



ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ
ΕΦΑΡΜΟΣΜΕΝΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

«Τεχνικές μη-ορθογωνικής πολλαπλής πρόσβασης στο πεδίο της ισχύος (power domain NOMA) για υπηρεσίες εξαιρετικά υψηλής αξιοπιστίας και χαμηλής καθυστέρησης (URLLC)»

Του φοιτητή
Μπέλλου Γεωργίου
Αρ. Μητρώου: 51914

Επιβλέπων
Ιωσηφίδης Αθανάσιος
Αναπληρωτής Καθηγητής

Σεπτέμβριος 2022

Τίτλος Δ.Ε.: «Τεχνικές μη-ορθογωνικής πολλαπλής πρόσβασης στο πεδίο της ισχύος (powerdomain NOMA) για υπηρεσίες εξαιρετικά υψηλής αξιοπιστίας και χαμηλής καθυστέρησης (URLLC)»

Κωδικός Δ.Ε.: 21140

Όνοματεπώνυμο φοιτητή: Μπέλλος Γεώργιος
Όνοματεπώνυμο εισηγητή Ιωσηφίδης Αθανάσιος
Ημερομηνία ανάληψης Δ.Ε.: 15/03/2022
Ημερομηνία περάτωσης Δ.Ε.: 18/09/2022

Βεβαιώνω ότι είμαι ο συγγραφέας αυτής της μεταπτυχιακής 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 Μεταπτυχιακό Πρόγραμμα Σπουδών «Εφαρμοσμένα Ηλεκτρονικά Συστήματα» στο Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων του ΔΙ.ΠΑ.Ε.

Η παρούσα εργασία αποτελεί πνευματική ιδιοκτησία του φοιτητή Μπέλλου Γεωργίου 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 απαραίτητως και αποδοχή των απόψεων του συγγραφέα, εκ μέρους του Τμήματος.

«Στη Μαρία, προφανώς...»

Πρόλογος

Ο κλάδος των τηλεπικοινωνιών είναι από τους πιο εξελίξιμους τεχνολογικά κλάδους, προσφέροντας διαρκώς στους καταναλωτές νέες ή βελτιωμένες υπηρεσίες. Βρισκόμενοι εν μέσω 4^{ης} βιομηχανικής επανάστασης και ανάπτυξης του 5G δικτύου, ενώ ταυτόχρονα εργαζομαι στον κλάδο των τηλεπικοινωνιών ως τεχνικός πεδίου στον όμιλο ΟΤΕ, ήταν μονόδρομος για μένα να επιλέξω θέμα σχετικό με το 5G και τις κινητές επικοινωνίες. Το πώς μπορεί ένας URLLC χρήστης να εξυπηρετηθεί στο πεδίο της πρόσβασης, καλύπτοντας τις απαιτήσεις του μέσω της PD-NOMA τεχνικής σε συνδυασμό με OFDM-IM, ήταν κάτι που στην αρχή τις εργασίας δεν το γνώριζα σχεδόν καθόλου. Μελέτησα σε βάθος τις τεχνικές διαμόρφωσης OFDM, OFDM-IM, την PD-NOMA πρόσβαση, καθώς και θέματα ισολογισμού ισχύος ζεύξης. Σημαντικό όφελος από την εργασία ήταν η προσπάθεια στην επίτευξη του στόχου καταγράφοντας παράλληλα τα μειονεκτήματα ή τα μη επιθυμητά αποτελέσματα των επιλογών αυτών.

Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετήθηκε και παρουσιάστηκε μια τεχνική όπου ένας χρήστης με υπηρεσία υψηλής αξιοπιστίας και χαμηλής καθυστέρησης (URLLC) εξυπηρετείται ταυτόχρονα στην κατερχόμενη ζεύξη με ένα χρήστη με ευρυζωνική (υψηλού ρυθμού) υπηρεσία (eMBB), με τη χρήση μη ορθογωνικής πολλαπλής πρόσβασης στο πεδίο της ισχύος (PD-NOMA). Ο χρήστης eMBB χρησιμοποιεί OFDM με κλασική διαμόρφωση QAM ενώ ο χρήστης URLLC κατάλληλη διαμόρφωση δείκτη. Σκοπός είναι να εξυπηρετηθούν και οι δύο χρήστες κατά τις 5G απαιτήσεις τους, δίνοντας έμφαση στην μελέτη και τα χαρακτηριστικά του χρήστη URLLC. Το βασικό χαρακτηριστικό που έπρεπε να επιτευχθεί στο αυτό σύστημα ήταν η επίτευξη πιθανότητας λάθους στον χρήστη URLLC ίσης ή μικρότερης με 10^{-8} . Αυτό έγινε εφικτό με προσεκτική ρύθμιση των παραμέτρων του συστήματος και τη χρήση τέταρτης τάξης διαφορισμού (δυο αποστολές σήματος και δυο κεραίες λήψης στον δέκτη). Εν συνεχεία, αφού διαπιστώθηκε ότι το σήμα του eMBB χρήστη δεν επηρεάζεται από την προσθήκη κατά NOMA του χρήστη URLLC, μελετήθηκε η περίπτωση στην οποία η ισχύς του σήματος eMBB παραμένει σταθερή και μεταβάλλεται μόνο η ποσότητα πρόσθετης ισχύος που χρησιμοποιείται για τον χρήστη URLLC. Άρα ουσιαστικά, δημιουργήθηκε ένα σχήμα σύστασης κατάλληλων ζευγών χρηστών URLLC και eMBB (user pairing), που ανάλογα με την ποσότητα διαθέσιμης ισχύος που υπάρχει στο σταθμό βάσης, μπορεί να εξυπηρετηθεί κάποιος URLLC χρήστης με πιθανότητα σφάλματος 10^{-8} , με βάση την απόστασή του από το σταθμό βάσης. Τέλος, υπολογίστηκε η ενέργεια που απαιτείται για αποστολή ενός μηνύματος 32 bytes στον URLLC, στην παραπάνω απόσταση. Αυτή η ενέργεια, συγκρίθηκε με την ενέργεια που απαιτείται για την αποστολή μηνύματος στον ίδιο URLLC χρήστη αλλά με ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση (OMA). Αποδείχθηκε ότι το όφελος της τεχνικής NOMA είναι μεγάλο, ειδικά για μικρές αποστάσεις από το σταθμό βάσης σε σύγκριση με την αντίστοιχη κατανάλωση ενέργειας OMA.

