολικός Αριθμός Υποφερόντων
3	c	3×10^8 m/s	Σταθερά Διάδοσης Ταχύτητας Φωτός
4	d_0	0.01 m	Απόσταση Αναφοράς
5	a	3.5	Εκθέτης Απώλειας Διάδοσης
6	f	5.8 GHz	Συχνότητας Φορέα
7	B	10 MHz	Εύρος Ζώνης
8	θ	$\pi/6$	Γωνία Αλλαγής Φάσης
9	M	4	Διαμόρφωση QAM
10	P_{com}	-10 – 30 dBm	Συνολική Ισχύς Επικοινωνίας
11	CP	8	Κυκλικό Πρόθεμα
12	P_{rad}	0 – 30 dBm	Συνολική Ισχύς Ραντάρ
13	G_t	2 dB	Κέρδος Κεραίας Εκπομπής Ραντάρ
14	G_r	2 dB	Κέρδος Κεραίας Λήψης Ραντάρ
15	v	10 m/s	Ταχύτητα Στόχου
16	σ	0 dBm ²	Διατομή Ραντάρ
17	pN0	-174 dBm/Hz	Φασματική Πυκνότητα Θορύβου

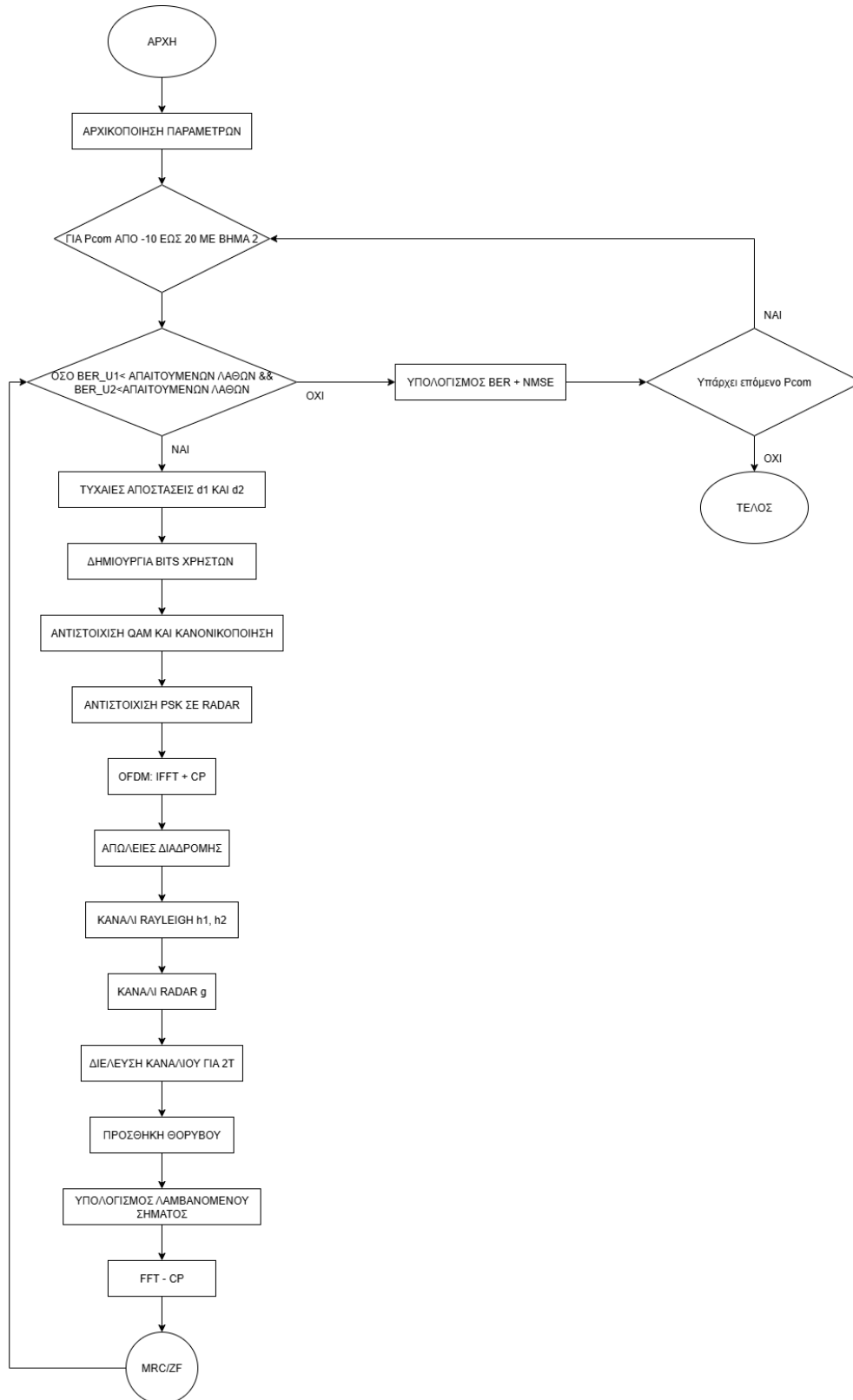
Η παραπάνω διαμόρφωση παραμέτρων παρέχει ένα συνεκτικό και ρεαλιστικό πλαίσιο για την ανάλυση ISAC-NOMA σεναρίων, επιτρέποντας την αξιόπιστη εκτίμηση μετρικών απόδοσης, όπως το BER καθώς και το RCE, υπό διαφορετικές συνθήκες καναλιού, ισχύος αλλά και θορύβου.

4.3 Διάγραμμα ροής κώδικα

Σε αυτήν την ενότητα παρουσιάζεται το συνολικό διάγραμμα ροής της προσομοίωσης του συστήματος ISAC-NOMA. Τα διαγράμματα καλύπτουν τα βασικά βήματα από την παραγωγή των bits και την διαμόρφωση QAM, μέχρι την τελική αξιολόγηση απόδοσης με χρήση των δεκτών MRC και ZF. Η διαδικασία προσομοίωσης δομείται σε τέσσερα κύρια υποσυστήματα, το καθένα εκ των οποίων επιτελεί διακριτές λειτουργίες εντός την συνολικής αρχιτεκτονικής.

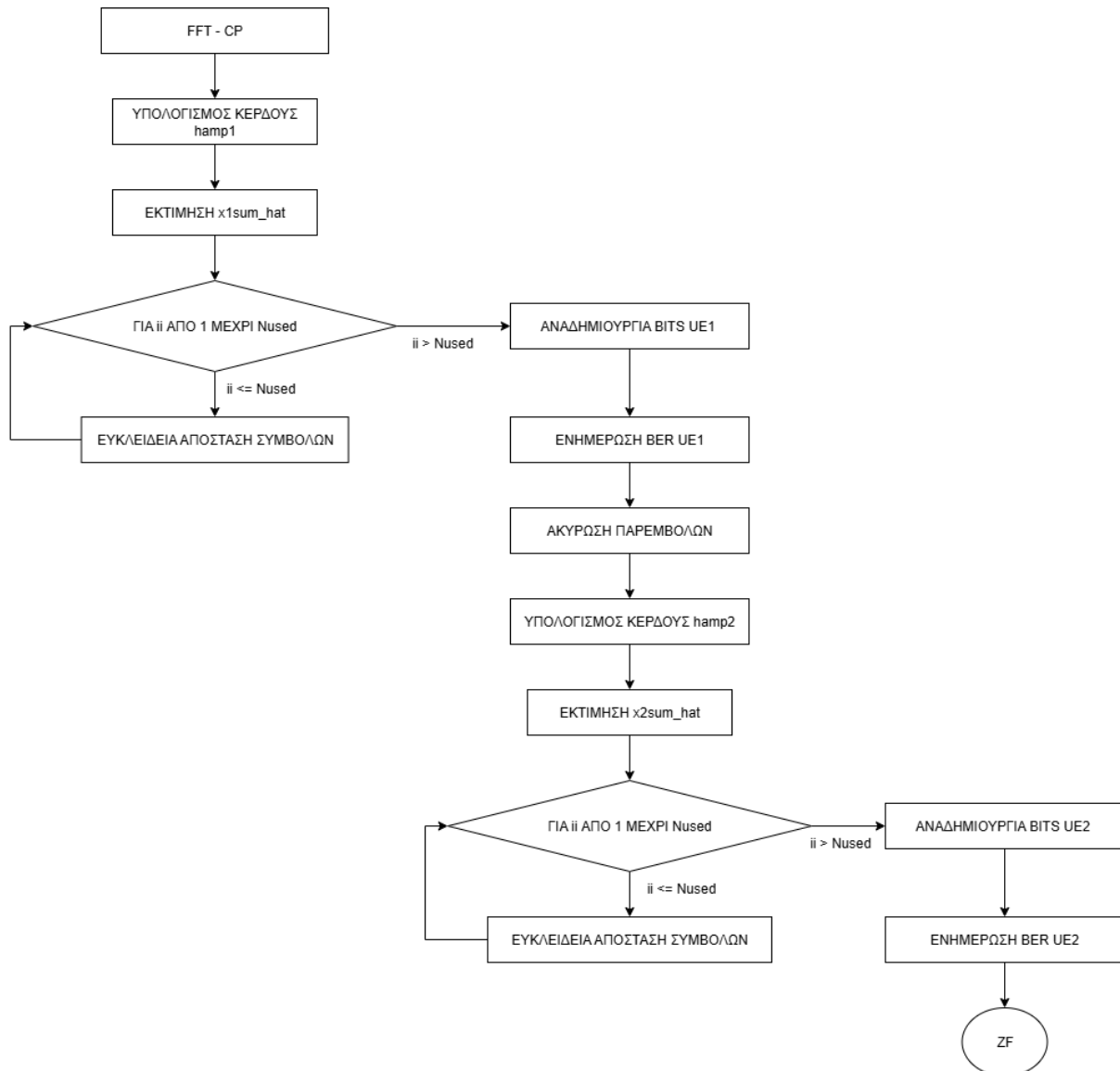
Αρχικά, η διαδικασία ξεκινά με το στάδιο της προεπεξεργασίας και εκπομπής. Σε αυτό το στάδιο δημιουργούνται τα δυαδικά δεδομένα προς μετάδοση, πραγματοποιείται η διαμόρφωση QAM και έπειτα εφαρμόζεται η τεχνική πολυπλεξίας OFDM. Η διαδικασία περιλαμβάνει επίσης τη μοντελοποίηση του καναλιού Rayleigh για κάθε χρήστη, λαμβάνοντας υπόψη διαφορετικές αποστάσεις και εξασθένιση. Στο τέλος του σταδίου, τα ληφθέντα σήματα μετασχηματίζονται με χρήση FFT και

αποθηκεύονται στον πίνακα εισόδου για τα επόμενα στάδια επεξεργασίας. Στο Σχήμα 6 παρουσιάζεται το διάγραμμα ροής του κεντρικού κώδικα προσομοίωσης.



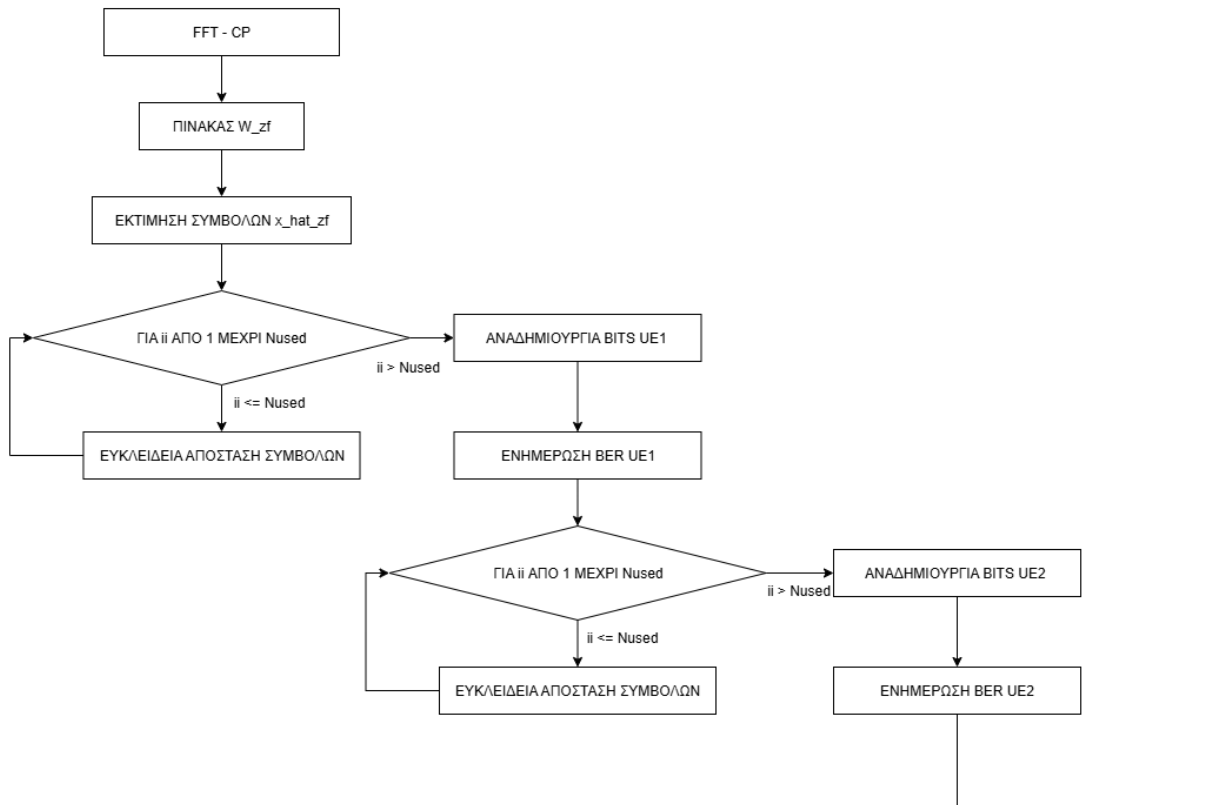
Σχήμα 6: Διάγραμμα κεντρικού κώδικα προσομοίωσης ISAC-NOMA.

Στο επόμενο διάγραμμα ακολουθεί η διαδικασία εκτίμησης συμβόλων με χρήστη του δέκτη MRC σε συνδυασμό με τεχνικές ακύρωσης παρεμβολών (SIC). Αρχικά, πραγματοποιείται εκτίμηση των σημάτων για τον πρώτο χρήστη και υπολογισμός των σφαλμάτων του. Το αντίστοιχο σήμα αφαιρείται από το συνολικό σήμα και ακολουθεί εκτίμηση για τον δεύτερο χρήστη, με παράλληλη ενημέρωση των counters σφαλμάτων για στατιστική ακρίβεια. Η τεχνική MRC αξιοποιεί τη γνώση του καναλιού για να ενισχύσει το λαμβανόμενο σήμα κάθε χρήστη, ενώ η ακύρωση παρεμβολών επιτρέπει τη διαδοχική εκτίμηση σε περιβάλλον NOMA. Στο Σχήμα 7 παρουσιάζεται το ανάλογο διάγραμμα.



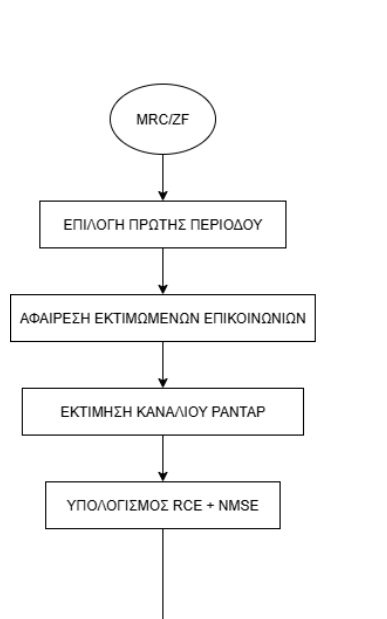
Σχήμα 7: Διάγραμμα ροής επεξεργασίας δέκτη MRC με SIC στο πλαίσιο ISAC-NOMA.

Στην συνέχεια εξετάζεται ένας εναλλακτικός τρόπος εκτίμησης, με χρήση του δέκτη ZF. Σε αυτήν την προσέγγιση, ο πίνακας καναλιού αντιστρέφεται με χρήση της ψευδοαντιστροφής, ώστε να ελαχιστοποιηθεί η παρεμβολή μεταξύ των χρηστών. Ο πίνακας ZF εφαρμόζεται στα ληφθέντα σήματα και υπολογίζονται τα εκτιμώμενα σύμβολα. Ακολουθεί η ίδια διαδικασία υπολογισμού σφαλμάτων και ενημέρωσης μετρητών, ώστε να εξαχθούν τα τελικά αποτελέσματα απόδοσης. Το διάγραμμα ροής παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.



Σχήμα 8: Διάγραμμα ροής επεξεργασίας δέκτη ZF στο πλαίσιο ISAC-NOMA.

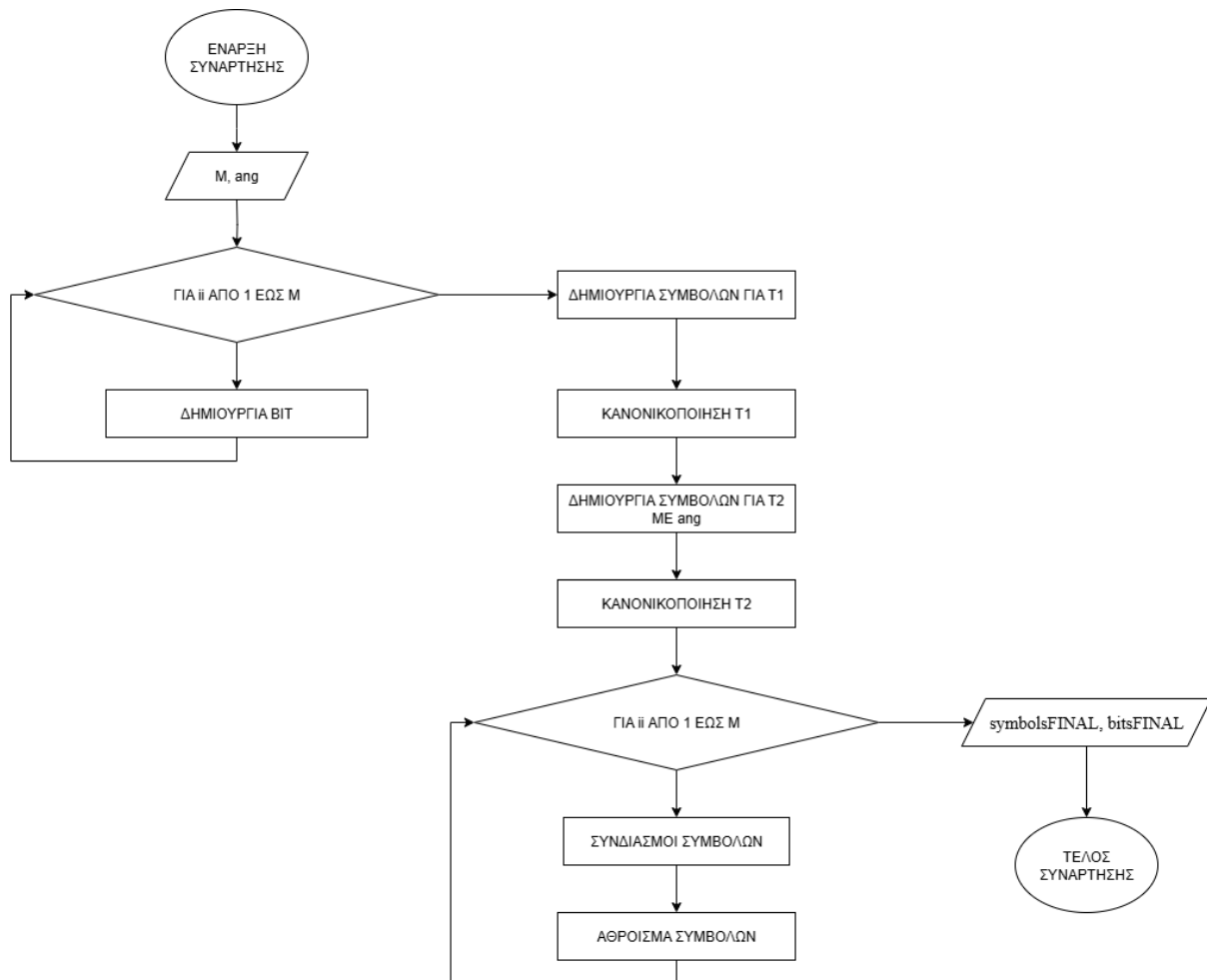
Επιπλέον, στον κλάδο ZF ενσωματώνεται η επεξεργασία ραντάρ όπου επιλέγεται η πρώτη περίοδος λήψης, γίνεται αφαίρεση CP καθώς και FFT και στην συνέχεια τα επικοινωνιακά σήματα ανακατασκευάζονται από τα ανιχνεύσιμα bits ZF και αφαιρούνται ώστε να προκύψει το σήμα του ραντάρ. Με χρήση της γνωστής αναφοράς ραντάρ υπολογίζεται η εκτίμηση του κέρδους καναλιού ραντάρ ανά κεραία και εξάγονται μετρικές RCE καθώς και NMSE όπου συγκεντρώνονται ανά τιμή ισχύος ραντάρ. Το ανάλογο διάγραμμα ροής παρουσιάζεται στο Σχήμα 9.



Σχήμα 9: Διάγραμμα ροής εκτίμησης ραντάρ καναλιού στο πλαίσιο ISAC-NOMA.

Τέλος, η ροή υποστηρίζεται από ένα πρόσθετο υποσύστημα αστερισμού, υλοποιημένο μέσω της συνάρτησης `symbolset2`, το οποίο καλείται από το κεντρικό σύστημα και δημιουργεί για την δεδομένη τάξη QAM, έναν αστερισμό όλων των αθροισμάτων της πρώτης καθώς και της δεύτερης περιόδους μετά την περιστροφή. Αυτός ο αστερισμός χρησιμοποιείται ενιαία τόσο από τον MCR όσο και από τον ZF για ελάχιστη ευκλείδεια απόσταση καθώς και για πιστή αναδημιουργία των επικοινωνιακών συνιστωσών όπου απαιτείται. Το διάγραμμα ροής φαίνεται στο Σχήμα 10.

Με αυτόν τον τρόπο, κάθε υποσύστημα συνοδεύεται από το αντίστοιχο διάγραμμα ροής που αποτυπώνει τα βήματα και τη ροή δεδομένων, διευκολύνοντας την κατανόηση και την τεκμηρίωση της συνολικής υλοποίησης.



Σχήμα 10: Διάγραμμα ροής συνάρτησης `symbolset2` για δημιουργία αστερισμών στο πλαίσιο ISAC-NOMA.