«Non Orthogonal Multiple Access Techniques in the power domain (PD-NOMA) for Ultra Reliable and Low Latency Communications (URLLC) services»

George Bellos

Abstract

In this thesis, a technique was studied and presented where a user with ultra-reliable and low-latency (URLLC) service is simultaneously served in the downlink with a user with enhanced mobile broadband service (eMBB), using non-orthogonal multiple access on the power domain (PD-NOMA). The eMBB user uses OFDM with classical QAM modulation while the URLLC user uses appropriate index modulation. The purpose is to serve both users in their 5G requirements, emphasizing the study and features of the URLLC user. The key feature to be achieved in this system was to achieve a URLLC user error probability of 10^{-8} or less. This was made possible by carefully adjusting the system parameters and using a fourth order of diversity (two signal transmissions and two reception antennas at the receiver). Next, after establishing that the eMBB user's signal is not affected by the NOMA addition of the URLLC user, the case where the eMBB signal strength remains constant and only the amount of additional power used for the URLLC user is varied is studied. So basically, a scheme for recommending suitable pairs of URLLC and eMBB users (user pairing) was created, that depending on the amount of available power available at the base station, a URLLC user can be served with an error probability of 10^{-8} , based on its distance from the base station. Finally, the energy required to send a 32 bytes message to URLLC, at the above distance, was calculated. This energy was compared to the energy required to send a message to the same URLLC user but with Orthogonal Multiple Access (OMA). It was shown that the benefit of the NOMA technique is great, especially for short distances from the base station compared to the corresponding OMA energy consumption.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω πρώτα τον καθηγητή μου, Αθανάσιο Ιωσηφίδη, που από την πρώτη στιγμή της γνωριμίας μας στο μεταπτυχιακό του μάθημα μου ενέπνευσε σεβασμό, επιμέλεια και αγάπη για το δύσκολο αντικείμενο των κινητών επικοινωνιών και των τηλεπικοινωνιών γενικότερα. Η προηγούμενη του θέση στην COSMOTE, παίζει καταλυτικό ρόλο στη μετάδοση γνώσεων που επιτυγχάνει και τον ευχαριστώ για αυτό. Την αδικό που την τοποθετώ δεύτερη, αλλά ευχαριστώ εξίσου πολύ την οικογένειά μου, ειδικά τη γυναίκα μου Μαρία, για την υπομονή και την κατανόηση στο έργο αυτό και την ψυχολογική της υποστήριξη. Ακριβώς γι' αυτό, ευχαριστώ και τα παιδιά μου, Αθανασία και Χρυσή.

Περιεχόμενα

Πρόλογος.....	v
Περίληψη.....	vi
Abstract	vii
Ευχαριστίες	viii
Περιεχόμενα	ix
Κατάλογος Σχημάτων	xii
Κατάλογος Πινάκων.....	xiv
Συντομογραφίες.....	xv
Εισαγωγή.....	1
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1ο: Τεχνολογίες κινητών επικοινωνιών	1
1.1 Εισαγωγή.....	1
1.2 Προηγούμενες τεχνολογίες (xG) στα συστήματα κινητών επικοινωνιών [8].....	1
1.2.2 Κυψελωτά Συστήματα 2ης Γενιάς	1
1.2.3 Κυψελωτά Συστήματα 3 ^{ης} Γενιάς.....	2
1.2.4 Κυψελωτά Συστήματα 4 ^{ης} Γενιάς.....	2
1.3 Το δίκτυο 5 ^{ης} Γενιάς, 5G	2
1.3.1 Ανάγκη για βελτίωση των δικτύων	3
1.3.2 Ανάπτυξη του 5G	4
1.3.3 Απαιτήσεις 5G δικτύου	5
1.3.4 Κατηγορίες υπηρεσιών στο 5G	6
1.3.5 Προτεινόμενες λύσεις για URLLC τεχνολογία.....	7
1.4 Τεχνολογίες κλειδιά στα συστήματα κινητών επικοινωνιών	9
1.4.1 Διαμόρφωση Μ-αδικής Ορθογωνικής Μεταλλαγής Πλάτους (M-QAM).....	9
1.4.2 OFDM	10
1.4.3 OFDM με διαμόρφωση δείκτη.....	12
1.4.4 Πολλαπλή πρόσβαση στο 5G.....	14
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2ο: Το σύστημα OFDM-IM QAM NOMA.....	19
2.1 Εισαγωγή.....	19
2.2 Το σύστημα OFDM-IM/OFDM-QAM	19
2.2.1 Μη ορθογωνική πολυπλεξία και εκμπομπή	20
2.2.2 Εκχώρηση ισχύος (Power Allocation).....	20
2.2.3 Διαμόρφωση συμβολών QAM χρήστη	21

2.2.4	Διαμόρφωση συμβολών IM χρήστη.....	21
2.2.5	Το υπερτεθειμένο σήμα.....	23
2.2.6	Λόγος ισχύος για να είναι εφικτή η ανάκτηση του IM σήματος.....	24
2.2.7	Επαναποστολές και διεμπλοκή σήματος.....	25
2.2.8	OFDM διαμόρφωση.....	26
2.2.9	Το κανάλι.....	26
2.2.10	Ανίχνευση σήματος.....	26
2.2.10.1	Ανίχνευση IM σήματος.....	27
2.2.10.2	Ανίχνευση QAM σήματος.....	27
2.3	Θεωρητικός υπολογισμός BEP (IM και QAM).....	27
2.3.1	Θεωρητικοί υπολογισμοί BEP IM.....	28
2.3.2	Θεωρητικοί υπολογισμοί BEP QAM.....	28
2.4	Οργάνωση ζευγών χρηστών.....	29
2.4.1	Πρόσθετη ισχύς.....	30
2.4.2	Σηματοθορυβικές σχέσεις IM.....	30
2.4.3	Ο υπολογισμός της απαιτούμενης σηματοθορυβικής σχέσης.....	31
2.4.4	Υπολογισμοί απωλειών χρήστη URLLC.....	34
2.4.5	Υπολογισμός SNR χρήστη QAM.....	34
2.4.6	Υπολογισμός απωλειών χρήστη QAM.....	34
2.4.7	Υπολογισμός αρχικής ισχύος χρήστη QAM.....	35
2.4.8	Υπολογισμός απόστασης χρήστη URLLC.....	35
2.5	Κατανάλωση ενέργειας προτεινόμενου σχήματος (NOMA) και σύγκριση κατανάλωσης με OMA (BPSK) τεχνική.....	36
2.5.1	Υπολογισμός κατανάλωσης ενέργειας NOMA.....	36
2.5.2	Υπολογισμός κατανάλωσης ενέργειας OMA.....	37
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3ο: Ανάπτυξη προγράμματος σε Matlab.....		39
3.1	Εισαγωγή.....	39
3.2	Πρόγραμμα «OFDM IM-QAM NOMA».....	39
3.2.1	Αρχικοποίηση Προγράμματος.....	39
3.2.2	Κυρίως πρόγραμμα.....	40
3.3	Πρόγραμμα «user pairing» και κατανάλωσης ενέργειας.....	46
3.3.1	Πρόγραμμα «user pairing».....	46
3.3.2	Πρόγραμμα κατανάλωσης ενέργειας.....	47
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4ο: Αποτελέσματα.....		51
4.1	Εισαγωγή.....	51

4.2	Πιθανότητα σφάλματος OFDM IM-QAM NOMA.....	51
4.3	Επιλογή ζευγών χρηστών (user pairing)	54
4.4	Συγκριτικά αποτελέσματα κατανάλωσης ενέργειας NOMA και OMA	55
4.4.1	Μεταβαλλόμενος ρυθμός μετάδοσης και σταθερή απόσταση από το BS.....	57
4.4.2	Μεταβαλλόμενες αποστάσεις eMBB από το BS με σταθερό ρυθμό μετάδοσης	59
4.4.3	Σύγκριση ενεργειών για διάφορους ρυθμούς μετάδοσης και σταθερή απόσταση	62
4.4.4	Σύγκρισης ενεργειών για σταθερό ρυθμό μετάδοσης μεταβαλλόμενη απόσταση eMBB από το BS	64
	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 ^ο : Συμπεράσματα	67
	ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	69

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 1.1: Συνδέσεις συσκευών παγκοσμίως	4
Σχήμα 1.2: Συνδέσεις συσκευών παγκοσμίως ανάλογα με το δίκτυο πρόσβασης.....	4
Σχήμα 1.3: Χρονοδιάγραμμα της 3GPP για 5G NR releases	5
Σχήμα 1.4: Περιπτώσεις χρήσεις και εφαρμογών 5G NR.....	5
Σχήμα 1.5: Προσεγγιστικές καθυστερήσεις διάδοσης και αξιοπιστίας για διάφορα πρωτόκολλα επικοινωνίας.....	8
Σχήμα 1.6: Διαμορφώσεις σήματος για (α) QPSK, (β) 16QAM, and (γ) 64QAM	9
Σχήμα 1.7: Τα υποφέροντα στο OFDM	10
Σχήμα 1.8: Διαμόρφωση OFDM με τον IFFT	11
Σχήμα 1.9: Προσθήκη κυκλικού προθέματος (CP).....	11
Σχήμα 1.10: OFDM διαμόρφωση με διαμόρφωση δείκτη	13
Σχήμα 1.11: Διάγραμμα βαθμίδων από έναν OFDM-IM πομπό.....	14
Σχήμα 1.12: Οι πολλαπλές προσβάσεις στην OMA.....	15
Σχήμα 1.13: Βασική NOMA διαδικασία με SIC για δύο UE χρήστες (κατερχόμενη ζεύξη)	16
Σχήμα 1.14: Σχηματικό παράδειγμα οφέλους NOMA σε σχέση με OFDMA (OMA) τεχνική.....	18
Σχήμα 2.1: Σχηματική αναπαράσταση συστήματος στα πλαίσια της κυψέλης	20
Σχήμα 2.2: Απλοποιημένο σχήμα που δείχνει την κατανομή ισχύος (power allocation) στους δυο χρήστες.....	21
Σχήμα 2.3: . Παράδειγμα ανάθεσης ισχύος με $\beta=0.5$. Ενεργό υποφέρον είναι το «3»	23
Σχήμα 2.4: δημιουργία των πιθανών OFDM-IM συμβόλων, που βασίζεται στα υπάρχοντα M-QAM της αριστερής εικόνας	24
Σχήμα 2.5: Το OFDM-IM-QAM σήμα στο πεδίο της συχνότητας.....	24
Σχήμα 2.6: Αναπαράσταση της λειτουργίας της επαναποστολής (repetition) σήματος.....	26
Σχήμα 2.7: User pairing με σταθερά τα χαρακτηριστικά του eMBB χρήστη	30
Σχήμα 2.8: Το $SNR_{TH}^{IM}(Q, \beta)$ για το νέο εύρος β	32
Σχήμα 2.9: Curve Fitting για $Q=16$	33
Σχήμα 2.10: Curve Fitting για $Q=8$	33
Σχήμα 2.11: Αξιοπιστία curve fitting για τη σχέση.....	33
Σχήμα 2.12: Σχηματική αναπαράσταση του user pairing, για δεδομένο ρυθμό μετάδοσης και απόσταση του eMBB χρήστη και δεδομένο M_p	35
Σχήμα 2.13: Σχηματική αναπαράσταση OMA και PD-NOMA αποστολής (downlink).....	38
Σχήμα 4.1: Αριθμητικά αποτελέσματα και εξομοίωση για BEP IM χρήστη σε μη συχνοεπιλεκτικό Rayleigh κανάλι	51
Σχήμα 4.2: Αριθμητικά αποτελέσματα και αποτελέσματα προσομοίωσης για το IM σήμα σε κανάλι Rayleigh μη επιλεκτικό στην συχνότητα με $R=2$ και δύο κεραίες λήψης ($n_R=2$), για $N=256$, $Q=16$ και ποικίλες τιμές για M και β	52
Σχήμα 4.3: Θεωρητικά αποτελέσματα και αποτελέσματα προσομοίωσης για το QAM σήμα σε κανάλι Rayleigh για $N=256$, $Q=8$ και 16 , $M=16$ και 64 και ποικίλα β	53
Σχήμα 4.4: Οι μέγιστες αποστάσεις του URLLC χρήστη από τον BS, για ποικίλες πρόσθετες ισχύες	54
Σχήμα 4.5: Οι μέγιστες αποστάσεις του URLLC χρήστη από τον BS, για ποικίλες πρόσθετες ισχύες και για διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης του eMBB χρήστη (13,14,15 b/s/Hz), με σταθερή την απόσταση eMBB χρήστη από το BS (50μ)	55