4.4 Ανάλυση κώδικα προσομοίωσης

Στην παρούσα ενότητα πραγματοποιείται αναλυτική παρουσίαση του κώδικα MATLAB ο οποίος χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση του συστήματος ISAC-NOMA σε άνω ζεύξη διαμόρφωση. Ο κώδικας αναλύεται βήμα προς βήμα, διαχωρισμένος σε θεματικές ενότητες που αντιστοιχούν σε επιμέρους λειτουργικά υποσυστήματα. Κάθε block του κώδικα συνοδεύεται από επεξήγηση της λειτουργικότητας του, των μεταβλητών που χρησιμοποιούνται, καθώς και του φυσικού νοήματος πίσω από τις εντολές. Η ανάλυση αυτή στοχεύει στην πλήρη κατανόηση του τρόπου με τον οποίο μεταφράζονται οι θεωρητικές αρχές σε υπολογιστικό μοντέλο προσομοίωσης.

```
%% System parameters %%
```

```

A = 5; % number of antennas
N = 64;% Number of subcarriers
Nused = 64; % Active subcarriers
Nempty = N-Nused; % Subcarriers not used
ang = pi/6;
M1 = 4;
M2 = 4;
k1 = log2(M1);
k2 = log2(M2);
[bitsfinal,symbolsfinal] = symbolset2(M1,ang); % k_QAM included
k_QAM1 = 1/(sqrt(2*(M1-1)/3));
k_QAM2 = 1/(sqrt(2*(M2-1)/3));
d0 = 0.01;
a = 3.5;
f = 5800; % 5.8GHz in MHz
B = 10e6; % in Hz
PcomdBm = -10:2:16;
Pcom = 10.^(.1*PcomdBm); % total power
P1 = Pcom/2; P1dBm = 10*log10(P1);
P2 = Pcom/2; P2dBm = 10*log10(P2);
CP = 8; %cyclic prefix length

```

Ο παραπάνω κώδικας θέτει τις βασικές ρυθμίσεις του συστήματος πριν από την προσομοίωση. Αρχικά ορίζεται ότι ο δέκτης έχει 5 κεραιές και ότι το OFDM πλαίσιο διαθέτει 64 subcarriers, με όλους ενεργούς. Η μεταβλητή $ang = \pi/6$ είναι η γωνία περιστροφής όπου θα χρησιμοποιηθεί αργότερα για την συνέχεια της μετάδοσης, ώστε να σχηματίζεται ο επιθυμητός αστερισμός συμβόλων. Οι διαμορφώσεις των δύο χρηστών τίθεται σε M1 και M2 με 4, δηλαδή 4QAM διαμόρφωση ανά χρήστη και συνεπώς κάθε σύμβολο μεταφέρει 2 bits. Η κλήση `[bitsfinal, symbolsfinal] = symbolset2(M1, ang)` δημιουργεί μία έτοιμη βιβλιοθήκη με όλα τα δυνατά αθροίσματα συμβόλων των δύο περιόδων όπου στην δεύτερη έχει γίνει περιστροφή ίση με ang , η οποία θα χρησιμοποιηθεί αργότερα τόσο στην ανίχνευση όσο και στην ανακατασκευή των σημάτων. Οι τελεστές `k_QAM1` και `k_QAM2` είναι παράγοντες κανονικοποίησης ώστε η ενέργεια των συμβόλων να είναι συνεπής ανεξάρτητα από την διαμόρφωση.

Στην συνέχεια ορίζονται παράμετροι διάδοσης, d_0 ως απόσταση αναφορά, a ως εκθέτης εξασθένησης καθώς και $f = 5800 \text{ MHz}$ ως φέρουσα συχνότητα, δηλαδή 5.8 GHz. Το εύρος ζώνης του συστήματος τίθεται σε $B = 10 \text{ MHz}$ και θα χρησιμοποιηθεί μεταξύ άλλων για τον υπολογισμό του θορύβου. Για να μελετηθεί η επίδοση ως προς την ισχύ εκπομπής ορίζεται μία σάρωση τιμών σε dBm από -10 έως 20 με βήμα 2 (PcomdBm). Αυτές μετατρέπονται σε γραμμικές τιμές και μοιράζονται ισόποσα στους δύο χρήστες (P1, P2), ενώ υπολογίζονται και οι αντίστοιχες εκφράσεις σε dBm (P1dBm, P2dBm) για λόγους καταγραφής. Τέλος, το $CP = 8$ ορίζει το μήκος του κυκλικού προθέματος στο OFDM, όπου προστίθεται στα χρονικά σύμβολα για να προστατεύει από την παρεμβολή μεταξύ των διαδοχικών συμβόλων και να επιτρέπει την σωστή επεξεργασία στο πεδίο της συχνότητας.

```

%% Radar parameters
PraddBm = 0:1:30; %dBm
Prad = 10.^(.1*PraddBm);
GtdB = 2 ; % in dB
Gt = 10^(GtdB/10);
GrdB = 2 ; % in dB
Gr = 10^(GrdB/10);
v = 10 ; % velocity m/s
RCS_dB = 0; % dBm^2 radar cross section
RCS = 10^(RCS_dB/10); % m^2
fd = (2*v*f)/c ; % Doppler Shift
Mrad = 4; % QPSK signals (M=4) are used for the radar signal
RCE_sum = zeros(1,length(PraddBm));
NMSE = zeros(1,length(PraddBm));

```

```
count = zeros(1,length(PraddBm));
NMSE_stats = zeros(1,length(PraddBm));
```

Το απόσπασμα αυτό ορίζει όλες τις παραμέτρους που αφορούν το υποσύστημα ραντάρ και προετοιμάζει τους μετρητές που θα γεμίσουν κατά την προσομοίωση. Πρώτα ορίζεται μία σάρωση ισχύος εκπομπής ραντάρ σε dBm από 0 έως 30 με βήμα 1. Η σάρωση μετατρέπεται και σε γραμμική κλίμακα για χρήση στους υπολογισμούς. Στην συνέχεια δηλώνονται τα κέρδη κεραίας εκπομπής και λήψης σε dB, από 2 dB στο καθένα, και υπολογίζονται οι αντίστοιχες γραμμικές τιμές. Ορίζεται επίσης η ταχύτητα του στόχου, η οποία είναι 10 m/s, καθώς και η ενεργός διατομή ραντάρ (RCS) όπου στην συνέχεια μετατρέπεται σε τετραγωνικά μέτρα. Με βάση την ταχύτητα και την φέρουσα συχνότητα υπολογίζεται η τιμή Doppler όπου θα επιφέρει φασική μεταβολή στο ανακλώμενο σήμα. Για το ίδιο κύμα ραντάρ επιλέγεται διαμόρφωση QPSK, η οποία θα χρησιμοποιηθεί για την δημιουργία των συμβόλων ανά υποφορέα. Τέλος, αρχικοποιούνται σε μηδέν οι πίνακες συσσώρευσης μετρικών ανά τιμή ισχύος ραντάρ, το RCE_sum για την μέση απόκλιση εκτίμησης, το NMSE για το κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα, το count για τα πόσες επαναλήψεις έχουν συνυπολογιστεί και το NMSE_stats για την τελική στατιστική τιμή όπου θα εξαχθεί μετά το τέλος του βρόγχου.

```
bit_errors_1 = zeros(1,length(PcomdBm)); % counts bit errors after detection for
each Eb/No value
bit_errors_2 = zeros(1,length(PcomdBm)); % counts bit errors after detection for
each Eb/No value
Num_of_bits_11 = zeros(1,length(PcomdBm)); % Number of bits that the simulation has
ran for for each Eb/No value first period
Num_of_bits_12 = zeros(1,length(PcomdBm)); % Number of bits that the simulation has
ran for for each Eb/No value second period
Num_of_bits_21 = zeros(1,length(PcomdBm)); % Number of bits that the simulation has
ran for for each Eb/No value first period
Num_of_bits_22 = zeros(1,length(PcomdBm)); % Number of bits that the simulation has
ran for for each Eb/No value second period
Num_of_bits_1 = zeros(1,length(PcomdBm));
Num_of_bits_2 = zeros(1,length(PcomdBm));
simBER_1 = zeros(1,length(PcomdBm)); % Bit error rate for each Eb/No value
simBER_2 = zeros(1,length(PcomdBm)); % Bit error rate for each Eb/No value
bit_errors_1_zf = zeros(1,length(PcomdBm));
bit_errors_2_zf = zeros(1,length(PcomdBm));
BER = zeros(1,length(PcomdBm));
```

Ο παραπάνω κώδικας αρχικοποιεί σε μηδενικά όλα τα διανύσματα μετρήσεων που θα συμπληρώνονται κατά την προσομοίωση, ένα στοιχείο για κάθε τιμή ισχύος στη σάρωση PcomdBm. Τα bit_errors_1 και bit_errors_2 κρατούν το συνολικό πλήθος λαθών bit μετά την ανίχνευση για τον πρώτο και τον δεύτερο χρήστη αντίστοιχα. Τα Num_of_bits_11 και Num_of_bits_12 μετρούν πόσα bits έχουν προσομοιωθεί για τον πρώτο χρήστη στην πρώτη και δεύτερη περίοδο, ενώ το Num_of_bits_1 είναι το άθροισμα τους. Αντίστοιχα και τα Num_of_bits_21, Num_of_bits_22 καθώς και Num_of_bits_2 αφορούν τον δεύτερο χρήστη. Με βάση αυτά, στο τέλος κάθε τιμής ισχύος υπολογίζονται σε simBER_1 και simBER_2, δηλαδή ο εκτιμώμενος ρυθμός λαθών bit ανά χρήστη στο MRC. Παράλληλα, τα bit_errors_1_zf και bit_errors_2_zf αποθηκεύουν τα λάθη όταν χρησιμοποιείται ο δέκτης ZF. Τέλος, το BER προορίζεται για τον συνολικό δείκτη σφάλματος του συστήματος, συνδυάζοντας τα λάθη και τα bits και των δύο χρηστών. Με αυτόν τον τρόπο, όλοι οι βασικοί μετρητές είναι έτοιμοι από την αρχή και ενημερώνονται σταδιακά μέσα στον βρόγχο της προσομοίωσης.

```
for jj=1:length(PcomdBm)
    required_errors = 40000; % Number of bit errors required to provide an
while (bit_errors_2_zf(jj) < required_errors)
    % d1m = 30;
    d1m = randi([30 80]);% UE1 random distance in m
    d1 = d1m/1000; % UE1 in km
    d2 = 2.5 * d1; % UE2 2.5 times further than UE1 in km
```

```
d2m = d2*1000;
```

Ο κώδικας αυτός υλοποιεί τον βασικό μηχανισμό επανάληψης ισχύος και της προσομοίωσης μέχρι να συγκεντρωθούν τα απαραίτητα λάθη. Πιο συγκεκριμένα, ο εξωτερικός βρόγχος `for = jj:length(PcomdBm)` περνά διαδοχικά από κάθε τιμή συνολικής ισχύος εκπομπής που έχει οριστεί παραπάνω. Για κάθε τέτοια τιμή, αρχικοποιείται το κατώφλι ποιότητας, το `required_errors`, δηλαδή ο ελάχιστος αριθμός λαθών bit που πρέπει να συλλεχθούν ώστε ο υπολογισμός του BER να είναι στατιστικά αξιόπιστος. Στην συνέχεια, ο εσωτερικός βρόγχος `while` επαναλαμβάνει την δημιουργία τυχαίων σκηνικών καναλιού και μετάδοσης μέχρι τα λάθη του δεύτερου χρήστη με δέκτη είτε MRC, είτε ZF, για την συγκεκριμένη τιμή ισχύος να φτάσουν το ζητούμενο πλήθος. Με αυτόν τον τρόπο, δεν γίνεται διακοπή μετά από προκαθορισμένο αριθμό πλαισίων αλλά όταν έχουν συγκεντρωθεί αρκετά λάθη ώστε η εκτίμηση να είναι αξιόπιστη.

Μέσα στο `while` παράγονται τυχαίες αποστάσεις χρηστών. Η απόσταση του πρώτου χρήστη `d1m` επιλέγει ομοιόμορφα μία απόσταση σε μέτρα μέσα σε ένα ρεαλιστικό εύρος και κατόπιν μετατρέπεται σε χιλιόμετρα `d1` για συνέπεια με τα μοντέλα διάδοσης. Ο δεύτερος χρήστης τοποθετείται σκόπιμα πιο μακριά, σε απόσταση ίση με το δύομισι φορές την απόσταση του πρώτου. ($d2 = 2.5 d1$), ώστε να δημιουργείται ένα σενάριο το οποίο ενδιαφέρει το NOMA. Τέλος, το `d2m` είναι η επιστροφή απόστασης του δεύτερου χρήστη σε μέτρα, αν χρειάζεται κάπου αλλού παρακάτω. Συνολικά, αυτό το τμήμα ελέγχει τον ρυθμό επανάληψης της προσομοίωσης και την στοχαστική δειγματοληψία των αποστάσεων, μέχρι να επιτευχθεί αξιόπιστη στατιστική ακρίβεια για το BER και των δύο χρηστών.

```
%% Information bits generation%%
% UE 1 First Period
Num_of_bits_11(jj) = Num_of_bits_11(jj)+Nused*k1; % Number of info bits
info_bits_11 = randi([0 1],Nused*k1,1); % Info bit for L antennas

% UE 1 Second Period
Num_of_bits_12(jj) = Num_of_bits_12(jj)+Nused*k1; % Number of info bits
info_bits_12 = randi([0 1],Nused*k1,1); % Info bit for L antennas

Num_of_bits_1(jj) = Num_of_bits_11(jj) + Num_of_bits_12(jj);

% UE 2 First Period
Num_of_bits_21(jj) = Num_of_bits_21(jj)+Nused*k2; % Number of info bits
info_bits_21 = randi([0 1],Nused*k2,1); % Info bit for L antennas

% UE 2 Second Period
Num_of_bits_22(jj) = Num_of_bits_22(jj)+Nused*k2; % Number of info bits
info_bits_22 = randi([0 1],Nused*k2,1); % Info bit for L antennas

Num_of_bits_2(jj) = Num_of_bits_21(jj) + Num_of_bits_22(jj);
```

Το κομμάτι αυτό δημιουργεί τυχαία διαδοχικά δεδομένα που θα μεταδοθούν από κάθε χρήστη και, ταυτόχρονα, ενημερώνει τους μετρητές με το πόσα bits έχουν ήδη περάσει από την προσομοίωση. Συγκεκριμένα, για τον πρώτο χρήστη παράγονται δύο ανεξάρτητα σύνολα bits, ένα για την πρώτη περίοδο και ένα για την δεύτερη. Κάθε σύνολο έχει μήκος ίσο με τον αριθμό των ενεργών υποφέρων επί τα bits ανά σύμβολο και κάθε φορά που δημιουργείται προστίθεται στον αντίστοιχο μετρητή. Έπειτα, ο συνολικός μετρητής του πρώτου χρήστη ενημερώνεται ως άθροισμα των δύο περιόδων. Το ίδιο ακριβώς γίνεται και για τον δεύτερο χρήστη, δηλαδή δημιουργούνται δύο ανεξάρτητα σύνολα bits, ενημερώνονται οι επιμέρους μετρητές για πρώτη και δεύτερη περίοδο και στο τέλος ενημερώνεται ο συνολικός μετρητής του δεύτερου χρήστη. Με αυτόν τον τρόπο, σε κάθε επανάληψη του βρόγχου έχεις έτοιμα τα τυχαία δεδομένα προς διαμόρφωση για τις δύο περιόδους κάθε χρήστη, ενώ κρατάς με ακρίβεια πόσα bits έχουν χρησιμοποιηθεί συνολικά, κάτι το οποίο είναι απαραίτητο για τον υπολογισμό του BER στο τέλος.

```
%% Mapping to QAM symbols %%
```

```

% UE 1 for First Period
info_symbols_11 = qammod(info_bits_11,M1,'InputType','bit');
info_symbols_norm_11 = k_QAM1*info_symbols_11.';
% UE 1 for Second Period
info_symbols_12 = qammod(info_bits_12,M1,'InputType','bit');
info_symbols_norm_temp = k_QAM1*info_symbols_12.';
info_symbols_norm_12 = exp(1i*ang)*info_symbols_norm_temp;

% UE 2 for First Period
info_symbols_21 = qammod(info_bits_21,M2,'InputType','bit');
info_symbols_norm_21 = k_QAM2*info_symbols_21.';
% UE 2 for Second Period
info_symbols_22 = qammod(info_bits_22,M2,'InputType','bit');
info_symbols_norm_temp = k_QAM2*info_symbols_22.';
info_symbols_norm_22 = exp(1i*ang)*info_symbols_norm_temp;

```

Το απόσπασμα αυτό χαρτογραφεί τα bits κάθε χρήστη σε σύμβολα QAM, τα κανονικοποιεί σε ενέργεια και για την δεύτερη περίοδο εφαρμόζει μία σταθερή περιστροφή φάσης ώστε να σχηματιστεί ο αστερισμός που χρησιμοποιείς στην ανίχνευση. Πιο αναλυτικά, για τον πρώτο χρήστη, τα τυχαία bits της πρώτης περιόδου μετατρέπονται σε σύμβολα μέσω της qammod με μέγεθος αστερισμού M1 και δηλωμένο ότι η είσοδος είναι bits. Τα σύμβολα αυτά κανονικοποιούνται πολλαπλασιάζοντας με τον τελεστή k_QAM1, έτσι η μέση ενέργεια συμβόλου είναι σταθερή. Έπειτα, μετατρέπονται σε γραμμή για ευκολία χρήσης παρακάτω. Για την δεύτερη περίοδο του πρώτου χρήστη, γίνεται το ίδιο mapping από bits σε QAM και κανονικοποίηση, αλλά κατόπιν εφαρμόζεται επιπλέον ένας σταθερός περιστροφικός παράγοντας $\exp(1i \cdot \text{ang})$ σε όλα τα σύμβολα της περιόδου. Αυτή η περιστροφή μετακινεί τον αστερισμό της δεύτερης περιόδου έτσι ώστε το άθροισμα της πρώτης και δεύτερης περιόδου να έχει χωροθέτηση που διευκολύνει την μεταγενέστερη ανίχνευση.

Ακριβώς η ίδια διαδικασία επαναλαμβάνεται για τον δεύτερο χρήστη, αυτή την φορά με το μέγεθος αστερισμού M2 και τον αντίστοιχο συντελεστή κανονικοποίησης k_QAM2. Πρώτα δημιουργούνται τα σύμβολα της πρώτης περιόδου και κανονικοποιούνται, έπειτα για την δεύτερη περίοδο γίνεται η ίδια ροή και στο τέλος εφαρμόζεται η ίδια περιστροφή φάσης ang. Το αποτέλεσμα είναι τέσσερα σύνολα συμβόλων, δύο για τον πρώτο και δύο για τον δεύτερο χρήστη, με τις δεύτερες περιόδους να είναι ήδη περιστραμμένες. Αυτά τα σύνολα τροφοδοτούν αμέσως το OFDM στάδιο το οποίο αναλύεται παρακάτω.

```

%% OFDM symbol generation with IFFT %%
% UE 1 for First Period
ofdm_symbol_11 = sqrt(N)*ifft(info_symbols_norm_11); % Normalization of energy to one
tx_ofdm_cp_11=[ofdm_symbol_11(N-CP+1:N),ofdm_symbol_11]; % CP addition
tx_UE_11 = sqrt(P1(jj))*tx_ofdm_cp_11;
% UE 1 for Second Period
ofdm_symbol_12 = sqrt(N)*ifft(info_symbols_norm_12); % Normalization of energy to one
tx_ofdm_cp_12=[ofdm_symbol_12(N-CP+1:N),ofdm_symbol_12]; % CP addition
tx_UE_12 = sqrt(P1(jj))*tx_ofdm_cp_12;

% UE 2 for First Period
ofdm_symbol_21 = sqrt(N)*ifft(info_symbols_norm_21); % Normalization of energy to one
tx_ofdm_cp_21=[ofdm_symbol_21(N-CP+1:N),ofdm_symbol_21]; % CP addition
tx_UE_21 = sqrt(P2(jj))*tx_ofdm_cp_21;
% UE 2 for Second Period
ofdm_symbol_22 = sqrt(N)*ifft(info_symbols_norm_22); % Normalization of energy to one
tx_ofdm_cp_22=[ofdm_symbol_22(N-CP+1:N),ofdm_symbol_22]; % CP addition
tx_UE_22 = sqrt(P2(jj))*tx_ofdm_cp_22;

```

Το παραπάνω κομμάτι φτιάχνει τα OFDM σήματα στον χρόνο για κάθε χρήστη και για τις δύο περιόδους, προσθέτει κυκλικό πρόθεμα και τα κλιμακώνει σε ισχύ πριν σταλούν στο κανάλι. Η διαδικασία ξεκινάει από τα κανονικοποιημένα σύμβολα στην συχνότητα και εφαρμόζει IFFT ώστε να πάρει το αντίστοιχο σήμα OFDM. Ο πολλαπλασιασμός με \sqrt{N} εξισορροπεί την ισχύ ώστε το πέρασμα από και προς FFT να μην αλλάζει τη μέση ισχύ σήματος. Στη συνέχεια προστίθεται CP, δηλαδή προσθέτουμε στο μπροστινό μέρος τα τελευταία CP δείγματα του συμβόλου. Αυτό προστατεύει από διπλανές παρεμβολές και κάνει τη συνέλιξη με το κανάλι να φαίνεται κυκλική, ώστε η αποδιαμόρφωση με FFT στον δέκτη να δουλεύει σωστά. Τέλος, κάθε OFDM πλαίσιο κλιμακώνεται σε ισχύ. Για τον πρώτο χρήστη με $\sqrt{P1(jj)}$ και $\sqrt{P2(jj)}$ για τον δεύτερο. Η ρίζα χρησιμοποιείται επειδή η ισχύς σχετίζεται με το τετράγωνο του πλάτους, άρα αλλάζοντας το πλάτος με τη ρίζα πετυχαίνουμε την επιθυμητή μέση ισχύ εκπομπής. Το jj είναι ο δείκτης της τρέχουσας τιμής της ισχύος, οπότε σε κάθε σενάριο εκπομπής εφαρμόζεται η σωστή κλιμάκωση.