Σχήμα 4.6: Οι μέγιστες αποστάσεις του URLLC χρήστη από τον BS, για ποικίλες πρόσθετες ισχύες και για ποικίλες αποστάσεις του eMBB χρήστη από το BS (25, 50 και 100μ από το BS) με σταθερό το ρυθμό μετάδοσης στα 15 b/s/Hz	55
Σχήμα 4.7: Κατανάλωση ισχύος για OMA και NOMA σχήμα, για ρυθμό μετάδοσης eMBB 5 b/s/Hz και απόσταση από BS 50μ.....	56
Σχήμα 4.8: Όφελος ενέργειας NOMA τεχνικής σε σχέση με OMA, για ρυθμό μετάδοσης eMBB 5 b/s/Hz και απόσταση από BS 50μ για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte.....	57
Σχήμα 4.9: Καταγραφή κατανάλωσης ισχύος OMA eMBB χρήστη, OMA NOMA χρήστη και συνολική NOMA, με σταθερή απόσταση eMBB χρήστη από το BS (30μ) αλλά με ποικίλους ρυθμούς μετάδοσης 5, 7, 9, 11 b/s/Hz	58
Σχήμα 4.10: Καταγραφή κατανάλωσης ισχύος OMA eMBB χρήστη, OMA NOMA χρήστη και συνολική NOMA, με σταθερή απόσταση eMBB χρήστη από το BS (60μ) αλλά με ποικίλους ρυθμούς μετάδοσης 5, 7, 9, 11 b/s/Hz	58
Σχήμα 4.11: Καταγραφή κατανάλωσης ισχύος OMA eMBB χρήστη, OMA NOMA χρήστη και συνολική NOMA, με σταθερή απόσταση eMBB χρήστη από το BS (90μ) αλλά με ποικίλους ρυθμούς μετάδοσης 5, 7, 9, 11 b/s/Hz	59
Σχήμα 4.12: Καταγραφή κατανάλωσης ισχύος OMA eMBB χρήστη, OMA NOMA χρήστη και συνολική NOMA, με σταθερή απόσταση eMBB χρήστη από το BS (120μ) αλλά με ποικίλους ρυθμούς μετάδοσης 5, 7, 9, 11 b/s/Hz	59
Σχήμα 4.13: : Καταγραφή κατανάλωσης ισχύος OMA eMBB χρήστη, OMA NOMA χρήστη και συνολική NOMA, με σταθερό ρυθμό μετάδοσης 5 b/s/Hz eMBB χρήστη, και ποικίλες αποστάσεις του eMBB από το BS (30, 60, 90, 120μ).....	60
Σχήμα 4.14: Καταγραφή κατανάλωσης ισχύος OMA eMBB χρήστη, OMA NOMA χρήστη και συνολική NOMA, με σταθερό ρυθμό μετάδοσης 9 b/s/Hz eMBB χρήστη, και ποικίλες αποστάσεις του eMBB από το BS (30, 60, 90, 120μ).....	60
Σχήμα 4.15: Καταγραφή κατανάλωσης ισχύος OMA eMBB χρήστη, OMA NOMA χρήστη και συνολική NOMA, με σταθερό ρυθμό μετάδοσης 13 b/s/Hz eMBB χρήστη, και ποικίλες αποστάσεις του eMBB από το BS (30, 60, 90, 120μ).....	61
Σχήμα 4.16: Καταγραφή κατανάλωσης ισχύος OMA eMBB χρήστη, OMA NOMA χρήστη και συνολική NOMA, με σταθερό ρυθμό μετάδοσης 15 b/s/Hz eMBB χρήστη, και ποικίλες αποστάσεις του eMBB από το BS (30, 60, 90, 120μ).....	61
Σχήμα 4.17: Σύγκριση κατανάλωσης ενέργειας OMA NOMA για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte στον URLLC, με σταθερή την απόσταση του eMBB (30μ) και μεταβαλλόμενη τιμή το ρυθμό μετάδοσης του.	62
Σχήμα 4.18: Σύγκριση κατανάλωσης ενέργειας OMA NOMA για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte στον URLLC, με σταθερή την απόσταση του eMBB (60μ) και μεταβαλλόμενη τιμή το ρυθμό μετάδοσης του	63
Σχήμα 4.19: Σύγκριση κατανάλωσης ενέργειας OMA NOMA για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte στον URLLC, με σταθερή την απόσταση του eMBB (90μ) και μεταβαλλόμενη τιμή το ρυθμό μετάδοσης του	63
Σχήμα 4.20: Σύγκριση κατανάλωσης ενέργειας OMA NOMA για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte στον URLLC, με σταθερή την απόσταση του eMBB (120μ) και μεταβαλλόμενη τιμή το ρυθμό μετάδοσης του	64
Σχήμα 4.21: : Σύγκριση κατανάλωσης ενέργειας OMA NOMA για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte στον URLLC, με σταθερό τον ρυθμό μετάδοσης eMBB (7 b/s/Hz) και μεταβαλλόμενη την απόστασή του από το BS (30, 60, 90, 120)μ.....	65

Σχήμα 4.22: Σύγκριση κατανάλωσης ενέργειας OMA NOMA για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte στον URLLC, με σταθερό τον ρυθμό μετάδοσης eMBB (9 b/s/Hz) και μεταβαλλόμενη την απόστασή του από το BS (30, 60, 90, 120)μ.....	65
Σχήμα 4.23: Σύγκριση κατανάλωσης ενέργειας OMA NOMA για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte στον URLLC, με σταθερό τον ρυθμό μετάδοσης eMBB (11 b/s/Hz) και μεταβαλλόμενη την απόστασή του από το BS (30, 60, 90, 120)μ.....	66
Σχήμα 4.24: Σύγκριση κατανάλωσης ενέργειας OMA NOMA για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte στον URLLC, με σταθερό τον ρυθμό μετάδοσης eMBB (15 b/s/Hz) και μεταβαλλόμενη την απόστασή του από το BS (30, 60, 90, 120)μ.....	66

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 1.1: Βασικές απαιτήσεις της ITU IMT-2020 για το 5G κατά ITU-R M.2083.....	6
Πίνακας 1.2:Κατηγορίες υπηρεσιών στο5G.....	6
Πίνακας 2.1:Συντελεστές της σχέσης (2.51).....	32
Πίνακας 2.2: Σύμβολα για αποστολή μηνύματος 32 Byte σε NOMA τεχνική.....	36
Πίνακας 2.3: Σύμβολα για αποστολή μηνύματος 32Byte σε OMA τεχνική με «puncturing».....	37

Συντομογραφίες

IoT	Internet of Things
eMBB	enhanced Mobile Broadband
URLLC	Ultra Reliable Low Latency Communication
PD-NOMA	Power Domain – Non Orthogonal Multiple Access
OMA	Orthogonal Multiple Access
FDM	Frequency Division Multiplex
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
TDMA	Time Division Multiple Access
OFDM-IM	Orthogonal Frequency Division Multiplex -Index Modulation
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multiple Input Multiple Output
IP	Internet Protocol
NR	New radio
3GPP	3 rd Generation Partnership Project
BEP	Bit Error Probability
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
FFT	Fast Fourier Transform
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
UE	User Equipment
BS	Base Station
CRC	Cycle Redundancy Check
FEC	Forward Error Connection
CP	Cyclic Prefix
ML	Maximum Likelihood
MRC	Maximum Ratio Combining
SNR	Signal to Noise Ratio