Όλες αυτές οι ενέργειες γίνονται ξεχωριστά για τις δύο περιόδους και για τους δύο χρήστες, παράγονται δηλαδή tx_UE_11 και tx_UE_12 για τον πρώτο χρήστη και tx_UE_21 και tx_UE_22 για τον δεύτερο, έτοιμα να περάσουν από το κανάλι.

```
%% Radar signal %%
datarad = randi([0 Mrad-1],1,Nused);
srad = pskmod(datarad,Mrad,pi/Mrad);
tx_ofdm_rad = sqrt(N)*ifft(srad);
tx_ofdm_rad_cp = [tx_ofdm_rad(N-CP+1:N),tx_ofdm_rad];
tx_RAD = sqrt(Prad(jj))*tx_ofdm_rad_cp;
```

Αυτό το τμήμα δημιουργεί και πακετάρει το σήμα του ραντάρ σε μορφή OFDM, έτοιμο για εκπομπή. Πρώτα φτιάχνονται τυχαία σύμβολα ραντάρ για όλους τους ενεργούς υποφέρουσες. Στη συνέχεια αυτά τα σύμβολα χαρτογραφούνται σε PSK αστερισμό με `pskmod`, χρησιμοποιώντας τάξη $Mrad$ και μία μικρή σταθερή μετατόπιση φάσης $\pi/Mrad$, όπου απλώς περιστρέφει ομοίμορφα τον αστερισμό ώστε να αποφεύγονται ειδικές ευθυγραμμίσεις. Το αποτέλεσμα $srad$ είναι τα σύμβολα radar στο πεδίο της συχνότητας. Έπειτα εφαρμόζεται IFFT με κλιμάκωση ώστε να προκύψει το αντίστοιχο σήμα OFDM του ραντάρ. Προστίθεται κυκλικό πρόθεμα παίρνοντας τα τελευταία δείγματα του συμβόλου και τοποθετώντας τα στην αρχή, για ανθεκτικότητα σε σήματα με πολλές διαδρομές και για να διατηρείται η ισοδυναμία με κυκλική συνέλιξη. Τέλος, το σήμα κλιμακώνεται σε πλάτος με βάση την επιλεγμένη ισχύ ραντάρ της τρέχουσας επανάληψης $Prad$. Ο πολλαπλασιασμός με τη ρίζα της ισχύος θέτει τη σωστή στάθμη εκπομπής, δίνοντας το tx_RAD . Αυτό το πακέτο είναι το OFDM σήμα ραντάρ όπου θα περάσει από το κανάλι και θα χρησιμοποιηθεί αργότερα ως γνωστή αναφορά για την εκτίμηση του καναλιού ραντάρ και τον υπολογισμό των μετρικών.

```
%% Path Loss %%
L1dB = 32.44 + 20*log10(f*d0) + 10*a*log10(d1/d0); % Path loss for UE1 in dB
L1 = 10^(L1dB/10);

L2dB = 32.44 + 20*log10(f*d0) + 10*a*log10(d2/d0); % Path loss for UE2 in dB
L2 = 10^(L2dB/10);
```

Αυτό το τμήμα υπολογίζει την εξασθένηση διάδοσης (path loss) για κάθε χρήστη και την μετατρέπει σε γραμμική μορφή για χρήστη στους υπολογισμούς. Πιο συγκεκριμένα, για τους δύο χρήστες υπολογίζεται πρώτα η απώλεια σε dB με ένα τυπικό λογαριθμικό μοντέλο που λαμβάνει υπόψη τη συχνότητα σε MHz, την σχετική απόσταση από μια απόσταση αναφοράς και τον εκθέτη εξασθένησης του καναλιού. Η σταθερά 32.44 είναι η γνωστή σταθερά ελεύθερου χώρου όταν χρησιμοποιούνται οι μονάδες MHz και Km όπως στην δική μας περίπτωση. Αφού βρεθεί η απώλεια σε dB ($L1dB$, $L2Db$) γίνεται μετατροπή σε γραμμική κλίμακα ($L1$, $L2$) ώστε να μπορεί να χρησιμοποιηθεί άμεσα για την κλιμάκωση των σημάτων στο κανάλι και για εκτίμηση της λαμβανόμενης ισχύος. Με απλά λόγια, τα $L1$ και $L2$ εκφράζουν πόσο πέφτει το σήμα λόγω απόστασης και συχνότητας για τον κάθε χρήστη, με τρόπο κατάλληλο για αριθμητική χρήση στον κώδικα.

```

%% Rayleigh channel generation for A antennas %%
h1 = (randn(1,A) + 1i*randn(1,A)) / sqrt(2); % Rayleigh channel
h2 = (randn(1,A) + 1i*randn(1,A)) / sqrt(2); % Rayleigh channel
H = [(1/sqrt(L1))*h1.' (1/sqrt(L2))*h2.'];

```

Αυτό το κομμάτι δημιουργεί τα στιγμιαία κανάλια διάδοσης Rayleigh από κάθε χρήστη από τις A κεραίες του δέκτη και τα συγκεντρώνει σε έναν πίνακα. Πιο συγκεκριμένα, οι γραμμές $h1$ και $h2$ φτιάχνουν τυχαία, μη συσχετισμένα, σύνθετα διανύσματα με πραγματικό και φανταστικό μέρος κανονικά κατανομημένα. Η διαίρεση με την ρίζα του δύο ρυθμίζει την κλίμακα ώστε η ισχύς κάθε συντελεστή να είναι ομοιόμορφη. Κάθε στοιχείο σε αυτά τα διανύσματα αντιστοιχεί στο κέρδος καναλιού από τον αντίστοιχο χρήστη προς μία κεραία του δέκτη και όλα μαζί περιγράφουν την ταχείας μεταβολής συνιστώσα του καναλιού. Στη συνέχεια, ο πίνακας H σχηματίζεται βάζοντας ως στήλες τα διανύσματα καναλιού των δύο χρηστών, αφού πρώτα κλιμακωθούν με τον παράγοντα εξασθένησης διάδοσης που αντιστοιχεί στον καθένα. Η μετατροπή σε στηλοδιανύσματα εξασφαλίζει ότι ο H έχει διαστάσεις [Κεραίες × Χρήστες], δηλαδή κάθε στήλη του είναι το πλήρες κανάλι ενός χρήστη προς όλες τις κεραίες, συμπεριλαμβάνοντας τόσο τη γρήγορη μεταβολή όσο και την μεγάλη κλίμακα λόγω απόστασης.

```

%% Radar channel %%
R = randi([10 50]);% target random distance in m
theta = 2*R/c;
rr = (lambda * sqrt(Gt*Gr*RCS))/ ((4*pi)^(3/2) * R^2);
g_rad = rr*exp(-1i*2*theta)*exp(1i*2*pi*fd*v);
gm = ones(A,1)*g_rad;

```

Αυτό το τμήμα μοντελοποιεί το κανάλι του ραντάρ και φτιάχνει τον σύνθετο συντελεστή ανάκλασης που πολλαπλασιάζει το σήμα ραντάρ για λήψη. Πρώτα επιλέγεται τυχαία η απόσταση του στόχου R μέσα σε ένα ρεαλιστικό εύρος σε μέτρα. Από αυτήν υπολογίζεται η διπλή διαδρομή μέσω του όρου Θ όπου αντιστοιχεί στον χρόνο καθυστέρησης της επιστροφής. Στην συνέχεια σχηματίζεται ένας συντελεστής πλάτους πr όπου συγκεντρώνει τους βασικούς παράγοντες εξασθένησης του μονοστατικού ραντάρ, οι οποίοι είναι το μήκος κύματος λ , τα κέρδη κεραιών εκπομπής και λήψης και η ενεργός διατομή στόχου με συνολική εξάρτηση που μειώνεται ως $1/R^2$, αφού η ισχύς πέφτει ως $1/R^4$. Έπειτα δημιουργείται το σύνθετο κέρδος επιστροφής g_rad ως γινόμενο του πλάτους πr με δύο φασικούς όρους, ένας όρος για την φάση της διπλής διαδρομής και ένας όρος για την φασική περιστροφή λόγω Doppler, που εισάγει μικρή χρονική μεταβολή φάσης όταν ο στόχος έχει ταχύτητα. Τέλος το g_rad αντιγράφεται σε όλες τις κεραίες του δέκτη με την εντολή $gm = ones(A,1)*g_rad$, ώστε να προκύψει ένα διάνυσμα $A \times 1$ με τον ίδιο συντελεστή ραντάρ για κάθε κεραία.

```

%% Channel output %%
% UE1
rx11 = (1/sqrt(L1))*h1.'*tx_UE_11;
rx12 = (1/sqrt(L1))*h1.'*tx_UE_12;

rx21 = (1/sqrt(L2))*h2.'*tx_UE_21;
rx22 = (1/sqrt(L2))*h2.'*tx_UE_22;

% Received signal over first period
rx1 = rx11 + rx21;

% Receive signal over second period
rx2 = rx12 + rx22;

```

Αυτό το τμήμα υπολογίζει τι βλέπουν οι κεραίες του δέκτη από κάθε χρήστη και για κάθε μία από τις δύο περιόδους και στη συνέχεια φτιάχνει το συνολικό λαμβανόμενο σήμα ανά περίοδο. Πρώτα, για τον πρώτο χρήστη, πολλαπλασιάζεται το διάνυσμα καναλιού προς τις A κεραίες με το αντίστοιχο σήμα OFDM της πρώτης περιόδου και της δεύτερης. Η κλίμακα $1/\sqrt{L1}$ εφαρμόζει την εξασθένηση διάδοσης ως μείωση πλάτους. Το αποτέλεσμα $rx11$ και $rx12$ είναι τα σήματα τα οποία θα έφταναν στις

Στην συνέχεια αποφασφηνίζεται ο κώδικας του δέκτη MRC, όπως υλοποιείται μετά το στάδιο της προεπεξεργασίας

```

%% MRC RECEIVER OF USER 1 %%%%%%%%%%
hamp = 1/sqrt(L1)*norm(h1)^2; % normalization of decision variable
x1sum_hat = conj(h1)*y_used/hamp;
%% DETECTION OF USER 1 %%%%%%%%%%
for ii = 1:Nused
    eudis = abs(x1sum_hat(ii)-sqrt(P1(jj))*symbolsfinal).^2;
    [xx,symbol_number(ii)] = min(eudis);
    info_bits_hat(ii,:) = bitsfinal(symbol_number(ii),:);
end
xx11 = info_bits_hat(:,1:log2(M1));
info_bits11_hat = reshape(xx11',Nused*log2(M1),1);
xx12 = info_bits_hat(:,log2(M1)+1:log2(M1)+log2(M1));
info_bits12_hat = reshape(xx12',Nused*log2(M1),1);
berrors11 = size(find(info_bits11_hat-info_bits_11),1);
berrors12 = size(find(info_bits12_hat - info_bits_12),1);
berrors1 = berrors11 + berrors12;
bit_errors_1(jj) = bit_errors_1(jj)+ berrors1;

```

Αυτό το κομμάτι κάνει τον συνδυασμό σήματος από τις πολλές κεραίες για τον πρώτο χρήστη και τη σύγκριση με τον αστερισμό, ώστε να εξαχθούν τα bits και τα σφάλματα. Πρώτα υπολογίζεται ένας παράγοντας κανονικοποίησης που αντισταθμίζει το κέρδος του καναλιού και την εξασθένηση διάδοσης του πρώτου χρήστη. Έπειτα, με τον κλασικό συνδυαστή MRC, τα δείγματα όλων των κεραιών ανά υποφέρουσα ζυγίζονται με το συζυγές του καναλιού του πρώτου χρήστη και αθροίζονται, δίνοντας ένα ενιαίο εκτιμώμενο δείγμα ανά υποφέρουσα. Η κανονικοποίηση που ακολουθεί φροντίζει το αποτέλεσμα να είναι στην ίδια κλίμακα με τα ιδανικά σύμβολα. Στη συνέχεια, για κάθε ενεργή υποφέρουσα, το εκτιμώμενο δείγμα συγκρίνεται με όλες τις υποψήφιες τιμές του προϋπολογισμένου αστερισμού και επιλέγεται η πιο κοντινή. Από τον αντίστοιχο δείκτη χωρίζονται και τα bits στο τμήμα όπου αντιστοιχεί στην πρώτη περίοδο και σε εκείνο της δεύτερης περιόδου. Τέλος, με απλή σύγκριση με τα πραγματικά bits των δύο περιόδων μετριοούνται τα σφάλματα για τον πρώτο χρήστη. Στα berrors11 και berrors12 προστίθενται τα λάθη για κάθε περίοδο, ενώ στο berrors προστίθενται τα συνολικά λάθη. Τέλος όλα τα συνολικά λάθη ανά ισχύ για τον πρώτο χρήστη προστίθενται στο bit_errors_1.

```

%% INTERFERENCE CANCELLATION %%%%%%%%%%
Interf = 1/sqrt(L1)*h1.'*sqrt(P1(jj))*symbolsfinal(symbol_number);
y_canc = y_used - Interf;

```

Αυτό το τμήμα υλοποιεί το βήμα της ακύρωσης παρεμβολής (SIC) για τον πρώτο χρήστη, με στόχο τον καθαρισμό του σήματος πριν την εκτίμηση του δεύτερου χρήστη. Αφού έχουν ληφθεί οι αποφάσεις συμβόλων ανά υποφέρουσα για τον πρώτο χρήστη, ανακατασκευάζεται η αναμενόμενη συνεισφορά του στην λήψη όπου το διάνυμα καναλιού του πρώτου χρήστη προς όλες τις κεραίες κλιμακώνεται με την εξασθένηση διάδοσης και την ισχύ εκπομπής και πολλαπλασιάζεται με την σειρά των εκτιμώμενων συμβόλων, παράγοντας πίνακα όπου περιγράφει τη συμβολή του πρώτου χρήστη ανά κεραία και υποφέρουσα. Η ανακατασκευή αυτή αφαιρείται από το φασματικό σήμα εισόδου (y_used), προκύπτοντας το y_canc , το οποίο περιέχει κυρίως τη συνιστώσα του δεύτερου χρήστη μαζί με θόρυβο και ενδεχόμενη υπολειμματική παρεμβολή. Η διαδικασία βελτιώνει τις συνθήκες για την επακόλουθη ανίχνευση του δεύτερου χρήστη, όπως αναλύθηκε και για τον πρώτο χρήστη παραπάνω.

```

%% MRC RECEIVER OF USER 2 %%%%%%%%%%
hamp = 1/sqrt(L2)*norm(h2)^2; % normalization of decision variable
x2sum_hat = conj(h2)*y_canc/hamp;
%% DETECTION OF USER 2 %%%%%%%%%%
for ii = 1:Nused
    eudis = abs(x2sum_hat(ii)-sqrt(P2(jj))*symbolsfinal).^2;
    [xx,symbol_number(ii)] = min(eudis);
    info_bits_hat(ii,:) = bitsfinal(symbol_number(ii),:);
end

```

```

end
xx21 = info_bits_hat(:,1:log2(M2));
info_bits21_hat = reshape(xx21',Nused*log2(M2),1);
xx22 = info_bits_hat(:,log2(M2)+1:log2(M2)+log2(M2));
info_bits22_hat = reshape(xx22',Nused*log2(M2),1);
berrors21 = size(find(info_bits21_hat-info_bits_21),1);
berrors22 = size(find(info_bits22_hat - info_bits_22),1);
berrors2 = berrors21+berrors22;
bit_errors_2(jj) = bit_errors_2(jj)+ berrors2;

```

Αυτό το τμήμα κώδικα κάνει την ανίχνευση για τον δεύτερο χρήστη, αφού πρώτα αφαιρεθεί η συνεισφορά του πρώτου (SIC). Αρχικά υπολογίζεται ένας παράγοντας κανονικοποίησης που αντισταθμίζει την εξασθένηση διάδοσης και το κέρδος του καναλιού του δεύτερου χρήστη. Έπειτα εφαρμόζεται ο συνδυαστής MRC και τα δείγματα όλων των κεραιών, μετά την ακύρωση παρεμβολής, ζυγίζονται με το συζυγές του καναλιού του δεύτερου χρήστη και αθροίζονται, ώστε να προκύψει ένα εκτιμώμενο δείγμα ανά υποφέρουσα στην ίδια κλίμακα με τα ιδανικά σύμβολα. Για κάθε υποφέρουσα, το εκτιμώμενο δείγμα συγκρίνεται με όλες τις πιθανές τιμές του αστερισμού όπου έχει προϋπολογιστεί, επιλέγεται η πιο κοντινή και από τον αντίστοιχο δείκτη αντλούνται τα bits. Τα bits χωρίζονται στο μέρος όπου αντιστοιχεί στην πρώτη και την δεύτερη περίοδο, ξεδιπλώνονται στις σωστές διαστάσεις και συγκρίνονται με τα πραγματικά bits όπου είχαν δημιουργηθεί στον δεύτερο χρήστη. Τα λάθη της πρώτης και της δεύτερης περιόδου αθροίζονται και προστίθενται στον συνολικό μετρητή σφαλμάτων του δεύτερου χρήστη για την τρέχουσα τιμή ισχύος. Με αυτόν τον τρόπο ολοκληρώνεται η διαδοχική ανίχνευση σε καθεστώς NOMA.

Μετά την ανάλυση του κώδικα του MRC, γίνεται διερεύνηση του δέκτη ZF. Ο ZF αποτελεί γραμμικό αποδιαχωριστή όπου στοχεύει στην καταστολή της αλληλοπαρεμβολής μεταξύ των χρηστών, εφαρμόζοντας ψευδοαντιστροφή του καναλιού. Παρακάτω γίνεται παρουσίαση και επεξήγηση των βημάτων του υπολογισμού του δέκτη αυτού.

```

%% ZERO FORCING RECEIVER %%%%%%%%%%%%%%%
W_zf = inv(H'*H)*H';
x_hat_zf = W_zf * y_used; % equivalent to (12)
%% DETECTION OF USER 1 %%%%%%%%%%%%%%%
for ii = 1:Nused
    eudis_zf = abs(x_hat_zf(1,ii)-sqrt(P1(jj))*symbolsfinal).^2;
    [xx,symbol_number_zf(ii)] = min(eudis_zf);
    info_bits_hat_zf(ii,:) = bitsfinal(symbol_number_zf(ii),:);
end
xx11_zf = info_bits_hat_zf(:,1:log2(M1));
info_bits11_hat_zf = reshape(xx11_zf',Nused*log2(M1),1);
xx12_zf = info_bits_hat_zf(:,log2(M1)+1:log2(M1)+log2(M1));
info_bits12_hat_zf = reshape(xx12_zf',Nused*log2(M1),1);
berrors11 = size(find(info_bits11_hat_zf-info_bits_11),1);
berrors12 = size(find(info_bits12_hat_zf-info_bits_12),1);
berrors1 = berrors11 + berrors12;
bit_errors_1_zf(jj) = bit_errors_1_zf(jj)+ berrors1;

```

Αρχικά σχηματίζεται ο πίνακας βαρών W_{zf} , δηλαδή το ψευδοαντίστροφο του καναλιού H . Δεδομένου ότι ο πίνακας καναλιού H έχει διαστάσεις $A \times 2$, ο W_{zf} είναι $2 \times A$ και ικανοποιεί υπό πλήρη στηλοβαθμίδα, την ιδιότητα καταστολής της αλληλοπαρεμβολής. Ο πίνακας αυτός εφαρμόζεται στα φασματικά δείγματα όλων των κεραιών x_{hat_zf} όπου είναι ο παράγοντας εκτιμήσεις ανά χρήστη και υποφέρουσα ενώ το αποτέλεσμα είναι πίνακας $2 \times N_{used}$, όπου η πρώτη γραμμή αντιστοιχεί στον πρώτο χρήστη. Στη συνέχεια ακολουθεί λήψη απόφασης πλησιέστερου γείτονα πάνω στον αστερισμό που έχει προϋπολογιστεί από την `symbolset2`. Για κάθε ενεργή υποφέρουσα, η εκτίμηση του πρώτου χρήστη συγκρίνεται με όλα τα υποψήφια σημεία του αστερισμού, κλιμακωμένα με τη ρίζα της ενεργούς ισχύος του χρήστη και επιλέγεται εκείνο με την μικρότερη ευκλείδεια απόσταση. Ο δείκτης του επιλεγμένου σημείου επιτρέπει την άμεση ανάκτηση των αντίστοιχων bits από τον πίνακα `bitsfinal`. Τα ανακτηθέντα

bits διαχωρίζονται στα τμήματα της πρώτης και της δεύτερης περιόδου, αναδιατάσσονται στις κατάλληλες διαστάσεις και συγκρίνονται με τα πραγματικά μεταδιδόμενα bits. Το πλήθος σφαλμάτων ανά περίοδο αθροίζεται και προστίθεται στο συσσωρευτικό μετρητή σφαλμάτων του πρώτου χρήστη για τον κλάδο ZF (bit_errors_1_zf(jj)), ώστε να υπολογιστεί αργότερα το BER ως προς την συγκεκριμένη τιμή ισχύος.

```

%% DETECTION OF USER 2 %%%%%%%%%%%
for ii = 1:Nused
    eudis = abs(x_hat_zf(2,ii)-sqrt(P2(jj))*symbolsfinal).^2;
    [xx,symbol_number_zf(ii)] = min(eudis);
    info_bits_hat_zf(ii,:) = bitsfinal(symbol_number_zf(ii),:);
end
xx21 = info_bits_hat_zf(:,1:log2(M2));
info_bits21_hat_zf = reshape(xx21',Nused*log2(M2),1);
xx22 = info_bits_hat_zf(:,log2(M2)+1:log2(M2)+log2(M2));
info_bits22_hat_zf = reshape(xx22',Nused*log2(M2),1);
berrors21 = size(find(info_bits21_hat_zf-info_bits_21),1);
berrors22 = size(find(info_bits22_hat_zf-info_bits_22),1);
berrors2 = berrors21+berrors22;
bit_errors_2_zf(jj) = bit_errors_2_zf(jj)+ berrors2;

```

Αυτό το κομμάτι κάνει την ανίχνευση του δεύτερου χρήστη όταν έχει προηγηθεί ο αποδιαχωρισμός με ZF. Ξεκινά από τις εκτιμήσεις που έδωσε ο ZF ανά υποφέρουσα, συγκρίνει την εκτιμώμενη τιμή σε όλες της υποψήφιες τιμές του αστερισμού κλιμακωμένες με την τρέχουσα ισχύ του δεύτερου χρήστη. Επιλέγει την πλησιέστερη και μέσω του αντίστοιχου δείκτη, ανακτά τα bits από τον πίνακα bitsfinal. Τα bits που προκύπτουν χωρίζονται στο τμήμα της πρώτης περιόδου και στο τμήμα της δεύτερης περιόδου, ξεδιπλώνονται στη σωστή μορφή στηλών και συγκρίνονται με τα πραγματικά bits που είχαν παραχθεί για τον δεύτερο χρήστη. Υπολογίζεται έτσι το πλήθος των σφαλμάτων για κάθε περίοδο, αθροίζονται σε ένα συνολικό πλήθος λαθών για τον δεύτερο χρήστη και αυτό προστίθεται στον συσσωρευτή bit_errors_2_zf(jj) για την τρέχουσα τιμή ισχύος. Με λίγα λόγια, εδώ ολοκληρώνεται η ανίχνευση του δεύτερου χρήστη με ZF, χωρίς να απαιτείται SIC, ενώ ο μετρητής σφαλμάτων ενημερώνεται ώστε να μπορεί να εξαχθεί αργότερα το BER του δεύτερου χρήστη στον κλάδο ZF.

Αφού ολοκληρώθηκε η ανάλυση του κώδικα για τον δέκτη ZF, παρακάτω εξετάζεται η εκτίμηση ραντάρ που ενσωματώνεται στο ISAC-NOMA σενάριο.

```

%% RADAR DETECTION %%
% Communication signal cancellation in the first period
rxx1 = rx1_noise(:,CP+1:CP+N);
y_fft1 = zeros(A,Nused);
for cc = 1:A
    y_fft1(cc, :) = fft(rxx1(cc, :),N)/sqrt(N);
end
y_used1 = y_fft1;
info_symbols_11_hat = k_QAM1*qammod(info_bits11_hat_zf,M1,'InputType','bit');

y_canc1 = 1/sqrt(L1)*h1.*sqrt(P1(jj))*info_symbols_11_hat.';
info_symbols_21_hat = k_QAM2*qammod(info_bits21_hat_zf,M2,'InputType','bit');

y_canc2 = 1/sqrt(L2)*h2.*sqrt(P2(jj))*info_symbols_21_hat.';
y_RAD = y_used1 - y_canc1 - y_canc2;
sRef = ones(A,1)*srad;
gm_hat = (1/sqrt(Prad(jj)))*y_RAD./sRef;
RCE = abs(mean(mean(gm_hat-gm)));
NMSE(jj) = NMSE(jj) + mean(RCE.^2./abs(gm).^2);
count(jj) = count(jj) + 1;
RCE_sum(jj) = RCE_sum(jj) + RCE;

```

Το τμήμα αυτό υλοποιεί την εκτίμηση του καναλιού ραντάρ μετά την στοχευμένη απομόνωση την συνιστώσας ραντάρ. Αρχικά επιλέγεται η πρώτη περίοδος λήψης, όπου αφαιρείται το κυκλικό πρόθεμα και εφαρμόζεται μετασχηματισμός FFT ανά κεραία, ώστε να προκύψει το φασματικό σήμα εισόδου του ραντάρ. Στη συνέχεια αξιοποιούνται οι αποφάσεις του ZF δέκτη για τους δύο χρήστες και τα εκτιμημένα bits επαναχρησιμοποιούνται σε σύμβολα με την ίδια κανονικοποίηση όπως στην εκπομπή και χρησιμοποιώντας το γνωστό διάνυμα καναλιού, την εξασθένηση διάδοσης και την ισχύ εκπομπής, ανακατασκευάζονται οι αναμενόμενες συνεισφορές τους στο πεδίο της συχνότητας. Η αφαίρεση αυτών των ανακατασκευασμένων όρων από το φασματικό σήμα, το οποίο περιέχει κυρίως την επιστροφή στόχου μαζί με θόρυβο και πιθανή υπολειμματική παρεμβολή λόγω σφαλμάτων απόφασης.

Για την εκτίμηση του κέρδους ραντάρ ανά κεραία σχηματίζεται η γνωστή αναφορά του ραντάρ στις υποφέρουσες και το καθαρισμένο σήμα ραντάρ κανονικοποιείται ως προς την ισχύ εκπομπής και διαιρείται στοιχειομετρικά με την αναφορά. Έτσι προκύπτει ο εκτιμητής του καναλιού ραντάρ, από τον οποίο υπολογίζονται οι μετρικές ποιότητας, δηλαδή το σφάλμα καναλιού ως μέση απόλυτη απόκλιση μεταξύ της εκτίμησης και της πραγματικής τιμής και το κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό σφάλμα, το οποίο συσσωρεύεται σε κάθε επανάληψη. Παράλληλα, ενημερώνονται οι μετρητές πλήθους δειγμάτων και του αθροίσματος σφάλματος, ώστε στο τέλος να εξαχθούν στατιστικά σταθερές εκτιμήσεις των δεικτών επίδοσης της αλυσίδας ραντάρ.

Αφού ολοκληρώθηκε η ανάλυση του κύριου κώδικα (δημιουργία bits, QAM/OFDM, κανάλι και δέκτες MRC/ZF), ακολουθεί η αποσαφήνιση της συνάρτησης που δημιουργεί τον αστερισμό και αντίστοιχο πίνακα αντιστοίχισης bit σε σύμβολα.

```
function [bitsFINAL,symbolsFINAL] = symbolset2(M,ang)
k = log2(M);
k_QAM = 1/(sqrt(2*(M-1)/3));

for ii=1:M
    info_1(ii,:) = de2bi(ii-1,k,'left-msb');
end
info_11 = info_1';
info_bits1 = reshape(info_11,M*k,1);
info_symbols1 = qammod(info_bits1,M,'gray','InputType','bit'); % QAM
info_symbols_norm1 = k_QAM*info_symbols1.'; % normalization
info_bits2 = info_bits1;
info_symbols2 = exp(1i*ang)*info_symbols1; % rotation with p/6
info_symbols_norm2 = k_QAM*info_symbols2.'; % normalization
kk = 0;
for ii = 1:M
    for jj = 1:M
        kk = kk + 1;
        bitsFINAL(kk,:) = [info_1(ii,:),info_1(jj,:)];
        symbolsFINAL(kk) = info_symbols_norm1(ii) + info_symbols_norm2(jj);
    end
end
end
```

Η `symbolset2(M, ang)` φτιάχνει έναν αστερισμό και την χαρτογράφηση των bits που χρειάζεται ο δέκτης σου για απόφαση και ανακατασκευή. Παίρνει ως είσοδο την τάξη QAM M και γωνία περιστροφής ang που θα εφαρμοστεί στην δεύτερη περίοδο. Πρώτα υπολογίζει πόσα bits αντιστοιχούν σε κάθε QAM σύμβολο και τον συντελεστή κανονικοποίησης k_{QAM} ώστε τα σύμβολα να έχουν συνεπή μέση ισχύ. Έπειτα φτιάχνει έναν πίνακα αντιστοίχισης bit προς σύμβολο όπου για κάθε ακέραιο από 0 μέχρι $M-1$ υπολογίζει την δυαδική αναπαράσταση και δημιουργεί έναν πίνακα $M \times K$ όπου περιέχει τα bits όλων των συμβόλων. Αυτός ο πίνακας αναδιατάσσεται σε ενιαίο διάνυμα bits με τη σωστή σειρά και δίνεται στη `qammod` με Gray κωδικοποίηση, ώστε να παραχθούν τα σύμβολα QAM της πρώτης περιόδου. Τα σύμβολα αυτά κανονικοποιούνται με τον συντελεστή k_{QAM} και μπαίνουν

σε μορφή γραμμής για ευκολία. Στην συνέχεια δημιουργεί τη δεύτερη περίοδο όπου παίρνει τα ίδια bits και τα χαρτογραφεί με τον ίδιο τρόπο σε QAM σύμβολα, αλλά πριν την κανονικοποίηση εφαρμόζει σε όλα μία σταθερή περιστροφή φάσης ang . Μετά την κανονικοποίηση προκύπτει ο αστερισμός της δεύτερης περιόδου.

Το βασικό βήμα είναι ο διπλός βρόγχος όπου διατρέχει όλους τους συνδυασμούς συμβόλων της πρώτης και της δεύτερης περιόδου και για κάθε ζεύγος υπολογίζει το άθροισμα των δύο συμβόλων. Αυτό το άθροισμα είναι ένα σημείο του αστερισμού και αποθηκεύεται στο `symbolsFINAL`. Παράλληλα προσθέτει τα αντίστοιχα bits της πρώτης και της δεύτερης περιόδου σε μία ενιαία σειρά και τα αποθηκεύει στο `bitsFINAL`. Έτσι, για κάθε σημείο του αστερισμού υπάρχει ακριβώς η αντίστοιχη ακολουθία bits που το δημιούργησε.

4.5 Σύνοψη κεφαλαίου

Στο κεφάλαιο αυτό αποτυπώθηκε βήμα-βήμα η προσομοίωση ενός συστήματος ISAC-NOMA με OFDM, με δύο χρήστες και δέκτη με πολλές κεραίες. Περιεγράφηκαν οι παράμετροι και η ροή, τόσο από την δημιουργία bit όσο και την χαρτογράφηση σε QAM, μέχρι την μετάδοση σε Rayleigh κανάλι με path loss, την προεπεξεργασία (CP/FFT) και την ανίχνευση. Η υλοποίηση υποστηρίζει δύο κλάδους δέκτη, πρώτον τον δέκτη MRC με διαδοχική ακύρωση παρεμβολών (SIC) και δεύτερον ZF με ψευδοαντιστροφή, επιτρέποντας καθαρή σύγκριση μεταξύ συνδυασμού με γνώση καναλιού και γραμμικού διαχωρισμού. Κεντρικό ρόλο έχει η συνάρτηση `symbolset2`, όπου δημιουργεί τον αστερισμό αθροίσματος δύο περιόδων (με περιστροφή φάσης), απλοποιώντας τόσο την ανίχνευση όσο και την ανακατασκευή σήματος για ακυρώσεις. Παράλληλα, ενσωματώθηκε το υποσύστημα ραντάρ με παραγωγή OFDM, μοντελοποίηση στόχου και εκτίμηση καναλιού μέσω ακύρωσης των επικοινωνιακών συνιστωσών και κανονικοποιημένης διαίρεσης με γνωστή αναφορά. Η απόδοση μετριέται με BER για του χρήστες και με NMSE για το ραντάρ, ενώ η προσομοίωση διασφαλίζει στατιστική αξιοπιστία μέσω κριτηρίων τερματισμού.

Συνολικά, η υλοποίηση προσφέρει ένα διαφανές και επεκτάσιμο πλαίσιο για μελέτη ISAC-NOMA, καθαρή ροή, συγκρίσιμες επιλογές δέκτη και μετρικές που καλύπτουν και επικοινωνία και ανίχνευση.

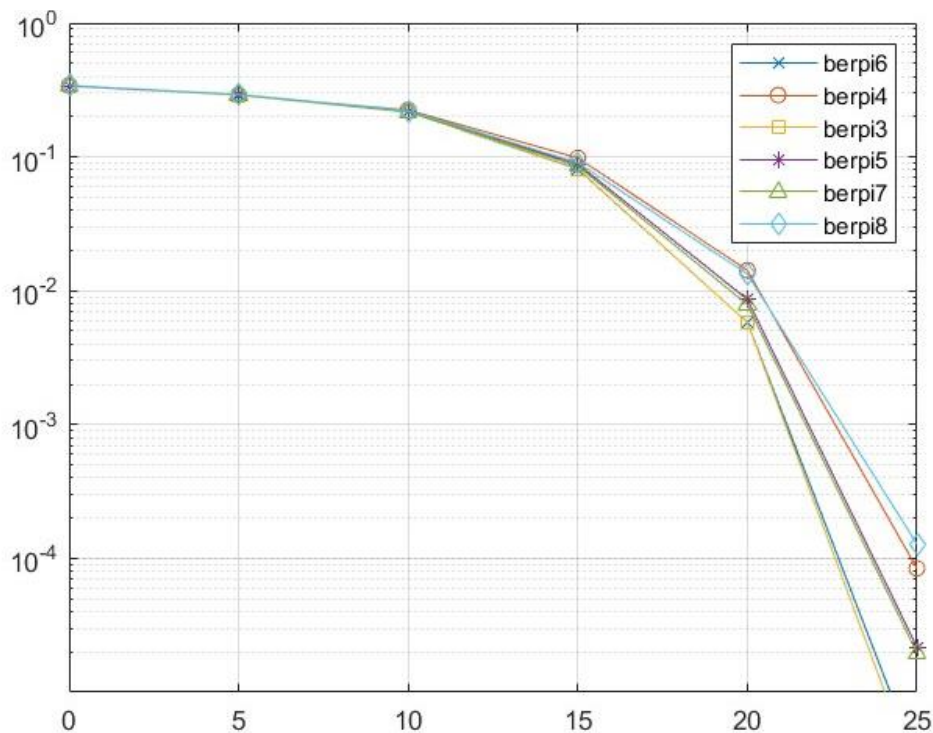
Κεφάλαιο 5ο: Αποτελέσματα

5.1 Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοιώσεων για ένα σύστημα ISAC-NOMA σε άνω ζεύξη, όπου ο σταθμός βάσης δέχεται ταυτόχρονα σήμα ραντάρ και σήματα δύο χρηστών στους ίδιους πόρους. Στόχος είναι η διερεύνηση ενός σχήματος οργάνωσης σημάτων που συνδυάζει αντιστροφή πολικότητας στα σύμβολα ραντάρ και περιστροφή φάσης στα σύμβολα επικοινωνίας. Παρακάτω εξετάζεται η επίδραση της περιστροφής φάσης στην αξιοπιστία μετάδοσης, η συμπεριφορά BER ως προς την συνολική ισχύ επικοινωνίας για διαφορετικές αναλογίες αποστάσεων, η επίδραση της ποσότητας κεραιών και τέλος η ακρίβεια εκτίμησης καναλιού ραντάρ μέσω NMSE.

5.2 Επιλογή γωνίας περιστροφής φάσης

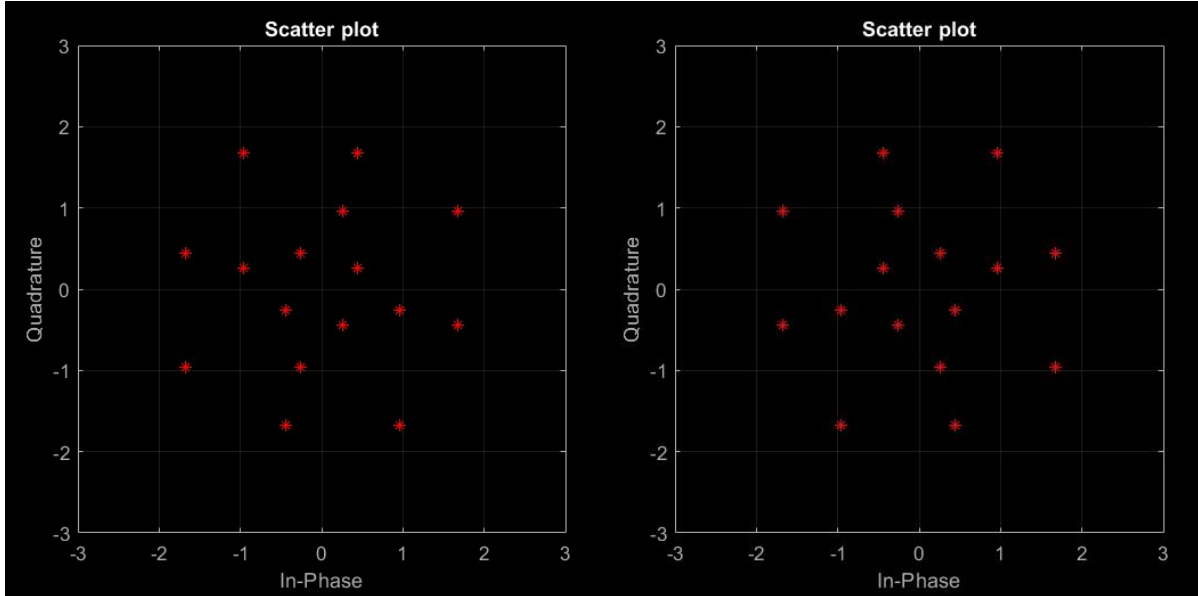
Η τεχνική περιστροφής φάσης (phase rotation) στα σήματα επικοινωνίας έχει προταθεί ως μία αποτελεσματική λύση για την αντιμετώπιση της αβεβαιότητας ανίχνευσης που προκύπτει στο πλαίσιο ISAC-NOMA. Καθώς οι χρήστες μοιράζονται το ίδιο φάσμα και τα σήματα τους επικαλύπτονται, ο δέκτης μπορεί να δυσκολευτεί να απομονώσει και να ταυτοποιήσει με ακρίβεια τα μεταδιδόμενα σύμβολα, ειδικά σε περιβάλλοντα με παρεμβολές από σήματα ραντάρ. Η εφαρμογή μίας ελεγχόμενης περιστροφής φάσης προσφέρει έναν τρόπο διαφοροποίησης των συμβόλων μεταξύ διαδοχικών χρονικών περιόδων, βελτιώνοντας τον διαχωρισμό τους και μειώνοντας την πιθανότητα σφαλμάτων κατά την αποδιαμόρφωση. Αν η γωνία περιστροφής είναι πολύ μικρή, η διαφοροποίηση μεταξύ των διαδοχικών συμβόλων παραμένει περιορισμένη.



Σχήμα 11: Αξιολόγηση επιλογής γωνίας περιστροφής φάσης $\pi/6$, $\pi/3$, $\pi/5$, $\pi/7$, $\pi/4$ και $\pi/8$ με πιθανότητα σφάλματος bit ως προς συνολική ισχύ επικοινωνίας στο πλαίσιο ISAC-NOMA.

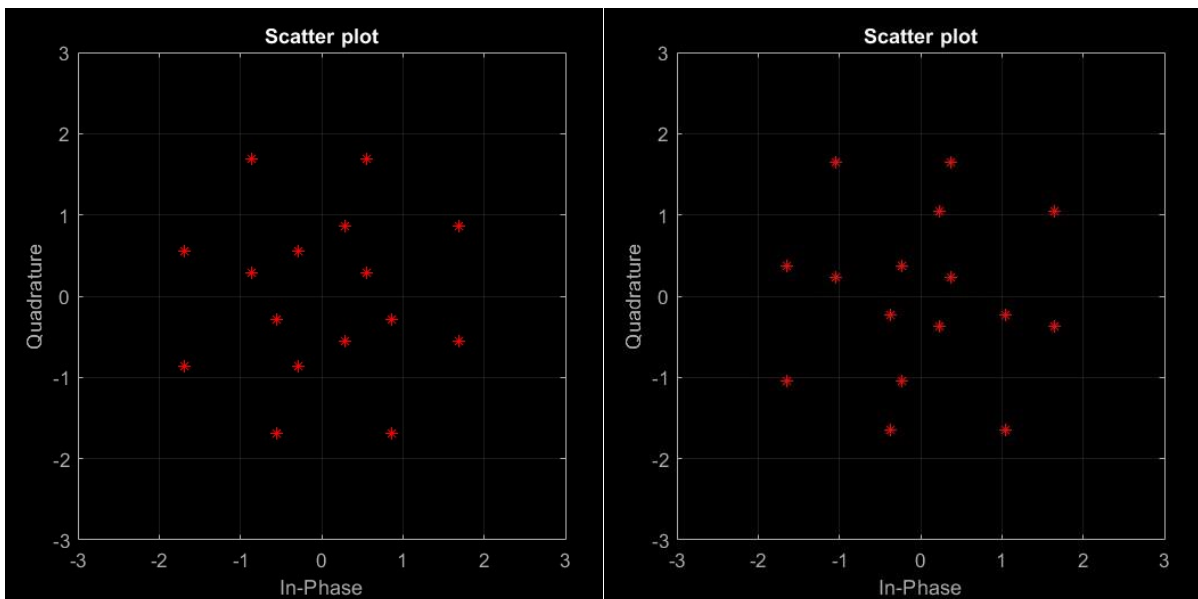
Σε αυτήν την περίπτωση, το σήμα του χρήστη δεν παρουσιάζει αρκετή μεταβολή ώστε να μπορεί να διακριθεί με ασφάλεια, έτσι το πρόβλημα της ανίχνευσης αβεβαιότητας παραμένει. Από την άλλη

πλευρά, αν η γωνία περιστροφής είναι υπερβολικά μεγάλη, τα σημεία του αστερισμού αρχίζουν να πλησιάζουν σε άλλες θέσεις, μειώνοντας την ελάχιστη απόσταση μεταξύ συμβόλων. Αυτό οδηγεί σε αύξηση της πιθανότητας λαθών, ειδικά σε περιβάλλοντα με μέτριο λόγο σήματος προς θόρυβο (SNR), όπου ακόμη και μικρές αποστάσεις μεταξύ σημείων μπορούν να προκαλέσουν σφάλματα αποδιαμόρφωσης.



Σχήμα 12: Αστερισμοί συμβόλων με περιστροφή γωνίας (α) $\pi/6$ και (β) $\pi/3$.

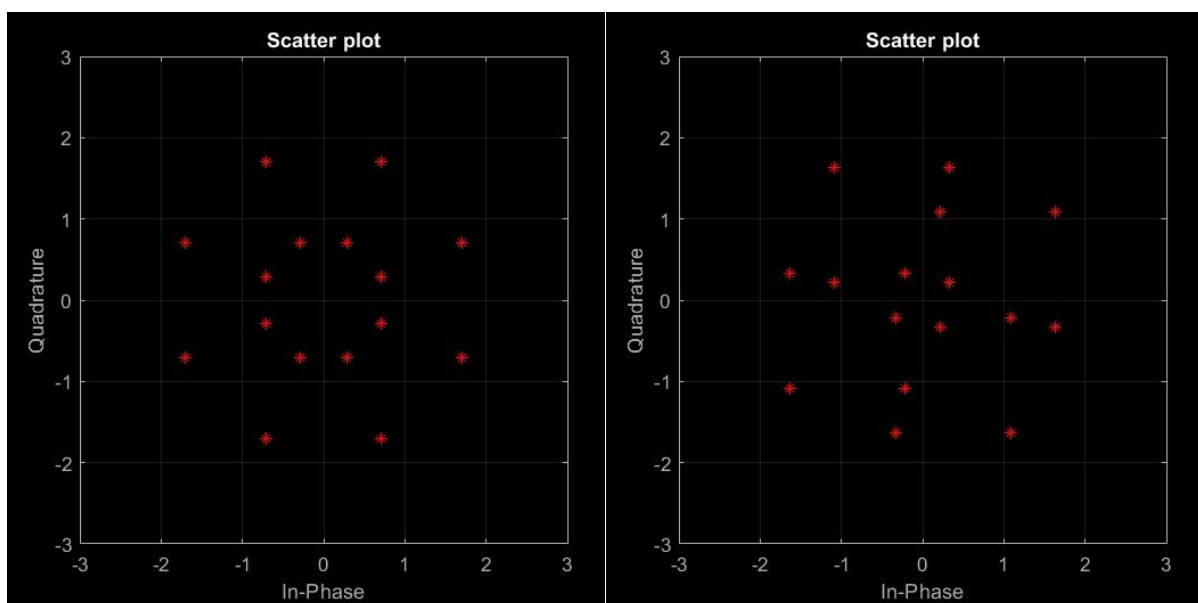
Συγκρίνοντας τις διάφορες γωνίες περιστροφής φάσης, τόσο ως προς το BER όπως φαίνεται στο Σχήμα 11, όσο και ως προς την γεωμετρία των αστερισμών όπως φαίνεται στην Σχήμα 12, προκύπτει ότι η επιλογή $\pi/6$ είναι η βέλτιστη. Η υπεροχή της οφείλεται στην ισορροπία μεταξύ της διαφοροποίησης των συμβόλων, ώστε να αποφεύγονται αμφισημίες κατά την ανίχνευση, αλλά και της διατήρησης επαρκούς απόστασης μεταξύ των σημείων του αστερισμού, ώστε να μειώνεται η πιθανότητα λανθασμένων αποφάσεων.



Σχήμα 13: Αστερισμός συμβόλων με γωνία περιστροφής (α) $\pi/5$ και (β) $\pi/7$.

Η περιστροφή $\pi/6$ αποτρέπει την ευθυγράμμιση των σημείων με τους κύριους άξονες και τις διαγώνιες, κατανέμοντας τα σύμβολα πιο ομοιόμορφα γύρω από το κέντρο και αυξάνοντας την Ευκλείδεια Απόσταση, μειώνοντας έτσι την πιθανότητα λάθους από παρεμβολές και θόρυβο, γεγονός το οποίο μεταφράζεται σε σταθερά χαμηλότερα BER.