Εισαγωγή

Αφού έχουμε εισέλθει στην δεκαετία 2020-2030, έχουμε περάσει τεχνολογικά και στην φάση ανάπτυξης του 5G δικτύου ή δικτύου νέας γενιάς. Δίκτυο, το οποίο καλείται να υποστηρίξει νέες υπηρεσίες και να βελτιώσει τις ήδη υπάρχουσες που καλύπτονται από το 4G δίκτυο. Πολύ αυξημένοι ρυθμοί μετάδοσης (~Gbps), πολύ χαμηλή καθυστέρηση διάδοσης (<1ms), εξαιρετικά χαμηλή πιθανότητα σφάλματος (10^{-8}), εξυπηρέτηση χιλιάδων συσκευών IoT και όχι μόνο συσκευών ανά κυψέλη, είναι κάποιες από τις απαιτήσεις του νέου δικτύου. Η εφαρμογή νέων τεχνικών πολλαπλής πρόσβασης και πολυπλεξίας όπως η μη ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση στο πεδίο της ισχύος (PD-NOMA) δείχνει πολλά υποσχόμενη αφού προσφέρει μεγάλη αποδοτικότητα στην χρήση φάσματος άλλα και αποδοτικότητα στην κατανάλωση ενέργειας. Επιπλέον η συνύπαρξη πολλών χρηστών (διαφορετικών κατηγοριών υπηρεσιών) θα είναι κάτι σύνηθες, οπότε η ταυτόχρονη και επιτυχημένη, σύμφωνα με τις κατά 5G απαιτήσεις, εξυπηρέτηση τους είναι κάτι κρίσιμο για τα δίκτυα νέας γενιάς.

Πολλά προτεινόμενα σχήματα έχουν παρουσιαστεί για να υποστηρίξουν τις απαιτήσεις αυτές. Η υπέρθεση χρήστη πολύ υψηλής αξιοπιστίας και χαμηλής καθυστέρησης (URLLC) μαζί με έναν χρήστη eMBB, σε σχήμα μη ορθογωνικής πολλαπλής πρόσβασης (PD-NOMA) είναι κάτι που έχει προταθεί στην 3GPP. Συγκεκριμένα, οι μελέτες [1]-[3] παρουσιάζουν κριτήρια και βελτιστοποιημένες τεχνικές για ανάθεση ραδιοπόρων, εκχώρηση ισχύος και κατάλληλο τρόπο επιλογής χρηστών για πολυπλεξία, σε επίπεδο κυψέλης. Σκοπός είναι να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις της υψηλής αξιοπιστίας και χαμηλής καθυστέρησης, ενώ παράλληλα ο χρήστης eMBB να διασφαλίζει την μικρότερη δυνατή υποβάθμιση σε ρυθμό μετάδοσης. Εστιάζοντας στην υπέρθεση ισχύος κατά NOMA, στην κατερχόμενη ζεύξη, η επιλογή των κατάλληλων χρηστών για πολυπλεξία (user pairing) και η κατάλληλη εκχώρηση ισχύος έχουν ένα πολύ σημαντικό ρόλο στις παραπάνω μελέτες. Αυτές οι παράμετροι έχουν μελετηθεί πολύ καθώς μπορεί να βελτιώσουν πολύ ή να υποβαθμίσουν την συμπεριφορά του συστήματος, σε σύγκριση με την κλασσική ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση (OMA) [4], [5]. Σε γενικές γραμμές, η επιλογή χρηστών για πολυπλεξία εξαρτάται από τις συνθήκες του καναλιού, ενώ η εκχώρηση ισχύος από την μη ιδανική ακύρωση παρεμβολής. Με τον συνδυασμό όμως σημάτων διαμόρφωσης δείκτη (IM) και QAM αυτά τα προβλήματα δείχνουν να αντιπαρέχονται.[6]. Αυτό το σχήμα, το οποίο καλείται υβριδικό IM-NOMA σχήμα, αυξάνει την διαχωριστικότητα των δυο χρηστών, που έχει σαν αποτέλεσμα πολύ καλύτερα χαρακτηριστικά συγκρινόμενο με ένα κλασσικό OFDM-QAM NOMA σχήμα.

Στην εργασία αυτή μελετήθηκε σύστημα το οποίο μέσω των κατάλληλων τεχνικών διαμόρφωσης μπορεί να επιτύχει ταυτόχρονη μετάδοση με τα απαραίτητα χαρακτηριστικά για τον eMBB και για τον URLLC χρήστη, με έμφαση στον τελευταίο. Η μελέτη αφορά την μετάδοση του σήματος μέσα στην κυψέλη, στο φυσικό επίπεδο 1^ο επίπεδο στοίβα πρωτοκόλλων. Έτσι, αναπτύχθηκε τεχνική [7] η οποία βασίζεται στη μη ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση στο πεδίο της ισχύος (PD-NOMA), εξυπηρετώντας δύο χρήστες διαφορετικών υπηρεσιών, URLLC με διαμόρφωση δείκτη (IM) και eMBB με διαμόρφωση QAM, στους ίδιους ραδιοπόρους, όπου ο πρώτος απαιτεί εξαιρετικά χαμηλή πιθανότητα σφάλματος (10^{-8}) και ο δεύτερος πολύ υψηλό ρυθμό μετάδοσης, μέσα σε κανάλι διαλείψεων Rayleigh. Το τελικό σήμα διαμορφώνεται από την OFDM τεχνική. Η προσεκτική ανάθεση ισχύος στους δύο χρήστες μέσω του PD-NOMA σχήματος αποδεικνύεται κρίσιμη για την απόδοση των δύο χρηστών. Για να βελτιωθεί η συμπεριφορά του προτεινόμενου σχήματος, ενεργοποιήθηκε ένα μόνο υποφέρον ανά ομάδα υποφερόντων, αναθέτοντας σε αυτό όλη την ισχύ της ομάδας, θυσιάζοντας εν μέρη σε καθυστέρηση διάδοσης δεδομένων για τον URLLC, κερδίζοντας όμως σε BEP για τον χρήστη URLLC. Ακόμη, λόγω των απαιτήσεων του τελευταίου σε χαμηλή καθυστέρηση διάδοσης, δεν μπορούν

χρησιμοποιηθούν κώδικες διόρθωσης σφαλμάτων, για να μειωθεί η πιθανότητα σφάλματος, καθώς επιφέρουν καθυστέρηση στην επεξεργασία. Έτσι, χρησιμοποιήθηκε η τεχνική του διαφορισμού σήματος, με μια επαναποστολή σήματος (repetition) συνδυασμένη με διεμπλοκή (interleaving), καθώς και δύο κεραίες λήψης στον δέκτη για να υπάρξει βελτίωση στην ανίχνευση του σήματος. Τα αποτελέσματα όντως επιβεβαίωσαν αυτό τον ισχυρισμό.