Μία παρόμοια συμπεριφορά παρατηρείται και στην γωνία περιστροφής $\pi/3$. Όπως και η γωνία $\pi/6$, έτσι και η $\pi/3$ παραμένει αρκετά απομακρυσμένη από τις μηδενικές κατευθύνσεις, προσφέροντας ικανοποιητική γωνιακή αναδιάταξη των σημείων και διατηρώντας μεγάλο μέρος του κέρδους διαχωρισμού. Στις περιστροφές $\pi/5$ καθώς και $\pi/7$ δεν επιτυγχάνεται ο ίδιος βαθμός ομοιομορφίας και όπως φαίνεται και στο Σχήμα 13 καταγράφονται ελαφρώς χειρότερες από τις προηγούμενες. Η γεωμετρία παραμένει ευνοϊκή με απομάκρυνση από του άξονες, όμως η ευκλείδεια απόσταση δεν μεγιστοποιείται σε όλες τις κατευθύνσεις καναλιού τόσο αποτελεσματικά όσο και οι προηγούμενες γωνίες. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, το BER να είναι λίγο μεγαλύτερο από πριν.



Σχήμα 14: Αστερισμός Συμβόλων με περιστροφή γωνίας (α) $\pi/4$ και (β) $\pi/8$.

Τέλος, οι γωνίες περιστροφής $\pi/4$ και $\pi/8$ τείνουν να είναι οι λιγότερο αποδοτικές. Η πρώτη ευθυγραμμίζει πολλά σημεία με τις διαγώνιες, αυξάνοντας την πιθανότητα παρεμβολών που προκύπτουν κατά την ανίχνευση, με αποτέλεσμα να αυξάνεται και η πιθανότητα λαθών. Η δεύτερη εφαρμόζει μικρή περιστροφή, με αποτέλεσμα σημαντικό μέρος του αστερισμού να παραμένει κοντά στους κύριους άξονες, διατηρώντας παρόμοια κατεύθυνση συμβόλων με αποτέλεσμα το BER να είναι χειρότερο, όπως φαίνονται στο Σχήμα 14..

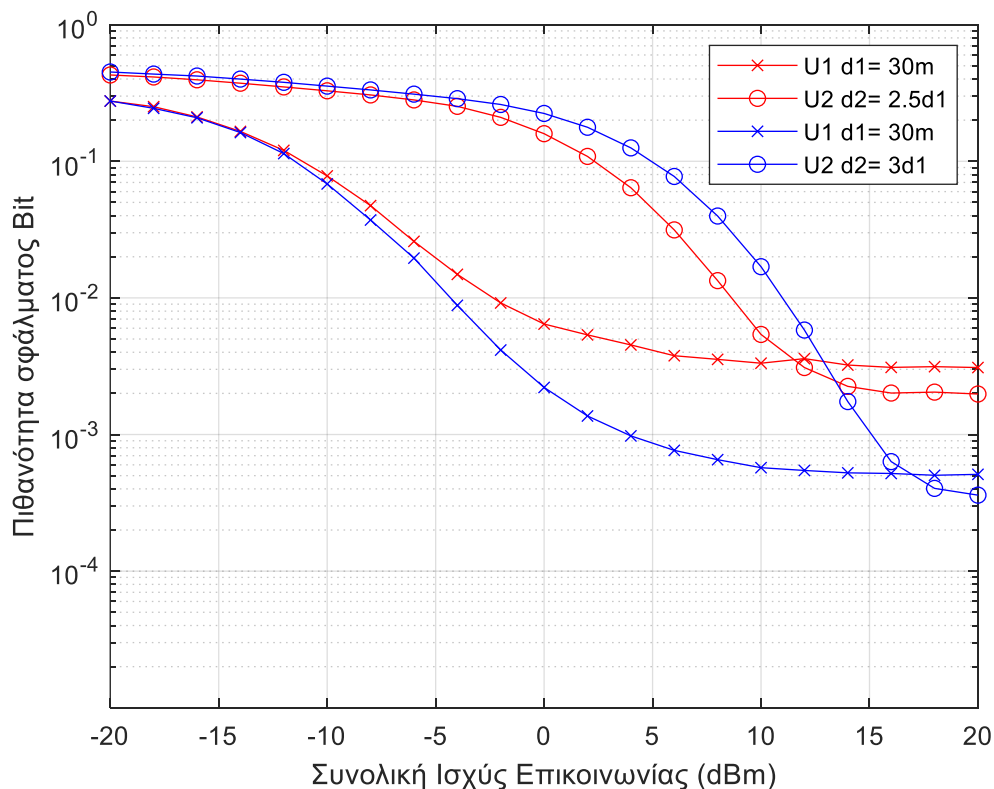
Συμπερασματικά, η περιστροφή φάσης $\pi/6$ αναδεικνύεται ως η πιο κατάλληλη επιλογή στο σύστημα ISAC-NOMA, καθώς εξασφαλίζει τον καλύτερο συνδυασμό μεταξύ της απόδοσης και αξιοπιστίας. Παρέχει επαρκή διαφοροποίηση για την αποφυγή αμφισημιών, χωρίς να αυξάνει σημαντικά την πιθανότητα λαθών αποδιαμόρφωσης. Έτσι, μπορεί να θεωρηθεί ως ένας απλός αλλά ιδιαίτερα αποτελεσματικός μηχανισμός βελτίωσης της συνολικής ποιότητας του συστήματος. Έπειτα ακολουθεί η γωνία $\pi/3$, ενδιάμεσες θεωρούνται οι γωνίες $\pi/5$ και $\pi/7$ ενώ οι γωνίες $\pi/4$ αλλά και $\pi/8$ είναι οι λιγότερο ευνοϊκές. Αυτή η ιεράρχηση προσφέρει μία σαφή, πρακτική οδηγία ρύθμισης της περιστροφής φάσης για ελάχιστο BER με δέκτες MRC καθώς και ZF σε περιβάλλοντα ISAC-NOMA.

5.3 Αξιολόγηση και σύγκριση αποτελεσμάτων μοντέλου

Αφού ολοκληρώθηκε η διαδικασία επιλογής της κατάλληλης γωνίας περιστροφής φάσης, ώστε να επιτυγχάνεται η βέλτιστη ισορροπία μεταξύ διαφοροποίησης συμβόλων και μέγιστης ευκλείδειας απόστασης στον αστερισμό διαμόρφωσης, το επόμενο βήμα αφορά την αξιολόγηση των δεκτών που χρησιμοποιούνται στο υπό μελέτη σύστημα. Σε αυτήν την ενότητα εξετάζεται η απόδοση διαφορετικών τεχνικών ανίχνευσης, με έμφαση στους δέκτες MRC καθώς και ZF σε σύστημα ISAC-NOMA. Μέσω της ανάλυσης και σύγκρισης των αποτελεσμάτων, προσδιορίζεται η καταλληλότερη επιλογή δέκτη για την συγκεκριμένη αρχιτεκτονική, λαμβάνοντας υπόψη παραμέτρους όπως το BER, η επίδραση των αποστάσεων των χρηστών αλλά και η αλληλοπαρεμβολή.

5.3.1 Αξιολόγηση δέκτη MRC και επίδραση απόστασης χρηστών

Ο δέκτης MRC εκμεταλλεύεται την πληροφορία πλάτους και φάσης των σημάτων από κάθε κεραία, εφαρμόζοντας βάρη ανάλογα με την ποιότητα του καναλιού, ώστε να μεγιστοποιεί τον λόγο σήματος προς τον θόρυβο στην έξοδο. Στο εξεταζόμενο διάγραμμα στο Σχήμα 15, όπου στο οριζόντιο άξονα απεικονίζεται η συνολική ισχύς επικοινωνίας, ενώ στον κατακόρυφο ο ρυθμός των σφαλμάτων bit (BER) σε λογαριθμική κλίμακα, αξιολογείται η επίδραση της απόστασης του δεύτερου χρήστη (d_2) σε σχέση με τον πρώτο χρήστη (d_1) ο οποίος έχει απόσταση από τον σταθμό βάσης (BS) σταθερά ίση με 30 m. Η ανάλυση εστιάζει στο πως αυτές οι αποστάσεις επηρεάζουν την απόδοση των δύο χρηστών στο πλαίσιο ενός Uplink συστήματος με MRC ανίχνευση και ακύρωση παρεμβολών με χρήση SIC.



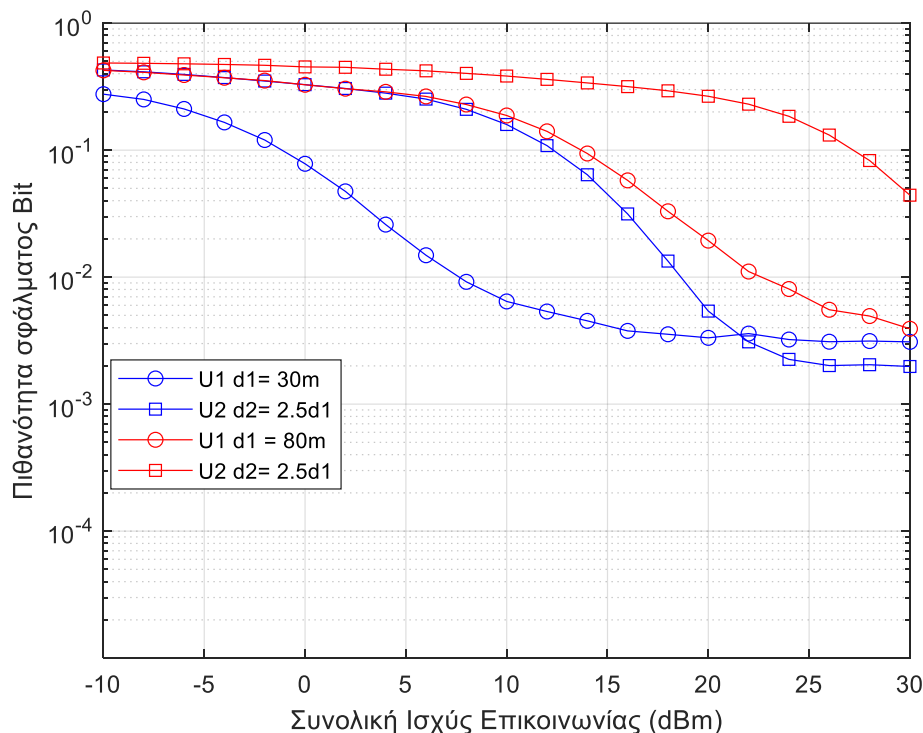
Σχήμα 15: Σύγκριση απόδοσης δέκτη MRC με πιθανότητα σφάλματος bit ως προς τη συνολική ισχύ επικοινωνίας με 5 κεραίες και ο πρώτος χρήστης τοποθετείται σταθερά σε απόσταση $d_1 = 30$ m ενώ ο δεύτερος τοποθετείται είτε σε απόσταση $d_2 = 3d_1$ (κόκκινες καμπύλες) είτε σε $d_2 = 2.5d_1$ (μπλε καμπύλες).

Για τον πρώτο χρήστη, η αύξηση της απόστασης του δεύτερου χρήστη από $d_2 = 2.5d_1$ σε $d_2 = 3d_1$ μειώνει την ισχύ του σήματος του δεύτερου χρήστη που φτάνει στον σταθμό βάσης με αποτέλεσμα να περιορίζει την παρεμβολή κατά την ανίχνευση του πρώτου χρήστη. Αυτό οδηγεί σε χαμηλότερο BER, κυρίως στις μεσαίες και υψηλές τιμές του P_{com} . Αντίθετα, για τον δεύτερο χρήστη, η επίδραση της απόστασης είναι πολύ πιο έντονη. Η μικρότερη απόσταση του δεύτερου χρήστη συνεπάγεται υψηλότερη ισχύ σήματος και συνεπώς καλύτερο SNR, γεγονός το οποίο μειώνει το BER ακόμη και υπό την παρουσία παρεμβολών από τον πρώτο χρήστη. Στο σενάριο με $d_2 = 3d_1$, η απόσταση είναι αρκετά μεγαλύτερη ώστε το λαμβανόμενο σήμα να αποδυναμώνεται σημαντικά, οδηγώντας σε επιδείνωση των επιδόσεων, ειδικά σε χαμηλές και μεσαίες τιμές P_{com} .

Επομένως, η επιλογή της απόστασης $d_2 = 2.5d_1$ προκύπτει ως η βέλτιστη ισορροπία μεταξύ των δύο χρηστών. Παρά το γεγονός ότι ο πρώτος χρήστης έχει ελαφρώς χειρότερες επιδόσεις σε σχέση με το $d_2 = 3d_1$, η σημαντική βελτίωση στον δεύτερο χρήστη καθιστά το συνολικό σύστημα πιο ισορροπημένο και αποδοτικό. Σε εφαρμογές όπου η δίκαιη κατανομή της ποιότητας την υπηρεσίας μεταξύ των χρηστών είναι κρίσιμη, η επιλογή αυτή εξασφαλίζει ότι κανένας χρήστης δεν υποβαθμίζεται υπερβολικά, ενώ το σύστημα συνολικά διατηρεί υψηλή απόδοση με τον MRC δεκτή.

5.3.2 Αξιολόγηση δέκτη MRC και επίδραση απόστασης πρώτου χρήστη

Αφού έχει καθοριστεί η σχέση απόστασης μεταξύ των δύο χρηστών με $d_2 = 2.5d_1$, το επόμενο βήμα είναι η διερεύνηση του πώς η ίδια η απόσταση του πρώτου χρήστη (d_1) από την κεραία επηρεάζει την απόδοση του συστήματος στο πλαίσιο ISAC-NOMA με χρήση δέκτη MRC. Η επίδοση του συστήματος μετράται μέσω του ρυθμού σφαλμάτων bit (BER) σε σχέση με την συνολική ισχύ επικοινωνίας (P_{com}), επιτρέποντας την άμεση σύγκριση των σεναρίων με $d_1=30$ m και $d_1=80$ m.



Σχήμα 16: Απόδοση δέκτη MRC με πιθανότητα σφάλματος bit ως προς τη συνολική ισχύ επικοινωνίας με 5 κεραίες και είτε ο πρώτος χρήστης έχει απόσταση από σταθμό βάσης $d_1 = 30$ m (κόκκινες καμπύλες) είτε $d_1 = 80$ m, με τον δεύτερο χρήστη σταθερά $d_2 = 2.5d_1$ (μπλε καμπύλες).

Στο εξεταζόμενο διάγραμμα, το οποίο φαίνεται στο Σχήμα 16, παρατηρείται ότι όταν ο πρώτος χρήστης βρίσκεται πιο κοντά στην κεραία ($d_1=30\text{m}$), επιτυγχάνει σημαντικά χαμηλότερες τιμές BER σε όλο το φάσμα των τιμών P_{com} σε σύγκριση με την περίπτωση 80m. Η διαφορά είναι ιδιαίτερα εμφανής στις χαμηλές και μεσαίες ισχύεις, όπου η εξασθένηση διάδοσης για την απόσταση των 80 μέτρων οδηγεί σε χαμηλότερο SNR και αυξημένο BER. Στις υψηλές ισχύεις, το BER για τα δύο σενάρια συγκλίνει περισσότερο, αν και το σενάριο των 30 μέτρων εξακολουθεί να υπερέχει. Η καλύτερη απόδοση του πρώτου χρήστη στο κοντινότερο σενάριο οφείλεται στην μικρότερη εξασθένηση σήματος και στην πιο αποτελεσματική εκμετάλλευση του MRC, όπου μπορεί να αποδώσει καλύτερα όταν το σήμα βάσης είναι ισχυρότερο.

Παρόμοια, για τον δεύτερο χρήστη, ο οποίος διατηρεί σταθερή αναλογία απόστασης $d_2 = 2.5d_1$, η αύξηση της απόστασης του πρώτου χρήστη δεν οδηγεί στην βελτίωση της απόδοσης του. Στην πραγματικότητα, το BER είναι επιδεινωμένο, καθ' όλη την διάρκεια της ισχύος. Αυτό δείχνει ότι η απόσταση του πρώτου χρήστη επηρεάζει ριζικά την απόδοση και του δεύτερου χρήστη, αφού καθώς αυξάνεται η απόσταση του πρώτου χρήστη, αυξάνεται αντίστοιχα και του δεύτερου, με αποτέλεσμα η εξασθένηση διάδοσης να είναι πολύ μεγαλύτερη για τον δεύτερο χρήστη. Έτσι, η επιλογή μεγαλύτερης απόστασης για τον πρώτο χρήστη δεν ευνοεί τον δεύτερο, αλλά αντίθετα επιδεινώνει και για του δύο την ποιότητα επικοινωνίας.

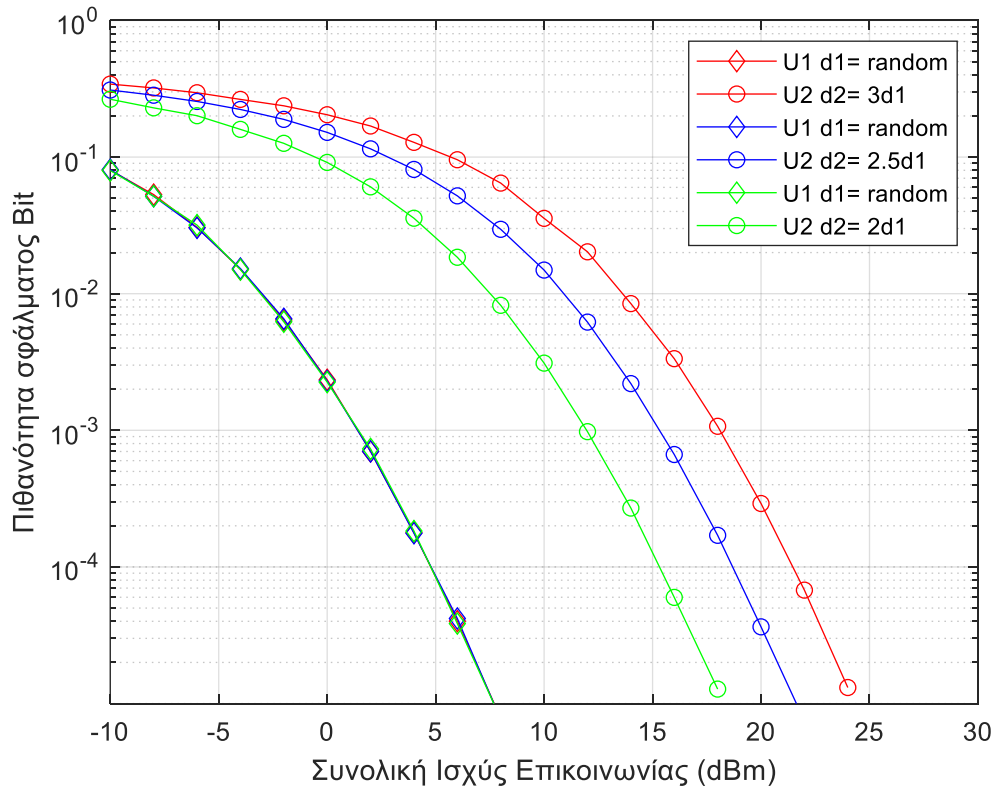
Συνοψίζοντας, η επιλογή μικρότερης απόστασης για τον πρώτο χρήστη ($d_1 = 30\text{ m}$) στο πλαίσιο $d_2 = 2.5d_1$ προσφέρει σαφές πλεονέκτημα από πλευράς BER και για τους δύο χρήστες. Η κοντινότερη θέση του πρώτου χρήστη εξασφαλίζει ισχυρότερο σήμα, υψηλότερο SNR και χαμηλότερα ποσοστά σφαλμάτων, συμβάλλοντας σε καλύτερη συνολική απόδοση του συστήματος. Επομένως, η διατήρηση του πρώτου χρήστη σε μικρότερη απόσταση από την κεραία αποτελεί στρατηγικά αποδοτική επιλογή στο σχεδιασμό ISAC-NOMA με MRC δέκτη.

5.3.3 Αξιολόγηση δέκτη ZF και επίδραση απόστασης χρηστών

Στο πλαίσιο αξιολόγησης του δέκτη ZF, εξετάζεται η απόδοση τους συστήματος σε τρία σενάρια διαφορετικών αποστάσεων μεταξύ χρηστών. Στο πρώτο σενάριο, η απόσταση του δεύτερου χρήστη από την κεραία είναι τριπλάσια της απόστασης του πρώτου ($d_2 = 3d_1$), ενώ στο δεύτερο σενάριο η αντίστοιχη αναλογία είναι $d_2 = 2.5d_1$, ενώ στην τρίτη περίπτωση ισχύει $d_2 = 2d_1$ και στις τρεις περιπτώσεις ισχύει ότι η θέση του πρώτου είναι τυχαία μεταξύ 30 και 80.

Η μέτρηση βασίζεται στο BER σε συνάρτηση με την συνολική ισχύ επικοινωνίας P_{com} και αξιολογεί την απόδοση και για τους δύο χρήστες, όπως φαίνεται στο Σχήμα 17. Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι και στα τρία σενάρια ο ZF επιτυγχάνει σημαντική μείωση του BER για τον δεύτερο χρήστη ενώ ο πρώτος λόγω της πλήρους γνώσης καταφέρνει να κάνει απαλοιφή όλων των παρεμβολών με αποτέλεσμα να έχει άριστη εικόνα και στις τρεις περιπτώσεις, εξαλείφοντας αποτελεσματικά την παρεμβολή μεταξύ τους. Στην περίπτωση όπου $d_2 = 3d_1$, η μεγαλύτερη απόσταση του δεύτερου χρήστη οδηγεί σε μεγαλύτερη εξασθένηση του σήματος, γεγονός το οποίο αυξάνει το BER του σε όλο το φάσμα ισχύος, ενώ ο πρώτος χρήστης, όντας πιο κοντά στην κεραία, επωφελείται από την αυξημένη ισχύ λήψης και εμφανίζει πολύ χαμηλές τιμές BER, προσεγγίζοντας ταχύτερα το μηδέν. Αντίθετα, στην περίπτωση $d_2 = 2.5d_1$, η μικρότερη απόσταση του δεύτερου χρήστη βελτιώνει αισθητά το BER του, ιδιαίτερα σε μεσαίες και υψηλές τιμές ισχύος, ενώ η επίδοση του πρώτου χρήστη παραμένει σταθερή λόγω της πλήρους και ακριβούς γνώσης του καναλιού από τον δέκτη ZF. Και στην τρίτη περίπτωση, παρατηρείται ότι ο πρώτος χρήστης παραμένει σταθερός, ενώ ο δεύτερος χρήστης μειώνεται ακόμη περισσότερο.

Η επιλογή της αναλογίας αποστάσεων επηρεάζει τον τρόπο με τον οποίο ο ZF κατανέμει τα οφέλη της ακύρωσης παρεμβολών μεταξύ χρηστών. Το σενάριο $d_2 = 3d_1$ μεγιστοποιεί την απόδοση του πρώτου χρήστη εις βάρος του δεύτερου, ενώ το $d_2 = 2.5d_1$ και $d_2 = 2d_1$ οδηγεί σε πιο ισορροπημένη κατανομή απόδοσης, με σημαντική βελτίωση για τον δεύτερο χρήστη και σταθερή εικόνα του πρώτου χρήστη.



Σχήμα 17: Απόδοση δέκτη ZF με πιθανότητα σφάλματος bit ως προς τη συνολική ισχύ επικοινωνίας με 5 κεραίες και ο πρώτος χρήστης έχει τυχαία απόσταση $d_1 \in [30,80]$, ενώ ο δεύτερος έχει απόσταση είτε $d_2 = 2.5d_1$ (μπλε καμπύλες), είτε $d_2 = 3d_1$ (κόκκινες καμπύλες), είτε $d_2 = 2d_1$ (πράσινες καμπύλες).

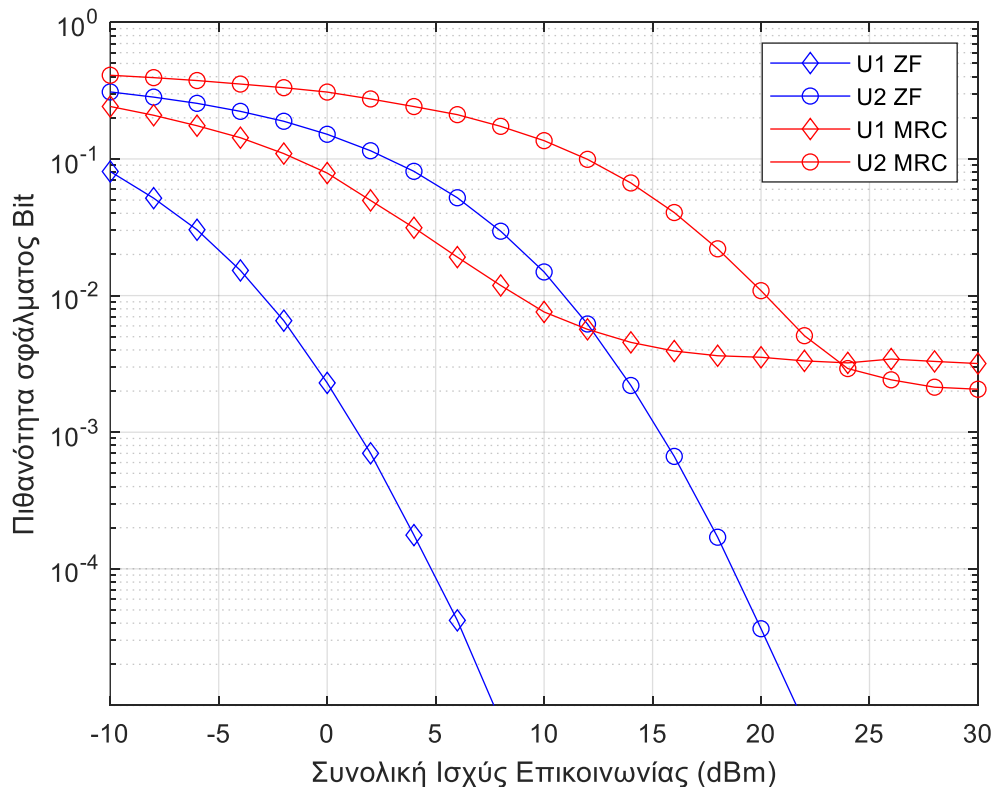
5.3.4 Σύγκριση δεκτών MRC και ZF για $d_2 = 2.5d_1$

Στο παρόν τμήμα αξιολογούνται και συγκρίνονται οι δέκτες MRC και ZF σε σενάριο ISAC-NOMA όπου η απόσταση του πρώτου χρήστη μεταβάλλεται τυχαία στο διάστημα $d_1 \in [30,80]$ m και η απόσταση του δεύτερου χρήστη ορίζεται ως $d_2 = 2.5d_1$. Η απόδοση αποτιμάται μέσω του BER ως συνάρτηση της συνολικής ισχύος επικοινωνίας στον οριζόντιο άξονα, επιτρέποντας την αξιολόγηση τόσο της συμπεριφοράς σε χαμηλές ισχύεις όσο και της συμπεριφοράς σε υψηλές ισχύεις. Η αναπαράσταση παρουσιάζεται στο Σχήμα 18.

Στον MRC δέκτη, το κύριο χαρακτηριστικό το οποίο αποδεικνύεται είναι η ύπαρξη error floor σε υψηλές τιμές P_{com} . Παρά την αξιοσημείωτη μείωση του BER όσο αυξάνεται η ισχύς, το ποσοστό σφαλμάτων σταθεροποιείται σε ένα συγκεκριμένο όριο, το οποίο οφείλεται στην υπολειπόμενη παρεμβολή μεταξύ των χρηστών και στην αδυναμία του MRC να την εξαλείψει πλήρως. Αυτό σημαίνει ότι ακόμη και με ιδανικές συνθήκες θορύβου, η απόδοση δεν μπορεί να βελτιωθεί πέρα από ένα συγκεκριμένο σημείο. Αντίθετα, ο ZF δέκτης επιτυγχάνει μηδενικό error floor σε υψηλές ισχύεις, καθώς

η βασική του αρχή είναι η ψευδοαντιστροφή του καναλιού ώστε να μηδενίζει την παρεμβολή μεταξύ των χρηστών. Με αυτόν τον τρόπο, όταν το SNR είναι επαρκώς υψηλό, το BER συνεχίζει να μειώνει και προσεγγίζει θεωρητικά το μηδέν. Για χαμηλές ισχύεις, έχει παρόμοια ή και ελάχιστα καλύτερη εικόνα από τον MRC. Έτσι, ο ZF εμφανίζει ίσο ή καλύτερο BER από χαμηλές έως και μεγάλες τιμές συνολικής ισχύος.

Συνολικά, τα αποτελέσματα δείχνουν ότι ο ZF προσφέρει ανώτερη απόδοση σε όλο το φάσμα ισχύος σε σχέση με τον MRC. Η δυνατότητα πλήρους ακύρωσης της παρεμβολής τον καθιστά ιδανικό για περιβάλλοντα ISAC-NOMA



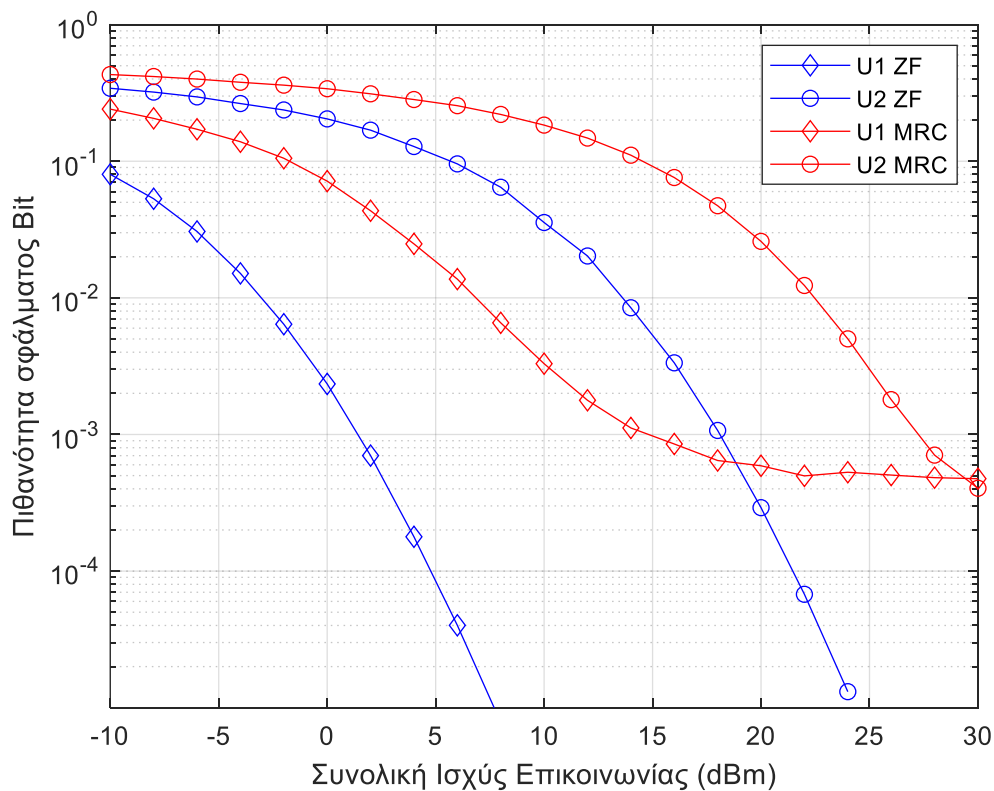
Σχήμα 18: Σύγκριση δεκτών MRC (κόκκινες καμπύλες) και ZF (μπλε καμπύλες) με πιθανότητα σφάλματος bit ως προς τη συνολική ισχύ επικοινωνίας με 5 κεραιές και ο πρώτος χρήστης έχει απόσταση $d_1 \in [30,80]$ από σταθμό βάσης, ενώ ο δεύτερος χρήστης έχει απόσταση για $d_2 = 2.5d_1$.

5.3.5 Σύγκριση δεκτών MRC και ZF για $d_2 = 3d_1$

Στο σενάριο όπου η απόσταση του πρώτου χρήστη (d_1) επιλέγεται τυχαία αλλά αυτήν την φορά η απόσταση του δεύτερου χρήστη ορίζεται ως $d_2 = 3d_1$, το σύστημα βρίσκεται αντιμέτωπο με έντονη ανισορροπία ισχύος λόγω της αυξημένης εξασθένησης διάδοσης του δεύτερου χρήστη. Η αξιολόγηση των δεκτών MRC και ZF με βάση BER σε συνάρτηση με την συνολική ισχύ, όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 19, επιτρέπει την αποτίμηση της αποτελεσματικότητάς τους σε συνθήκες όπου η παρεμβολή μεταξύ χρηστών παίζει κρίσιμο ρόλο.

Όπως και προηγουμένως ο δέκτης ZF εμφανίζει σαφή υπεροχή και για του δύο χρήστες. Η ικανότητά του να ψευδοαντιστρέφει το κανάλι και να ακυρώνει θεωρητικά πλήρως την αλληλοπαρεμβολή οδηγεί σε πολύ χαμηλότερα επίπεδα BER. Ο πρώτος χρήστης ωφελείται σημαντικά, καθώς απομονώνεται ταχύτερα και να φτάσει σε πολύ χαμηλές τιμές χωρίς να παρουσιάζει error floor.

Ο δεύτερος χρήστης επωφελείται ακόμη περισσότερο, καθώς η καταστολή της παρεμβολής από τον πρώτο χρήστη του επιτρέπει να βελτιώνει την απόδοση του σταθερά με την αύξηση του P_{com} . Αντίθετα ο MRC, αν και αξιοποιεί πλήρως τον διαφορισμό πολλαπλών κεραιών για μεγιστοποίηση του λόγου σήματος προς θόρυβο, δεν έχει την δυνατότητα να μηδενίζει την παρεμβολή μεταξύ χρηστών. Ως αποτέλεσμα, ο δεύτερος χρήστης παραμένει περιορισμένος από την παρεμβολή του πρώτου και εμφανίζει υψηλότερο BER, σε όλα τα επίπεδα την συνολικής ισχύος. Ο πρώτος χρήστης επηρεάζεται λιγότερο, αλλά και πάλι το BER του σταθεροποιείται σε error floor για υψηλό P_{com} , καθώς η παρεμβολή δεν εξαλείφεται πλήρως. Για την περίπτωση του τυχαίου d_1 λοιπόν και $d_2 = 3d_1$, ο ZF συνεχίζει να αποτελεί την προτιμώμενη επιλογή δέκτη.



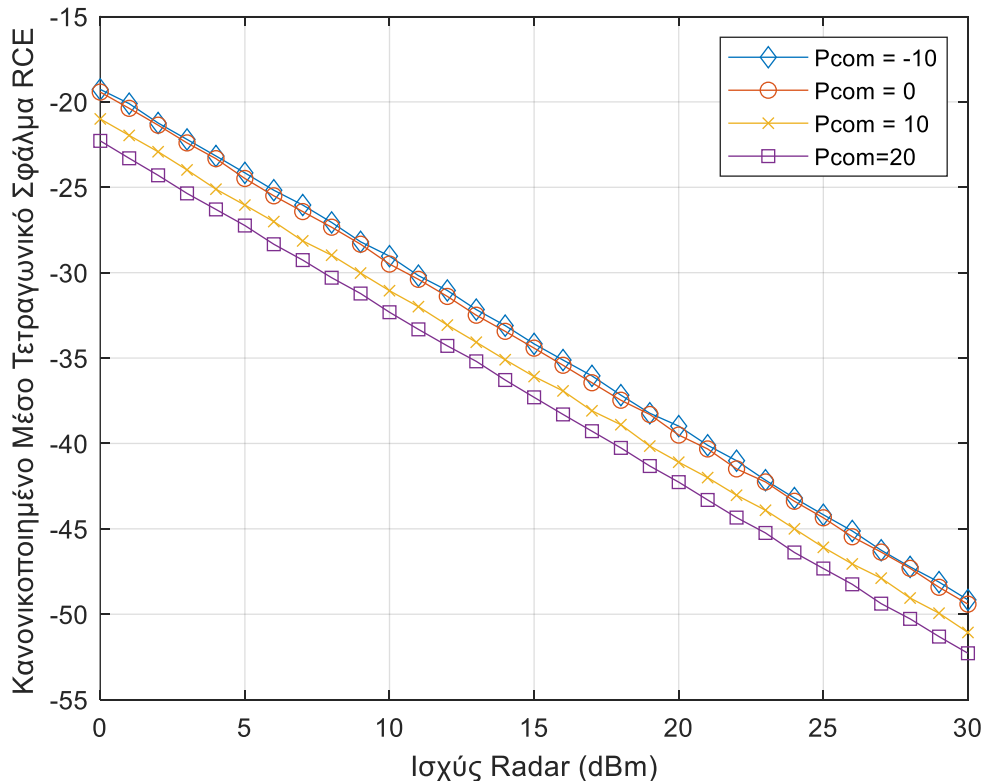
Σχήμα 19: Σύγκριση δεκτών MRC (κόκκινες καμπύλες) και ZF (μπλε καμπύλες) με πιθανότητα σφάλματος bit ως προς τη συνολική ισχύ επικοινωνίας με 5 κεραιές και ο πρώτος χρήστης έχει απόσταση $d_1 \in [30,80]$ από σταθμό βάσης, ενώ ο δεύτερος χρήστης έχει απόσταση για $d_2 = 3d_1$.

Προσφέρει δραστική μείωση του BER και για τους δύο χρήστες, εξαλείφοντας την αλληλοπαρεμβολή και επιτυγχάνοντας συνεχή βελτίωση της απόδοσης χωρίς error floor. Ο MRC, αν και πιο απλός υπολογιστικά, υπολείπεται σημαντικά σε περιβάλλοντα με έντονη ανισορροπία ισχύος. Για απαιτητικές εφαρμογές λοιπόν, όπου η απόδοση και για τους δύο χρήστες είναι κρίσιμη, ο ZF αποτελεί την βέλτιστη λύση.

5.3.6 Αξιολόγηση ακρίβειας εκτίμησης καναλιού ραντάρ

Στο πλαίσιο του συστήματος ISAC-NOMA με δέκτη ZF, η ακρίβεια εκτίμησης του καναλιού ραντάρ (RCE) αποτελεί κρίσιμο παράγοντα για την συνολική απόδοση, καθώς επηρεάζει άμεσα τόσο την ποιότητα επικοινωνίας όσο και την ακρίβεια ανίχνευσης στόχων. Η αξιολόγηση βασίστηκε στην μέτρηση του λόγου μέσου κανονικοποιημένου τετραγωνικού σφάλματος (NMSE) ως προς την ισχύ εκπομπής του ραντάρ (P_{rad}) για διαφορετικά επίπεδα ισχύος επικοινωνίας (P_{com}).

Η ανάλυση του διαγράμματος δείχνει ότι ανεξαρτήτως του επιπέδου P_{com} , η αύξηση του P_{rad} οδηγεί σε σταθερή γραμμική βελτίωση του NMSE, γεγονός το οποίο υποδηλώνει πιο ακριβή εκτίμηση του καναλιού ραντάρ. Για χαμηλές τιμές P_{rad} , το σφάλμα παραμένει σχετικά υψηλό, το οποίο σημαίνει ότι η εκτίμηση επηρεάζεται έντονα από τον θόρυβο. Ωστόσο, όσο η ισχύς ραντάρ αυξάνεται, το NMSE μειώνεται σημαντικά, προσεγγίζοντας τιμές κάτω από -50dB για $P_{rad} \approx 30\text{dB}$, ειδικά στα σενάρια με υψηλότερο P_{com} . Παρατηρείται επίσης ότι η αύξηση του P_{com} , από -10 έως 20dB , μετατοπίζει ολόκληρη την καμπύλη προς χαμηλότερες τιμές NMSE, γεγονός το οποίο δείχνει ότι η ισχυρότερη επικοινωνιακή ισχύς συνεισφέρει θετικά στη διαδικασία εκτίμησης του καναλιού ραντάρ.



Σχήμα 20: Αξιολόγηση NMSE εκτίμησης καναλιού ραντάρ ως συνάρτηση της ισχύος ραντάρ για διαφορετικές τιμές συνολικής ισχύος επικοινωνίας για -10dB , 0dB , 10dB και 20dB .

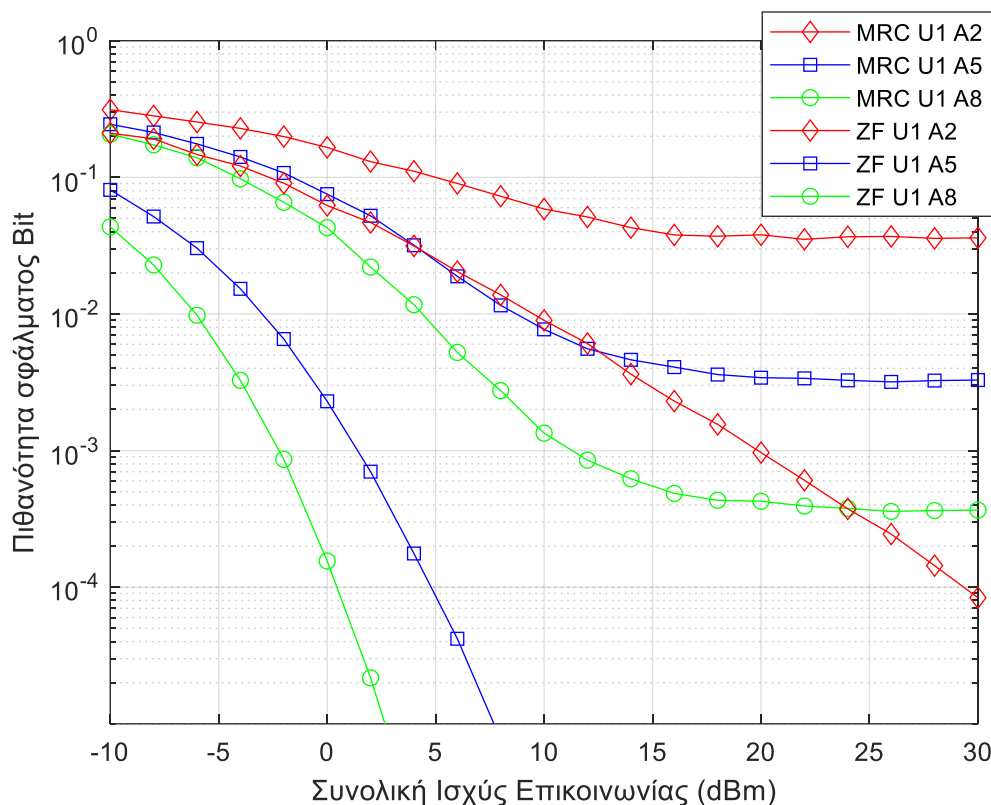
Συμπερασματικά, ο δέκτης ZF επιτυγχάνει ιδιαίτερα ακριβή εκτίμηση καναλιού ραντάρ όταν συνδυάζει υψηλή ισχύς P_{rad} με επαρκή ισχύ επικοινωνίας P_{com} . Η παράλληλη αύξηση και των δύο παραμέτρων οδηγεί σε σημαντική μείωση του NMSE, ενώ για εφαρμογές όπου δεν είναι εφικτή η υψηλή P_{rad} , η ενίσχυση του P_{com} μπορεί να λειτουργήσει ως συμπληρωματικός μηχανισμός βελτίωσης της εκτίμησης.

5.3.7 Σύγκριση δεκτών MRC και ZF για διαφορετικό μέγεθος κεραιών

Στο πλαίσιο ενός συστήματος ISAC-NOMA, συγκρίνουμε του γραμμικούς δέκτες MRC και ZF για διαφορετικό πλήθος κεραιών ($A=2, 5$ και 8) και ο πρώτος χρήστης έχει απόσταση από τον σταθμό βάσης τυχαία $d_1 \in [30,80]$, ενώ ο δεύτερος έχει απόσταση $d_2 = 2.5d_1$. όπως φαίνεται στο Σχήμα 21 για τον πρώτο χρήστη και Σχήμα 22 για τον δεύτερο χρήστη. Ο οριζόντιος άξονας είναι η συνολική επικοινωνιακή ισχύς P_{com} και ο κατακόρυφος το BER για δύο χρήστες (U_1 και U_2). Για τα τρία διαγράμματα η βασική εικόνα είναι συνεπής με την θεωρία, δηλαδή παρατηρείται ότι ο MRC δεν

καταστέλλει ρητά την παρεμβολή από τους υπόλοιπους, ενώ ο ZF μηδενίζει την παρεμβολή μεταξύ χρηστών εις βάρος όμως την ενίσχυσης του θορύβου όταν οι κεραιές του καναλιού δεν επαρκούν.

Για $A = 2$ όπως φαίνεται στο Σχήμα 21, όπου το σύστημα είναι περιορισμένο ως προς τους βαθμούς ελευθερίας, ο MRC εμφανίζει μικρή πτώση BER καθώς αυξάνεται το P_{com} , αλλά οδηγείται σε εμφανές error floor πολύ γρήγορα, επειδή η παρεμβολή δεν μπορεί να απομακρυνθεί. Ο ZF, παρότι αρχικά επιβαρύνεται από ενίσχυση θορύβου και στις πολύ χαμηλές ισχύεις, καθώς όμως αυξάνεται το P_{com} αποκτά σαφές πλεονέκτημα. Η κλίση γίνεται πολύ πιο απότομη και το BER μειώνεται ταχύτερα από του MRC. Η διαφορά μεταξύ των χρηστών παραμένει αισθητή και στους δύο δέκτες, με τον απομακρυσμένο χρήστη να υστερεί λόγω χειρότερης απώλειας καναλιού. Ο ZF μειώνει την διαφορά αλλά δεν της εξαλείφει πλήρως όταν οι κεραιές είναι λίγες.