Προχωρώντας ένα βήμα παρακάτω την εργασία αυτή, θεωρήθηκε eMBB χρήστης μέσα σε κυψέλη με δεδομένα τα χαρακτηριστικά του (ρυθμό μετάδοσης και απόσταση από σταθμό βάσης) και έγινε προσπάθεια να υπολογιστεί ποιοι URLLC χρήστες (με βάση την απόσταση τους από τον σταθμό βάσης) μπορούν να γίνουν πολυπλεξία NOMA με τον eMBB διατηρώντας και οι δυο χαρακτηριστικά τους, με μια πρόσθετη ισχύ για τον URLLC. Η παραπάνω διαδικασία ονομάστηκε στην εργασία «USER PAIRING», δηλαδή έχοντας κάποια δεδομένα στοιχεία του δικτύου, ποιοι χρήστες του δικτύου, μπορούν να «ταιριάζουν» σε πολυπλεξία NOMA, ώστε να διατηρήσουν αναλλοίωτα τα χαρακτηριστικά τους.

Αφού ολοκληρώθηκαν τα παραπάνω βήματα, υπολογίστηκε η ενέργεια που απαιτείται για αποστολή ενός μικρού πακέτου 32 byte στον URLLC χρήστη. Για να υπάρξει μέτρο σύγκρισης της NOMA τεχνικής, πραγματοποιήθηκε και ο υπολογισμός της κατανάλωσης ενέργειας σε OMA πρόσβαση και διαμόρφωση (PBSK, TDMA), για τις ίδιες αποστάσεις URLLC χρήστη. Τέλος έγινε σύγκριση των δυο τεχνικών OMA και NOMA επιβεβαιώνοντας το όφελος της τελευταίας.

Στο πρώτο κεφάλαιο παρουσιάζονται βασικές τεχνολογίες κινητών επικοινωνιών, πάνω στις οποίες βασίστηκαν, εν μέρη, οι υλοποιήσεις των συστημάτων. Αυτές είναι το OFDM, OFDM-IM, PD-NOMA κτλ. Στο δεύτερο κεφάλαιο αναλύεται διεξοδικά το σύστημα OFDM IM-QAM NOMA με το οποίο έγινε εφικτή η πολυπλεξία των δυο χρηστών, με έμφαση στα χαρακτηριστικά του URLLC. Επίσης μελετάται και παρουσιάζεται ο τρόπος που έγινε εφικτό το USER-PAIRING. Τέλος, το κεφάλαιο αυτό κλείνει με τον υπολογισμό της κατανάλωσης ενέργειας NOMA, αφού πρώτα υπολογίστηκε πόσος χρόνος χρειάζεται για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte στον URLLC χρήστη. Παράλληλα έγιναν οι ίδιοι υπολογισμοί, με τα ίδια χαρακτηριστικά για OMA σχήμα. Στο τρίτο κεφάλαιο, εξηγείται ο κώδικας για την ανάπτυξη του OFDM IM-QAM NOMA συστήματος, του USER PAIRING και της κατανάλωσης ενέργειας OMA και NOMA σε MATLAB. Στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης οργανωμένα και ομαδοποιημένα. Ολοκληρώνοντας, στο πέμπτο κεφάλαιο γράφονται τα συμπεράσματα της μελέτης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1ο: Τεχνολογίες κινητών επικοινωνιών

1.1 Εισαγωγή

Πολλές από τις τεχνολογίες που εισήγαγε το LTE δίκτυο θεωρούνται εξαιρετικά επιτυχημένες. Μερικές όπως τα OFDM/OFDMA, MIMO, συνάθροιση φερόντων, είναι κάποια από τα βασικά κομμάτια που οδήγησαν στις εξαιρετικές επιδόσεις του δικτύου αυτού. Σε αυτές τις τεχνολογίες βασίστηκε και το 5G, εν μέρει, χωρίς αυτό να σημαίνει ότι το 5G, δε θα εισάγει πάρα πολλές νέες τεχνολογίες. Αυτός είναι ο λόγος που, όπως θα αναφερθεί και παρακάτω, αναπτύσσονται κάποιες από τις τεχνολογίες του δικτύου πρόσβασης που ανήκουν και στην 4G τεχνολογία, όπως είναι το OFDM.

Στο παρόν κεφάλαιο, στην πρώτη ενότητα, θα γίνει μια σύντομη ιστορική αναδρομή των προηγούμενων γενιών κινητών επικοινωνιών, θα αναπτυχθούν οι καινοτομίες που φέρνει το 5G στους καταναλωτές μέσω των νέων υπηρεσιών που προσφέρει, θα παρουσιαστούν οι προδιαγραφές του και θα αναλυθούν οι κατηγορίες υπηρεσιών που υποστηρίζει. Στη δεύτερη ενότητα, θα παρουσιαστούν εν συντομία οι βασικές τεχνολογίες που βασίστηκε το 5G, από τις προηγούμενες γενικές κινητών επικοινωνιών καθώς και κάποιες νέες τεχνικές που θα στηρίξουν την ανάπτυξη του νέου αυτού δικτύου σε επίπεδο ραδιοδιάδοσης.

1.2 Προηγούμενες τεχνολογίες (xG) στα συστήματα κινητών επικοινωνιών [8]

1.2.1 Κυβελωτά Συστήματα 1ης Γενιάς

Το πρώτο παγκοσμίως κυβελωτό σύστημα που λειτούργησε ήταν στην Ιαπωνία το 1979 από τη Nippon Telephone and Telegraph (NTT). Το σύστημα χρησιμοποιούσε 600 FM duplex διαύλους με εύρος 25 kHz στα 925-940/870-885 MHz. Το 1981 η Ericsson ανέπτυξε το πρώτο Ευρωπαϊκό κυβελωτό σύστημα, το NMT450 (Nordic Mobile Telephone) στη ζώνη 450-470 MHz. Το 1983 αναπτύχθηκε το πρώτο δοκιμαστικό κυβελωτό σύστημα στην Αμερική, το AMPS (American Mobile Phone System) από την AT&T στο Σικάγο, στη ζώνη 824-849/869-894, με εύρος διαύλου τα 30 KHz. Βασικό χαρακτηριστικό των συστημάτων 1^{ης} γενιάς είναι η αναλογική διαμόρφωση FM, η τεχνική πολλαπλής πρόσβασης FDMA και την τεχνική FDD.

Η μορφή του κειμένου της ΔΕ πρέπει να ακολουθεί ορισμένες προδιαγραφές. Ειδικότερα, ο αριθμός των κύριων σελίδων μεγέθους A4 πρέπει να είναι τουλάχιστον 60, η γραμματοσειρά Times New Roman με μέγεθος 11, η απόσταση των γραμμών (line spacing) multiple – 1.2, να υπάρχει πλήρης στοίχιση, τα περιθώρια να είναι 2.5cm και το υποσέλιδο/κεφαλίδα να απέχουν 1.25cm από τα άκρα. Το κείμενο πρέπει να χωρίζεται σε κεφάλαια, το εξώφυλλο να έχει συγκεκριμένη μορφή, ενώ οι αναφορές να αναγράφονται με τη σειρά εμφάνισής τους στο κείμενο, σύμφωνα με το πρότυπο IEEE. Ένα πρότυπο (template) αρχείο τύπου word είναι διαθέσιμο στους/ις φοιτητές/ριες, μέσω της ιστοσελίδας του ΠΜΣ, για τη συγγραφή της ΔΕ.