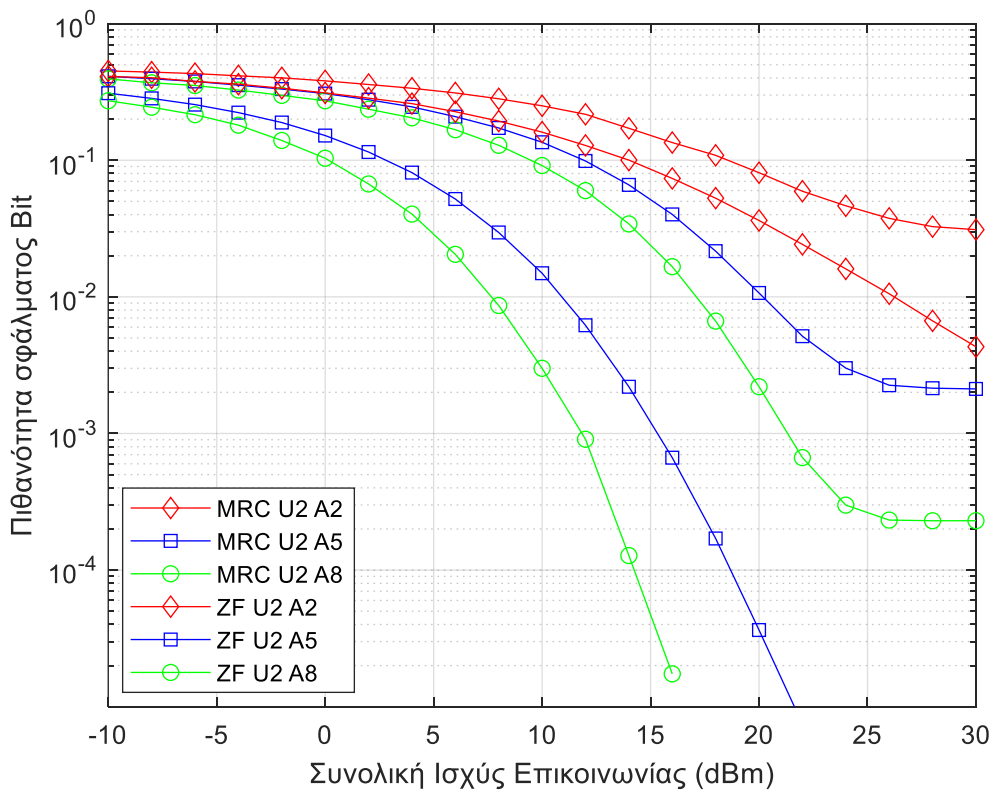
Σχήμα 21: Αξιολόγηση πιθανότητας σφάλματος bit ως προς την συνολική ισχύς επικοινωνίας για τον πρώτο χρήστη U1 για δέκτες MRC και ZF για 2 κεραιές (κόκκινες καμπύλες), 5 κεραιές (μπλε καμπύλες) και 8 κεραιές (πράσινες καμπύλες).

Για $A = 5$, η αύξηση των κεραιών αλλάζει δραστικά το τοπίο. Ο MRC ωφελείται από το επιπλέον κέρδος συστοιχίας και το error floor υποχωρεί, όμως εξακολουθεί να φαίνεται σε μεσαίες ισχύεις. Ο ZF αντιθέτως, εκμεταλλεύεται τους επιπλέον βαθμούς ελευθερίας για να χρησιμοποιήσει καλύτερα την ορθογωνικότητα των καναλιών. Το BER πέφτει κατά τάξεις μεγέθους και η καμπύλη γίνεται πολύ πιο απότομη. Το σημείο όπου ο ZF ξεπερνά καθαρά τον MRC μετακινείται προς χαμηλότερη P_{com} σε σχέση με την πρώτη περίπτωση ($A = 2$). Η ανισορροπία μεταξύ των χρηστών συρρικνώνεται περαιτέρω, κάτι το οποίο δείχνει ότι με περισσότερες κεραιές ο ZF εξισορροπεί πιο αποτελεσματικά τις παρεμβολές.

Για $A = 8$, το πλεονέκτημα του ZF είναι πλέον προφανές σχεδόν σε όλο το εύρος P_{com} , όπως φαίνεται και στο Σχήμα 21. Οι καμπύλες ZF κατέρχονται απότομα και φτάνουν σε πολύ χαμηλά BER

χωρίς εμφανές floor, γεγονός το οποίο υποδηλώνει ουσιαστική εξάλειψη της παρεμβολής μεταξύ χρηστών και μικρό πλέον κόστος από ενίσχυση θορύβου. Ο MRC συνεχίζει να βελτιώνεται χάρη στο μεγάλο κέρδος συστοιχίας, όμως η κλίση παραμένει ηπιότερη και ένα μικρό υπολειμματικό error floor εξακολουθεί να υπάρχει. Η διαφορά μεταξύ χρηστών μειώνεται στον ZF, επιβεβαιώνοντας ότι όταν οι κεραιές υπερκαλύπτουν τον αριθμό χρηστών, ο ZF τείνει να δίνει πιο καλή απόδοση

Συνολικά, με μικρό αριθμό κεραιών ο MRC παρεμποδίζεται από παρεμβολή, ενώ ο ZF αποδίδει καλύτερα από μέτρια P_{com} και πάνω. Με μεσαίες διαστάσεις κεραιών ο ZF γίνεται ξεκάθαρα προτιμότερος στο μεγαλύτερο μέρος του εύρους ισχύος και τέλος με μεγάλο αριθμό κεραιών ο ZF κυριαρχεί, επειδή η ενίσχυση θορύβου μειώνεται και η ακύρωση παρεμβολής γίνεται σχεδόν πλήρης.



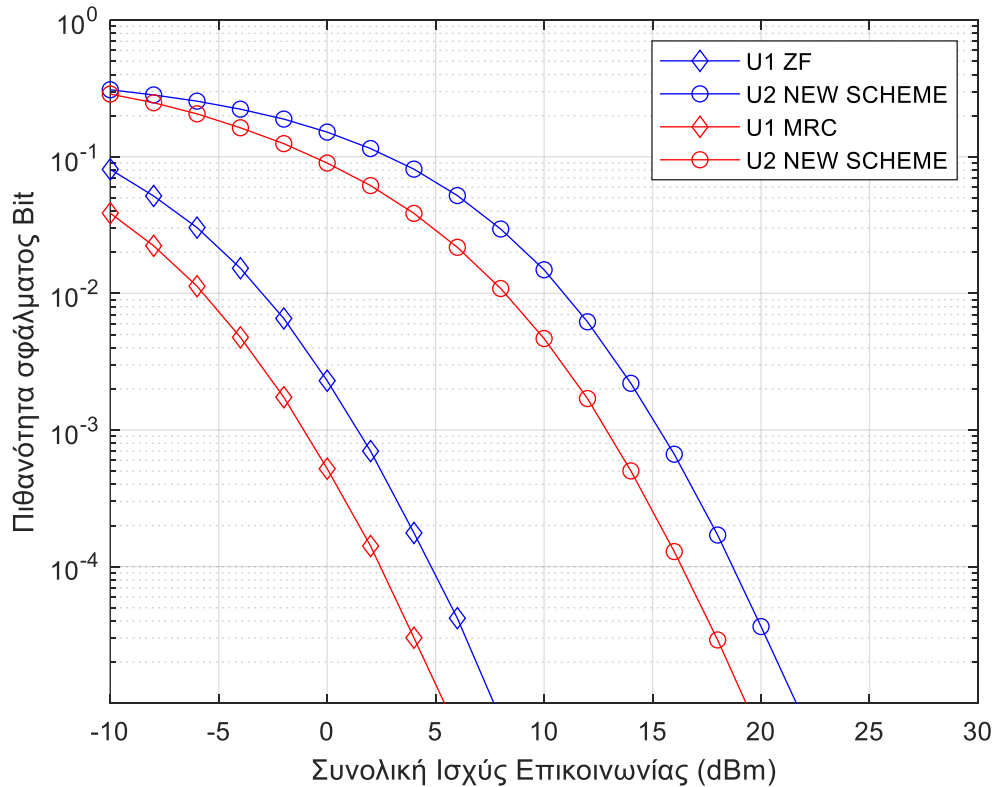
Σχήμα 22: Αξιολόγηση πιθανότητας σφάλματος bit ως προς την συνολική ισχύς επικοινωνίας για τον δεύτερο χρήστη U2 για δέκτες MRC και ZF για 2 κεραιές (κόκκινες καμπύλες), 5 κεραιές (μπλε καμπύλες) και 8 κεραιές (πράσινες καμπύλες).

5.3.8 Σύγκριση συστήματος με διαφορετικό αστερισμό

Η παρούσα υποενότητα εξετάζει την επίδραση της οργάνωσης εκπομπής στην αξιοπιστία επικοινωνίας ενός συστήματος ISAC-NOMA με δέκτη ZF και 5 κεραιές και ο πρώτος χρήστης έχει απόσταση από τον σταθμό βάσης τυχαία $d_1 \in [30,80]$, ενώ ο δεύτερος έχει απόσταση $d_2 = 2.5d_1$. Συγκρίνονται δύο σχήματα υπό τις ίδιες παραμέτρους, όπου το πρώτο σχήμα περιστρέφει τα σύμβολα στην δεύτερη περίοδο, ενώ το δεύτερο σχήμα διαχωρίζει τα σύμβολα σε διαδοχικές περιόδους, ενώ και τα δύο σχήματα κάνουν αντιστροφή πολικότητας για το σήμα ραντάρ. Η αξιολόγηση γίνεται με καμπύλες πιθανότητας σφάλματος bit (BER) ως προς την συνολική ισχύ επικοινωνίας για του δύο χρήστες όπως φαίνεται στο Σχήμα 23.

Παρατηρείται ότι το νέο σχήμα βρίσκεται συστηματικά, δηλαδή και για του δύο χρήστες, χαμηλότερα από το άλλο σχήμα, δηλώνοντας μικρότερο BER για την ίδια συνολική ισχύ επικοινωνίας.

Η βελτίωση είναι εντονότερη στον δυσμενή δεύτερη χρήστη, καθώς ο διαχωρισμός βελτιώνει την κατάσταση του συστήματος και μειώνει τις παρεμβολές. Έτσι το νέο σχήμα προσφέρει χαμηλότερο BER χωρίς πρόσθετο φασματικό ή ενεργειακό κόστος, υπό την προϋπόθεση ότι το κανάλι παραμένει σταθερό εντός τους διαστήματος $2T$.



Σχήμα 23: Σύγκριση πιθανότητας σφάλματος bit ως προς συνολική ισχύ επικοινωνίας με πρώτο χρήστη να έχει απόσταση από σταθμό βάσης $d_1 \in [30,80]$ και η απόσταση του δεύτερου χρήστη είναι $d_2 = 2.5d_1$, με δέκτη ZF και 5 κεραιές. Γίνεται σύγκριση του σχήματος με περιστροφή φάσης στην δεύτερη περίοδο (μπλε καμπύλες) και του νέου σχήματος με διαχωρισμό πραγματικών και φανταστικών συμβόλων σε δύο διαδοχικές περιόδους (κόκκινες καμπύλες).

5.4 Σύνοψη κεφαλαίου

Ανακεφαλαιώνοντας, το παρόν κεφάλαιο παρουσίασε την αξιολόγηση του συστήματος ISAC-NOMA σε Άνω Ζεύξη, όπου δύο χρήστες επικοινωνούν ταυτόχρονα με τον σταθμό βάσης ενώ παράλληλα λειτουργεί και για ανίχνευση στόχου. Το κανάλι επικοινωνίας μοντελοποιήθηκε με διάδοση Rayleigh και τυχαία απόσταση του πρώτου χρήστη από 30 – 80 m, ενώ η απόσταση του δεύτερου χρήστη ορίστηκε ως πολλαπλάσιο του πρώτου (2.5 ή 3), ώστε να αναπαρασταθεί η διαφορά ισχύος του καναλιού. Αρχικά, εξετάστηκε η περιστροφή φάσης ως μηχανισμός μείωσης της αβεβαιότητας ανίχνευσης, όπου η γωνία $\pi/6$ αναδείχθηκε ως η βέλτιστη, προσφέροντας το καλύτερο συμβιβασμό μεταξύ διαφοροποίησης συμβόλων και διατήρησης μεγάλης ευκλείδειας απόστασης στον αστερισμό διαμόρφωσης, μειώνοντας σημαντικά το BER. Η αξιολόγηση του MRC έδειξε ότι η μικρότερη απόσταση του πρώτου χρήστη βελτιώνει το BER και των δύο χρηστών, ενώ η αναλογία $d_2 = 2.5d_1$ προσφέρει καλύτερη ισορροπία μεταξύ τους σε σχέση με το $d_2 = 3d_1$, όπου ο δεύτερος χρήστης υποβαθμίζεται έντονα. Ο MRC εμφανίζει error floor σε υψηλή ισχύ λόγω υπολειπόμενης παρεμβολής. Η σύγκριση MRC και ZF ως υπερέχουσα επιλογή, καθώς μέσω ψευδοαντιστροφής του καναλιού εξαλείφει πλήρως την αλληλοπαρεμβολή, αποφεύγει το error floor και επιτυγχάνει χαμηλότερο BER σε

όλο το φάσμα ισχύος. Για $d_2 = 3d_1$ μεγιστοποιεί την απόδοση του πρώτου χρήστη αλλά εις βάρος του δεύτερου, ενώ για $d_2 = 2.5d_1$, η απόδοση κατανέμεται πιο ισορροπημένα. Η σύγκριση MRC και ZF ως προς το μέγεθος κεραιών έδειξε ότι το σύστημα για μικρό αριθμό κεραιών και στις δύο περιπτώσεις έχει πολύ κακή εικόνα, ενώ με την αύξηση των κεραιών, ο ZF επιτυγχάνει πολύ χαμηλά BER και στα δύο σχήματα οργάνωσης συμβόλων, ενώ ο MRC αν και η εικόνα του βελτιώνεται, διατηρεί ένα error floor. Τέλος, η αξιολόγηση της ακρίβειας εκτίμησης καναλιού ραντάρ (RCE) με χρήση του ZF έδειξε ότι η αύξηση του P_{rad} μειώνει σταθερά το NMSE, βελτιώνοντας την ακρίβεια εκτίμησης, ενώ υψηλότερο p_{com} ενισχύει περαιτέρω την απόδοση. Συνδυαστικά, υψηλή ισχύς επικοινωνίας και ραντάρ οδηγούν σε ιδιαίτερα χαμηλό NMSE. Συνολικά, ο ZF αναδεικνύεται ως η πλέον κατάλληλη επιλογή δέκτη για το εξεταζόμενο σύστημα ISAC-NOMA, ειδικά σε απαιτητικά περιβάλλοντα, ενώ η συνδυαστική ρύθμιση παραμέτρων, όπως η γωνία περιστροφής και τα επίπεδα ισχύος, βελτιστοποιεί ταυτόχρονα την απόδοση της επικοινωνίας και του ραντάρ.

Κεφάλαιο 6ο: Σύνοψη και συμπεράσματα

6.1 Σύνοψη και συμπεράσματα

Η παρούσα διπλωματική εργασία ασχολήθηκε με την μελέτη και αξιολόγηση ενός συστήματος Ενοποιημένης Ανίχνευσης και Επικοινωνίας (ISAC) σε συνδυασμό με Μη-Ορθογωνική Πολλαπλή Πρόσβαση (NOMA) σε περιβάλλον Άνω ζεύξης. Το σύστημα αυτό περιλαμβάνει δύο χρήστες οι οποίοι εκπέμπουν ταυτόχρονα, ενώ ο σταθμός βάσης λαμβάνει ταυτόχρονα και σήμα ραντάρ. Για την αποφυγή της αμοισημίας, το σήμα ραντάρ μεταδίδεται με αντιστροφή πολικότητας στην δεύτερη περίοδο ώστε να μειώνονται οι παρεμβολές και να επιφέρει καλύτερη λήψη στο επικοινωνιακό σήμα, ενώ ταυτόχρονα προστίθεται μία επιπλέον ελεγχόμενη περιστροφή φάσης στο σήμα των χρηστών στην δεύτερη περίοδο για την αποφυγή παρεμβολών μεταξύ χρηστών. Το θεωρητικό πλαίσιο εστίασε στην αρχιτεκτονική αυτή, στην λειτουργία των δεκτών Maximum Ratio Combining (MRC) και Zero Forcing (ZF), καθώς και την έννοια της περιστροφής φάσης (phase rotation), όπου γίνεται περιστροφή φάσης των διαδοχικών συμβόλων, ως μέθοδο βελτίωσης της απόδοσης σε συνθήκες παρεμβολής και κοινού φάσματος επικοινωνίας.

Η μεθοδολογία βασίστηκε στην ανάπτυξη προσομοιώσεων με ρεαλιστικές παραμέτρους καναλιού, οι οποίες περιλάμβαναν Rayleigh Fading, εξασθένηση λόγω απόστασης, τυχαία τοποθέτηση των χρηστών και δυναμική προσαρμογή της ισχύος εκπομπής. Η δομή του συστήματος περιλάμβανε δύο χρήστες με προκαθορισμένες αναλογίες αποστάσεων, καθώς και λειτουργία ραντάρ με μεταβλητή ισχύ εκπομπής. Οι μετρικές αξιολόγησης που χρησιμοποιήθηκαν ήταν ο Ρυθμός Σφαλμάτων Bit (BER) για την επικοινωνία και το Κανονικοποιημένο Μέσο Τετραγωνικό Σφάλμα (NMSE) της Εκτίμησης του Καναλιού Ραντάρ (RCE). Η ανάλυση της περιστροφής φάσης έδειξε ότι η γωνία $\pi/6$ είναι η βέλτιστη επιλογή, καθώς εξασφαλίζει ισορροπία ανάμεσα στη διαφοροποίηση των συμβόλων και στην διατήρηση ικανοποιητικής ευκλείδειας απόστασης, ενώ η σύγκριση των δεκτών ανέδειξε σαφή την υπεροχή του ZF, ο οποίος εμφανίζει καλύτερη απόδοση σε όλο το φάσμα της ισχύος. Στο σκέλος του ραντάρ, η αξιολόγηση RCE έδειξε ότι η αύξηση της ισχύος εκπομπής ραντάρ και επικοινωνίας οδηγεί σε σημαντική μείωση του NMSE, βελτιώνοντας την ακρίβεια εκτίμησης καναλιού. Τέλος, γίνεται αξιολόγηση και σύγκριση ενός νέου σχήματος όπου διαχωρίζει τα πραγματικά και τα φανταστικά σύμβολα σε δύο διαδοχικές περιόδους με τον δέκτη ZF, το οποίο φαίνεται να έχει καλύτερη συμπεριφορά από το άλλο σχήμα οργάνωσης συμβόλων. Συνολικά, τα αποτελέσματα καταδεικνύουν ότι για βέλτιστη απόδοση σε περιβάλλοντα ISAC-NOMA προτείνεται χρήση γωνίας περιστροφής $\pi/6$, εφαρμογή δέκτη ZF για αποδοτική καταστολή παρεμβολής, επιλογή αναλογίας αποστάσεων όπου εξασφαλίζει την ισορροπία μεταξύ χρηστών και επαρκής ισχύς ραντάρ και επικοινωνίας για ακριβή εκτίμηση καναλιού ραντάρ.

Οι παρατηρήσεις αυτές μπορούν να καθοδηγήσουν τον σχεδιασμό μελλοντικών ISAC-NOMA συστημάτων και να αποτελέσουν βάση για περαιτέρω έρευνα, όπως η διερεύνηση προσαρμοστικών δεκτών ή η βελτιστοποίηση της κατανομής ισχύος με κριτήριο πολλαπλές μετρικές απόδοσης.

6.2 Προτάσεις βελτίωσης

Η παρούσα διπλωματική ανέδειξε ότι η απόδοση του συστήματος ISAC-NOMA σε αρχιτεκτονική Άνω Ζεύξης επηρεάζεται καθοριστικά από παραμέτρους όπως η γωνία περιστροφής φάσης, οι αποστάσεις των χρηστών και επιλογή δέκτη. Με βάση τα αποτελέσματα, διατυπώνονται

ορισμένες προτάσεις που μπορούν να συμβάλουν στην βελτίωση της απόδοσης, τόσο σε επίπεδο επικοινωνία όσο και ανίχνευσης.

Μία πρώτη κατεύθυνση είναι η υιοθέτηση προσαρμοστικών τεχνικών περιστροφής φάσης (adaptive phase rotation), όπου η βέλτιστη γωνία δεν παραμένει σταθερή αλλά προσαρμόζεται δυναμικά ανάλογα με τις στιγμιαίες συνθήκες καναλιού και το SNR [37], [43]. Τεχνικές μηχανικής μάθησης μπορούν να αξιοποιηθούν για την πρόβλεψη της κατάλληλης γωνίας, μεγιστοποιώντας την ελάχιστη ευκλείδεια απόσταση μεταξύ των συνδυασμένων συμβόλων και μειώνοντας την πιθανότητα αμφισημιών [39]. Σχετικά με την επιλογή δέκτη, τα ευρήματα έδειξαν ότι ο ZF υπερέχει στην πλήρη ακύρωση παρεμβολή, αλλά εμφανίζει μειονεκτήματα σε περιπτώσεις καναλιών με ενίσχυση θορύβου. Ένα υβριδικό σχήμα ανίχνευσης, το οποίο συνδυάζει MRC αλλά και ZF ανάλογα με το τρέχον SNR και την αναλογία αποστάσεων, θα μπορούσε να επιτύχει βελτιστοποιημένη απόδοση [39], [40]. Σε χαμηλό SNR θα μπορούσε να επιλέγεται MRC για καλύτερη ανθεκτικότητα στον θόρυβο, ενώ σε υψηλό SNR να εφαρμόζεται ZF για πλήρη καταστολή της παρεμβολής. Η βελτιστοποίηση της κατανομής ισχύος ανάμεσα στους χρήστες είναι ένας ακόμη κρίσιμος παράγοντας. Αντί για ισομερή κατανομή, η ισχύς θα μπορούσε να ρυθμίζεται δυναμικά με στόχο την μείωση του BER για τον ασθενέστερο χρήστη χωρίς να υποβαθμίζεται υπερβολικά ο ισχυρότερος. Η χρήση αλγορίθμων βελτιστοποίησης όπως η convex optimization μπορεί να οδηγήσει σε αποδοτικές λύσεις [19], [26]. Η αξιοπιστία της εκτίμησης καναλιού ραντάρ (RCE) μπορεί επίσης να ενισχυθεί μέσω προηγμένων τεχνικών φιλτραρίσματος, όπως Kalman Filters, οι οποίες είναι ικανές να συνδυάζουν πληροφορίες από πολλαπλές περιόδους εκπομπής και να μειώνουν την επίδραση του θορύβου [37]. Επίσης, η ταυτόχρονη βελτιστοποίηση των ισχύων επικοινωνίας και ραντάρ, αντί της ανεξάρτητης ρύθμισής τους, μπορεί να οδηγήσει σε καλύτερη συνολική απόδοση ISAC. Τέλος, η εισαγωγή των ευφών αναδιαμορφώσιμων επιφανειών θα μπορούσε να προσφέρει δυναμικό έλεγχο της διάδοσης, αυξάνοντας το SNR και μειώνοντας την αλληλεπίδραση. Οι RIS μπορούν να προσαρμόσουν την κατευθυντικότητα και την φασική απόκριση του περιβάλλοντος καναλιού, κάτι το οποίο είναι ιδιαίτερα χρήσιμο σε ISAC σενάρια όπου απαιτείται βέλτιστη ταυτόχρονη υποστήριξη επικοινωνίας και ανίχνευσης [29], [33].