1.2.2 Κυβελωτά Συστήματα 2ης Γενιάς

Η μετάβαση στα ψηφιακά συστήματα υιοθετήθηκε σχετικά γρήγορα στα ενσύρματα συστήματα ενώ για τα ασύρματα έπρεπε να προηγηθεί η εξέλιξη της μικροηλεκτρονικής. Σημαντικά πλεονεκτήματα των ψηφιακών συστημάτων είναι :

- Αυξημένη ανοσία στον θόρυβο
- Δυνατότητα επεξεργασίας του σήματος (κωδικοποίηση, διαμόρφωση, ποιότητα υπηρεσιών κ.α)
- Κρυπτογράφηση και ασφάλεια

- Ευελιξία στην ανάπτυξη και στην επέκταση δικτύων
- Χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος
- Ταυτόχρονη χρήση φωνής και δεδομένων
- Εύκολα υλοποιήσιμα με VLSI χαμηλού κόστους

Έτσι με αυτά τα σημαντικά πλεονεκτήματα και με την ανάγκη για αποδοτικότερη χρήση του φάσματος οι ασύρματες επικοινωνίες οδηγήθηκαν στα 2^{ης} Γενιάς δίκτυα

Στηρίζονται στις τεχνικές TDMA ή DS-CDMA. Το GSM σχεδιάστηκε από τον Ευρωπαϊκό Οργανισμό Προτυποποίησης (ETSI) που ιδρύθηκε το 1988 για το σκοπό αυτό, υλοποιήθηκε εξολοκλήρου στην Ευρώπη. Η σχεδιάσή του ξεκίνησε το 1982 ως πανευρωπαϊκή προδιαγραφή και λειτούργησε το 1992 ως το πρώτο ψηφιακό κυψελωτό σύστημα. Στηρίζεται στην FDMA τεχνική αλλά συνδυάζει και την TDMA τεχνική με FDD.

1.2.3 Κυψελωτά Συστήματα 3^{ης} Γενιάς

Το βασικό χαρακτηριστικό συστημάτων 3^{ης} γενιάς είναι η υποστήριξη εφαρμογών πολυμέσων και η δυνατότητα πρόσβασης σε πληροφορίες και υπηρεσίες από δημόσια ή ιδιωτικά δίκτυα με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Υπάρχουν διάφοροι εμπορικοί τύποι 3G, όπως το CDMA2000 και της 3GPP, το UMTS/HSPA. Οι ταχύτητές τους δεν ξεπερνούν τις δεκάδες Mb/s. Η τάση που καταγράφεται είναι το 3G δίκτυο να τείνει προς κατάργηση όπως έκαναν ήδη οι πάροχοι κινητών επικοινωνιών στην Ελλάδα [9].

1.2.4 Κυψελωτά Συστήματα 4^{ης} Γενιάς

Μπορεί να ειπωθεί ότι στα συστήματα 4ης γενιάς βρίσκουν εφαρμογή, για πρώτη φορά, μερικές από τις πλέον προηγμένες τεχνικές φυσικού στρώματος.

Οι προδιαγραφές του 3GPP οδήγησαν στην εξέλιξη του Long Term Evolution (LTE) ήδη από το 2004-2005 και σηματοδοτούν την εισαγωγή της τεχνολογίας OFDM αλλά και την χρήση πολλαπλών κεραιών στους πομποδέκτες (συστήματα MIMO). Στα LTE συστήματα υπάρχει αμιγώς IP δίκτυο τόσο στο κομμάτι της πρόσβασης (access) όσο και στο core κομμάτι του δικτύου.

Η βασική πρόκληση που ικανοποιήθηκε στο 4G είναι η βελτίωση της χωρητικότητας του δικτύου σε όρους γεωγραφικής κάλυψης, μέσης κάλυψης, κάλυψης αιχμής, αντίληψης του χρήστη (perceived) και κάλυψης στις απομακρυσμένες περιοχές της κυψέλης. Οι βασικές τεχνολογίες φυσικού επιπέδου που χρησιμοποιήθηκαν είναι οι τα υψηλά σχήματα διαμόρφωσης, συνάθροιση φερόντων, δια λειτουργικότητα με συνυπάρχοντα δίκτυα και multiple-input multiple-output (MIMO) επικοινωνία.

1.3 Το δίκτυο 5^{ης} Γενιάς, 5G

Η συνεχής τεχνολογική ανάπτυξη και ραγδαία βελτίωση χαρακτηριστικών σε τομείς όπως οι επεξεργαστές, η ανάλυση δεδομένων, οι αισθητήρες, η κατανάλωση ενέργειας κτλ. από την μια, και η ανάγκη των οικονομιών και των ανθρώπων για συνδεσιμότητα όχι μόνο μεταξύ των ανθρώπων αλλά και των μηχανημάτων ή των πραγμάτων (για παράδειγμα, το IoT- Internet of Things) καθιστά τα υπάρχοντα 4G δίκτυα ανεπαρκή. Το δίκτυο πέμπτης γενιάς (5G) είναι αυτό που καλείται να εκπληρώσει αυτές τις ανάγκες σε συνδεσιμότητα, με απαιτήσεις πολύ υψηλότερες από τα προηγούμενα δίκτυα.

Το δίκτυο κινητών επικοινωνιών 5G έχει χωριστεί σε δυο φάσεις ανάπτυξης. Την 1η φάση, που έχει αναπτυχθεί και αναπτύσσεται ακόμα και την 2η φάση που είναι κάποια μέρη του υπό έρευνα και προτυποποίηση. Η 1η φάση, αφορά ένα μικρό μόνο πακέτο παροχών του 5G προς τους καταναλωτές