Συμπερασματικά, η βελτίωση του ISAC-NOMA απαιτεί συνδυασμό τεχνικών όπου εκτείνονται από την σχεδίαση κυματομορφής και την κατανομή ισχύος όσο και την επεξεργασία σήματος (π.χ. adaptive phase rotation, machine learning). Η ενσωμάτωση αυτών των μεθόδων σε ένα ενιαίο πλαίσιο ελέγχου θα μπορούσε να μεγιστοποιήσει την απόδοση και να κάνει το σύστημα πιο ευέλικτο στις μεταβαλλόμενες συνθήκες του καναλιού.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Φ. Κωνσταντίνου, Α. Κανάτας και Γ. Πάντος, *Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών*, 2^η Έκδοση, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 2013.
- [2] A. Tanenbaum, D. Wetherall and N. Feamster, *Δίκτυα Υπολογιστών*, 6η Έκδοση, Εκδόσεις Κλειδάριθμος, 2021.
- [3] S. Sesia, I. Toufik and M. Baker, *LTE – The UMTS Long Term Evaluation*, 2nd Edition, Wiley, 2011.
- [4] H. Holma and A. Toskala, *LTE for UMTS Evolution to LTE – Advanced*, Wiley, 2nd Edition, 2011.
- [5] X. Lin and N. Lee, *5G and Beyond: Fundamentals and Standards*, Springer Nature, 2021.
- [6] Y. Yang, J. Xu, C. Wang and G. Shi, *5G Wireless Systems: Simulation and Evaluation Techniques*, Springer Nature, 2018.
- [7] C.D. Alwis, A. Kalla, Q. Pham, P. Kumar, K. Dev, W. Hwang and M. Liyanage, “Survey on 6G Frontiers: Trends, Applications, Requirements, Technologies and Future Research,” *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 2, pp. 836-886, 2021.
- [8] X. Shen, J. Gao, M. Li, C. Zhou, S. Hu, M. He and W. Zhuang, “Toward Immersive Communications in 6G,” *Frontiers in Computer Science*, vol. 4, 2023.
- [9] W. Jiang, B Han, M. Habibi and H. Schotten, “The Road Towards 6G: A Comprehensive Survey,” *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 2, pp. 334-366, 2021.
- [10] Nokia, “6G Explained,” [Online]. Available: <https://www.nokia.com>
- [11] T. Sarkar and M. Palma, “A History of the Evolution of RADAR,” Proceedings of the 44th European Microwave Conference, 2014.
- [12] M. Guarnieri, “The Early History of Radar,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 4, Issue 3, pp. 36-42, 2010.
- [13] T. Sarkar, M. Palma and E. Mokole, “Echoing Across the Years: A History of Early Radar Evolution,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 17, Issue 10, pp. 46-60, 2016.
- [14] F. Liu, L. Zheng, Y. Cui, C. Masouros, A. Petropulu, H. Griffiths and Y. Eldar, “Seventy Years of Radar and Communications: The Road from Separation to Integration,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 40, Issue 5, pp. 106-121, 2023.
- [15] Y. Chan and V. Koo, “An Introduction to Synthetic Aperture Radar (SAR),” *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 2, 2008.
- [16] Hakimi, D. Galappaththige, C. Tellambura, “A Roadmap for NF-ISAC in 6G: A Comprehensive Overview and Tutorial,” *Entropy*, 2024.
- [17] S. Aldirmaz, M. Namdar, A. Basgumus, S. Ozyurt, S. Kulac, N. Calik, M. Yazici, A. Serbes and L. Durak, “A Comprehensive Review on ISAC for 6G: Enabling Technologies, Security and AI/ML Perspectives,” *IEEE Access*, vol. 13, pp. 97152-97193, June 2025.

- [18] Ghosh, T. Wild, J. Du, J. Tan, A. Grudnitsky, D. Chizhik, S. Mandelli, Y. Xing, F. Schaich and H. Viswanathan, "A Unified Future: Integrated Sensing and Communication (ISAC) in 6G," *IEEE Journal of Selected Topics in Electromagnetics, Antennas and Propagation*, pp. 1-11, August 2025.
- [19] F. Liu, Y. Cui, C. Masouros, J. Xu, T. Han, Y. Eldar and S. Buzzi, "Integrated Sensing and Communications: Toward Dual-Functional Wireless Networks for 6G and Beyond," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 40, pp. 1728-1267, August 2022.
- [20] N. Xue, X. Mu, Y. Liu, X. Zhang and Y. Chen, "Hybrid NOMA Empowered Energy-Efficient ISAC," *IEEE Communications Standards Magazine*, vol. 8, Issue 2, June 2024.
- [21] D. Tan, J. Li, A. Bayesteh, Y. Chen, P. Zhu and W. Tong, "Integrated Sensing and Communication in 6G: Motivations, Use Cases, Requirements, Challenges and Future Directions," 1st IEEE International Online Symposium on Joint Communications & Sensing (JC&S), 2021.
- [22] M. Ali, H. Tabassum and E. Hossain, "Dynamic User Clustering and Power Allocation for Uplink and Downlink Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) Systems," *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, 2016.
- [23] H. Tabassum, M. Ali, E. Hossain, M. Hossain, D. Kim, "Uplink Vs. Downlink NOMA in Cellular Networks: Challenges and Research Directions," 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference, 2017.
- [24] F. Kara and H. Kaya, "BER performances of downlink and uplink NOMA in the presence of SIC errors over fading channels," *IET Communications*, vol. 12, Issue 15, pp. 1759-1936, 2018.
- [25] Y. Gao, B. Xia, K. Xiao, Z. Chen, X. Li, S. Zhang, "Theoretical Analysis of the Dynamic Decode Ordering SIC Receiver for Uplink NOMA Systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 21, no. 10, October 2017.
- [26] F. Dong, F. Liu, Y. Cui, W. Wang and Z. Wang, "Sensing as a Service in 6G Perspective Networks: A Unified Framework for ISAC Resource Allocation," *IEEE Transactions on Communications*, 2022.
- [27] X. Mu, Z. Wang and Y. Liu, "NOMA for Integrating Sensing and Communications Toward 6G: A Multiple Access Perspective," *IEEE Wireless Communications*, vol. 21, Issue 3, pp. 316-323, June 2024.
- [28] X. Zhu, J. Liu, L. Lu, T. Zhang, T. Qiu, C. Wang and Y. Liu, "Enabling Intelligent Connectivity: A Survey of Secure ISAC in 6G Networks," *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 27, no. 2, 2025.
- [29] J. Zuo and Y. Liu, "Reconfigurable Intelligent Surface Assisted NOMA Empowered Integrated Sensing and Communication," IEEE Globecom Workshops, 2022.
- [30] Nasser, A. Abdallah, A. Celik and A. Eltawil, "Rendezvous of ISAC and NOMA: Progress and Prospects of Next-Generations Multiple Access," *IEEE Communications Standards Magazine*, vol. 8, Issue 2, pp. 44-51, June 2024.
- [31] Y. Gu, T. Xu, K. Feng, Y. Ouyang, W. Du, X. Tian and T. Lei, "ISAC towards 6G Satellite – Terrestrial Communications: Principles, Status, and Prospects," *Electronics*, 2024
- [32] X. Luo, Q. Lin, R. Zhang, H. Chen, X. Wang and M. Huang, "ISAC – A Survey on its Layered Architecture, Technologies, Standardizations, Prototypes and Testbeds," *IEEE Communications and Tutorials*, 2025.
- [33] Kaushik, R. Singh, M. Li, H. Luo, S. Dayarathna, R. Senanayake, X. An, R. Gallacher, W. Shin and M. Renzo, "Integrated Sensing and Communications for IoT: Synergies with Key 6G

- Technology Enablers,” *IEEE Internet of Things Magazine*, vol. 7, Issue 5, pp. 136-143, September 2024.
- [34] Magbool, V. Kumar, Q. Wu, M. Renzo and M. Flanagan, “A Survey on Integrated Sensing and Communication with Intelligent Metasurfaces: Trends, Challenges and Opportunities,” *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2025.
- [35] D. Wen, Y. Zhou, X. Li, Y. Shi, K. Huang and K. Lataief, “A Survey on Integrated Sensing, Communication and Computation,” *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, 2024.
- [36] C. Alwis, A. Kalla, Q. Pham, P. Kumar, K. Dev, W. Hwang and M. Liyanage, “Survey on 6G Frontiers: Trends, Applications, Requirements, Technologies and Future Research,” *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 2, pp. 836-886, April 2021.
- [37] S. Lu, F. Liu, Y. Li, K. Zhang, H. Huang, J. Zou, X. Li, F. Dong, J. Zhu, Y. Xiong, W. Yuan, Y. Cui and L. Hanzo, “Integrated Sensing and Communications: Recent Advances and Ten Open Challenges,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 11, no. 11, pp. 19094-19120, 2024.
- [38] Y. Ding, X. Li, Y. Cai and Z. Wu, “Advancements in ISaC: A Review of Multi-Antenna Technology Integration for Next-Generation Communication and Sensing Systems,” 12th International Conference in Information Systems and Computing Technology, 2024.
- [39] H. Liu, E. Alsusa and A. Dweik, “Efficient Receiver Design for Uplink NOMA-based ISaC Systems with Interference Cancellation,” 2024 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2024.
- [40] H. Liu and E. Alsusa, “A Novel ISaC Approach for Uplink NOMA System,” *IEEE Communications Letters*, vol. 27, pp. 2333-2337, July 2023.
- [41] Y. Sit, B. Nuss and T. Zwick, “On Mutual Interference Cancellation in a MIMO OFDM Multiuser Radar-Communication Network,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 4, April 2018.
- [42] M. Temiz, E. Alsusa and M. Baidas, “A Dual-Functional Massive MIMO OFDM Communication and Radar Transmitter Architecture,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 12, December 2020.
- [43] H. Liu, E. Alsusa and A. Dweik, “Performance Analysis of Pair-wise Symbol Detection in Uplink NOMA-ISaC Systems,” *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 6, pp. 3459-3479, April 2025.
- [44] M. Temiz, E. Alsusa and M. Baidas, “A Dual-Function Massive MIMO Uplink OFDM Communication and Radar Architecture,” *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, vil. 8,no. 2, June 2022.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α : ΚΩΔΙΚΑΣ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

```
clear
close all
clc

%% System parameters %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
A = 5; % number of antennas
N = 64;% Number of subcarriers
Nused = 64; % Active subcarriers
Nempty = N-Nused; % Subcarriers not used
ang = pi/6;
% M = 16; % Size of QAM symbol set (e.g., M=16 for 16QAM)
M1 = 2;
M2 = 2;

% k = log2(M); % Number of bits per QAM symbol
k1 = log2(M1);
k2 = log2(M2);

[bitsfinal,symbolsfinal] = symbolset2(M1,ang); % k_QAM included

% k_QAM = 1/sqrt(10); % factor to keep symbol QAM energy equal to one, 1/sqrt(2)
% for QPSK, 1/sqrt(10) for 16QAM, 1/sqrt(42) for 64QAM, 1/sqrt(170) for 256QAM
k_QAM1 = 1/(sqrt(2*(M1-1)/3));
k_QAM2 = 1/(sqrt(2*(M2-1)/3));

% P1 = 1; P1dBm = 10*log10(P1); % P1 = 10^(P1dBm/10);
% P2 = 1; P2dBm = 10*log10(P2); % P2 = 10^(P2dBm/10);
% Pcom = P1 + P2; PcomdBm = 10*log10(Pcom);

d0 = 0.01;
a = 3.5;
f = 5800; % 5.8GHz in MHz
B = 10e6; % in Hz

PcomdBm = -10:2:16;
Pcom = 10.^(.1*PcomdBm); % total power
P1 = Pcom/2; P1dBm = 10*log10(P1);
P2 = Pcom/2; P2dBm = 10*log10(P2);

SNRdB = 0:5:40; % SNR corresponds to Es/No values for which simulation will run
CP = 8; %cyclic prefix length

bit_errors_1 = zeros(1,length(PcomdBm)); % counts bit errors after detection for
each Eb/No value
bit_errors_2 = zeros(1,length(PcomdBm)); % counts bit errors after detection for
each Eb/No value

Num_of_bits_11 = zeros(1,length(PcomdBm)); % Number of bits that the simulation
has ran for for each Eb/No value first period
Num_of_bits_12 = zeros(1,length(PcomdBm)); % Number of bits that the simulation
has ran for for each Eb/No value second period
Num_of_bits_1 = zeros(1,length(PcomdBm));
Num_of_bits_21 = zeros(1,length(PcomdBm)); % Number of bits that the simulation
has ran for for each Eb/No value first period
```

```

Num_of_bits_22 = zeros(1,length(PcomdBm)); % Number of bits that the simulation
has ran for for each Eb/No value second period
Num_of_bits_2 = zeros(1,length(PcomdBm));

simBER_1 = zeros(1,length(PcomdBm)); % Bit error rate for each Eb/No value
simBER_2 = zeros(1,length(PcomdBm)); % Bit error rate for each Eb/No value
bit_errors_1_zf = zeros(1,length(PcomdBm));
bit_errors_2_zf = zeros(1,length(PcomdBm));
BER = zeros(1,length(PcomdBm));

% recreation(M1);
% [bitFINAL, symbolsFINAL] = recreation(M1);
% SNR_RAN = 0:1:20;
%% jj is the main loop with respect to Eb_No_dB %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

for jj=1:length(PcomdBm)
    required_errors = 4000; % Number of bit errors required to provide an
"acceptable" BER
    %     if PcomdBm(jj) >=
    %         required_errors = 1000;
    %     end

    %% Loop that keep simulation running until required errors are gathered %%
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %     while (bit_errors_1_zf(jj) < required_errors || bit_errors_2_zf(jj) <
required_errors)
    while (bit_errors_2_zf(jj) < required_errors)
        % d1m = 30;
        d1m = randi([30 80]);% UE1 random distance in m
        d1 = d1m/1000; % UE1 in km
        d2 = 2.5 * d1; % UE2 2.5 times further than UE1 in km
        d2m = d2*1000;

        %     bita1 = d1m^(-a); % fading factor UE1
        %     bita2 = d2m^(-a); % fading factor UE2

        %% Information bits generation%%
        %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

        % UE 1 First Period
        Num_of_bits_11(jj) = Num_of_bits_11(jj)+Nused*k1; % Number of info bits,
necessary for the number of active subcarriers and the modulation size.
        info_bits_11 = randi([0 1],Nused*k1,1); % Info bit for L antennas

        % UE 1 Second Period
        Num_of_bits_12(jj) = Num_of_bits_12(jj)+Nused*k1; % Number of info bits,
necessary for the number of active subcarriers and the modulation size.
        info_bits_12 = randi([0 1],Nused*k1,1); % Info bit for L antennas

        Num_of_bits_1(jj) = Num_of_bits_11(jj) + Num_of_bits_12(jj);

        % UE 2 First Period
        Num_of_bits_21(jj) = Num_of_bits_21(jj)+Nused*k2; % Number of info bits,
necessary for the number of active subcarriers and the modulation size.
        info_bits_21 = randi([0 1],Nused*k2,1); % Info bit for L antennas

```

```

% UE 2 Second Period
Num_of_bits_22(jj) = Num_of_bits_22(jj)+Nused*k2; % Number of info bits,
necessary for the number of active subcarriers and the modulation size.
info_bits_22 = randi([0 1],Nused*k2,1); % Info bit for L antennas

Num_of_bits_2(jj) = Num_of_bits_21(jj) + Num_of_bits_22(jj);

%% Mapping to QAM symbols %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% UE 1 for First Period
info_symbols_11 = qammod(info_bits_11,M1,'InputType','bit');
info_symbols_norm_11 = k_QAM1*info_symbols_11.';

% UE 1 for Second Period
info_symbols_12 = qammod(info_bits_12,M1,'InputType','bit');
info_symbols_norm_temp = k_QAM1*info_symbols_12.';
info_symbols_norm_12 = exp(1i*ang)*info_symbols_norm_temp;

% UE 2 for First Period
info_symbols_21 = qammod(info_bits_21,M2,'InputType','bit');
info_symbols_norm_21 = k_QAM2*info_symbols_21.';

% UE 2 for Second Period
info_symbols_22 = qammod(info_bits_22,M2,'InputType','bit');
info_symbols_norm_temp = k_QAM2*info_symbols_22.';
info_symbols_norm_22 = exp(1i*ang)*info_symbols_norm_temp;

%% OFDM symbol generation with IFFT %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% UE 1 for First Period
ofdm_symbol_11 = sqrt(N)*ifft(info_symbols_norm_11); % Normalization of
energy to one
tx_ofdm_cp_11=[ofdm_symbol_11(N-CP+1:N),ofdm_symbol_11]; % CP addition
tx_UE_11 = sqrt(P1(jj))*tx_ofdm_cp_11;

% UE 1 for Second Period
ofdm_symbol_12 = sqrt(N)*ifft(info_symbols_norm_12); % Normalization of
energy to one
tx_ofdm_cp_12=[ofdm_symbol_12(N-CP+1:N),ofdm_symbol_12]; % CP addition
tx_UE_12 = sqrt(P1(jj))*tx_ofdm_cp_12;

% UE 2 for First Period
ofdm_symbol_21 = sqrt(N)*ifft(info_symbols_norm_21); % Normalization of
energy to one
tx_ofdm_cp_21=[ofdm_symbol_21(N-CP+1:N),ofdm_symbol_21]; % CP addition
tx_UE_21 = sqrt(P2(jj))*tx_ofdm_cp_21;

% UE 2 for Second Period
ofdm_symbol_22 = sqrt(N)*ifft(info_symbols_norm_22); % Normalization of
energy to one
tx_ofdm_cp_22=[ofdm_symbol_22(N-CP+1:N),ofdm_symbol_22]; % CP addition
tx_UE_22 = sqrt(P2(jj))*tx_ofdm_cp_22;

%% Path Loss %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

dB      L1dB = 32.44 + 20*log10(f*d0) + 10*a*log10(d1/d0); % Path loss for UE1 in
dB      L1 = 10^(L1dB/10);
        % L1 = bita1; % for simplicity

dB      L2dB = 32.44 + 20*log10(f*d0) + 10*a*log10(d2/d0); % Path loss for UE2 in
dB      L2 = 10^(L2dB/10);
        % L2 = bita2;

%% Rayleigh channel generation for A antennas %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%      h1 = (randn(1,A) + 1i*randn(1,A)) / sqrt(2); % Rayleigh channel
%      h1 = ones(1,A);
%      h2 = (randn(1,A) + 1i*randn(1,A)) / sqrt(2); % Rayleigh channel

H = [(1/sqrt(L1))*h1.' (1/sqrt(L2))*h2.'];

Pr1 = (P1(jj)/L1)*norm(h1)^2; % Average Received Power UE1
Pr2 = (P2(jj)/L2)*norm(h2)^2; % Average Received Power UE2

%% Channel output %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% UE1
rx11 = (1/sqrt(L1))*h1.'*tx UE_11;
rx12 = (1/sqrt(L1))*h1.'*tx UE_12;

rx21 = (1/sqrt(L2))*h2.'*tx UE_21;
rx22 = (1/sqrt(L2))*h2.'*tx UE_22;

% Received signal over first period
rx1 = rx11 + rx21;

% Receive signal over second period
rx2 = rx12 + rx22;

%% Noise generation and addition %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

PndBm = - 174 + 10*log10(B/10); % in dBm
Pn = 10^(PndBm/10); % already in sigma2, maybe pleonasmos?
sigma2 = 10^(PndBm/10); % equals sigma^2
sigma = sqrt(sigma2);
noise1 = (randn(A,length(rx1))+ 1i*randn(A,length(rx1)))/sqrt(2); % first
noise2 = (randn(A,length(rx1))+ 1i*randn(A,length(rx1)))/sqrt(2); % second
rx1_noise = rx1 + sigma*noise1; % +... noise has to be added here
rx2_noise = rx2 + sigma*noise2; % +... noise has to be added here

SNR1 = Pr1/Pn; % SNR for UE1
SNR1dB = 10*log10(SNR1); % in dB
SNR2 = Pr2/Pn; % SNR for UE2
SNR2dB = 10*log10(SNR2); % in dB

%% Preprocessing %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

rx = rx1_noise + rx2_noise; % equivalent to (7)
% CP removal
rxx = rx(:,CP+1:CP+N); % equivalent to (7) without CP

%% FFT and de-mapping %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
y_fft = zeros(A,Nused);
for cc = 1:A
    y_fft(cc, :) = fft(rxx(cc, :),N)/sqrt(N);
end
y_used = y_fft;

        %% MRC RECEIVER OF USER 1 %%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
hamp = 1/sqrt(L1)*norm(h1)^2; % normalization of decision variable
x1sum_hat = conj(h1)*y_used/hamp;
%% DETECTION OF USER 1 %%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for ii = 1:Nused
    eudis = abs(x1sum_hat(ii)-sqrt(P1(jj))*symbolsfinal).^2;
    [xx,symbol_number(ii)] = min(eudis);
    info_bits_hat(ii,:) = bitsfinal(symbol_number(ii),:);
end
xx11 = info_bits_hat(:,1:log2(M1));
info_bits11_hat = reshape(xx11',Nused*log2(M1),1);
xx12 = info_bits_hat(:,log2(M1)+1:log2(M1)+log2(M1));
info_bits12_hat = reshape(xx12',Nused*log2(M1),1);
berrors11 = size(find(info_bits11_hat-info_bits_11),1);
berrors12 = size(find(info_bits12_hat - info_bits_12),1);
berrors1 = berrors11 + berrors12;
bit_errors_1(jj) = bit_errors_1(jj)+ berrors1;

%% INTERFERENCE CANCELLATION %%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Interf = 1/sqrt(L1)*h1.'*sqrt(P1(jj))*symbolsfinal(symbol_number);
y_canc = y_used - Interf;

%% MRC RECEIVER OF USER 2 %%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
hamp = 1/sqrt(L2)*norm(h2)^2; % normalization of decision variable
x2sum_hat = conj(h2)*y_canc/hamp;
%% DETECTION OF USER 2 %%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for ii = 1:Nused
    eudis = abs(x2sum_hat(ii)-sqrt(P2(jj))*symbolsfinal).^2;
    [xx,symbol_number(ii)] = min(eudis);
    info_bits_hat(ii,:) = bitsfinal(symbol_number(ii),:);
end
xx21 = info_bits_hat(:,1:log2(M2));
info_bits21_hat = reshape(xx21',Nused*log2(M2),1);
xx22 = info_bits_hat(:,log2(M2)+1:log2(M2)+log2(M2));
info_bits22_hat = reshape(xx22',Nused*log2(M2),1);
berrors21 = size(find(info_bits21_hat-info_bits_21),1);
berrors22 = size(find(info_bits22_hat - info_bits_22),1);
berrors2 = berrors21+berrors22;
bit_errors_2(jj) = bit_errors_2(jj)+ berrors2;

```