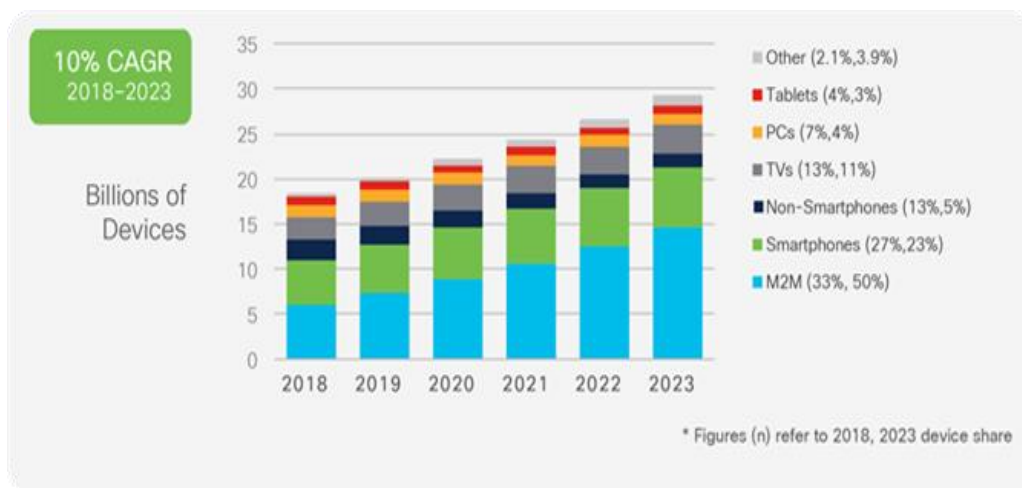
και έχει να κάνει με αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων (eMBB κατηγορία υπηρεσιών θα αναπτυχθεί στην ενότητα (1.3.4.1). Σε πολλές περιπτώσεις, αυτή την στιγμή, σε φυσικό επίπεδο, δεν έχει αντικατασταθεί η υποδομή στον σταθμό βάσης (BS), αλλά η υπηρεσία λειτουργεί συνεργατικά με τα δίκτυα προηγούμενης γενιάς (4G,4G+). Στην ανάπτυξη και ολοκλήρωση της φάσης 2, θα αντικατασταθούν και οι υποδομές στους BS με το υλικό που υποστηρίζει πλήρως το 5G και τις προδιαγραφές του.

1.3.1 Ανάγκη για βελτίωση των δικτύων

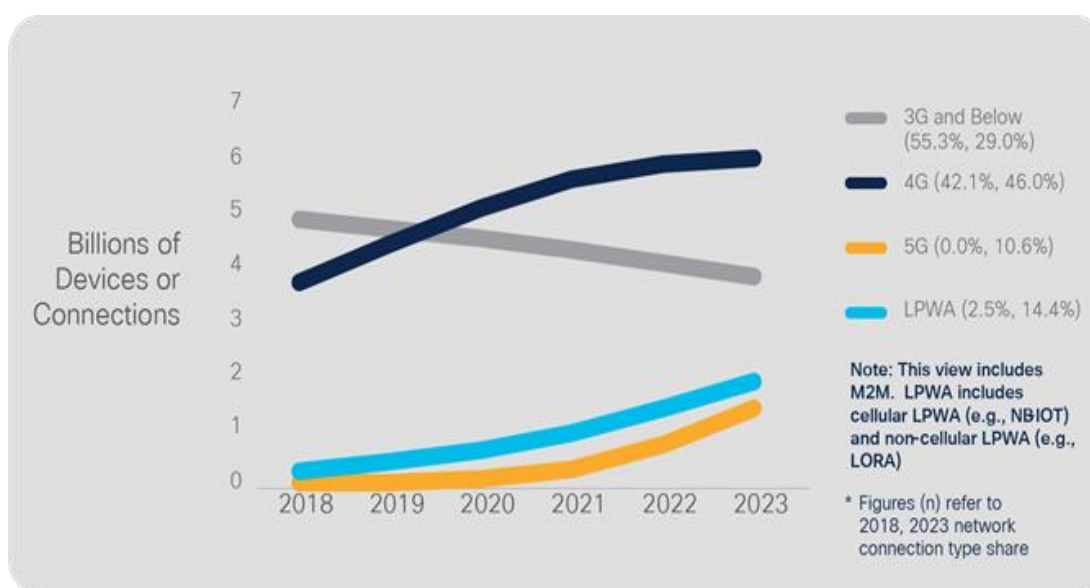
Είναι γεγονός, ότι οι ανάγκες επικοινωνίας και streaming των καταναλωτών καλύφθηκαν με την έλευση του LTE και LTE-A. Όπως θα περιγραφεί παρακάτω όμως, η ανάπτυξη των αναγκών συνδεσιμότητας (που η αύξηση αυτή είναι μεγάλο κομμάτι της 4^{ης} βιομηχανικής επανάστασης) για ανθρώπους και μηχανές δεν καθιστά το δίκτυο LTE επαρκές [10]. Ενδεικτικά περιγράφεται η τάση.

- Ο αριθμός των IP συσκευών που θα είναι συνδεδεμένες αναμένεται έως το 2023, θα είναι τριπλάσιες από τον πληθυσμό της Γης, που σημαίνει ότι θα αντιστοιχούν 3.6 IP συσκευές ανά άτομο σε σχέση με 2.4 το 2018. Αυτό αντιστοιχεί σε 29.3 δισεκατομμύρια IP συσκευές το 2023 σε σχέση με 18.4 το 2018.
- Οι M2M συνδέσεις θα αποτελούν τις μισές από τις συνδεδεμένες συσκευές παγκοσμίως, το 2023.
- Πάνω από το 70% του παγκόσμιου πληθυσμού θα έχει IP συνδεσιμότητα μέσω κινητής. Ο συνολικός αριθμός των συνδρομητών κινητής παγκοσμίως θα αυξηθεί από 5.1 δισεκατομμύρια (66%) το 2018 σε 5.7 (71%) το 2023.
- Μέχρι το 2023, οι 4G συνδέσεις θα αποτελούν το 46% των συνολικών συνδέσεων κινητής ενώ το 2018 το αντίστοιχο ποσό ήταν 42%.
- Οι 5G συνδέσεις εμφανίζονται το 2019 και θα εκαντοπλασιαστούν το 2023 από 13 εκατομμύρια το 2019 σε 1.4 δισεκατομμύρια το 2023. Οι συσκευές που θα υποστηρίξουν 5G δίκτυο θα είναι το 11% επι του συνόλου.
- Αξίζει να σημειωθεί ότι οι 3G συνδέσεις από το 55% το 2018 αναμένεται να κυμανθούν στο 29% μόνο το 2023

Έτσι, τα υπάρχοντα δίκτυα δεν είναι σχεδιασμένα ώστε να διαχειρίζονται και να υποστηρίζουν συνδέσεις με μεγάλο αριθμό συσκευών (smartphone, οικιακών συσκευών κτλ.) όπως αναμένεται να συμβεί με τις εφαρμογές του Διαδικτύου των πραγμάτων (Internet of things – IoT) και machine-to-machine (M2M) επικοινωνιών αλλά και υπηρεσιών ειδικών απαιτήσεων όπως χαμηλής καθυστέρησης διάδοσης. Η τάση ανάπτυξης των δικτύων και των συσκευών φαίνεται και από τις εικόνες 1.1 και 1.2.



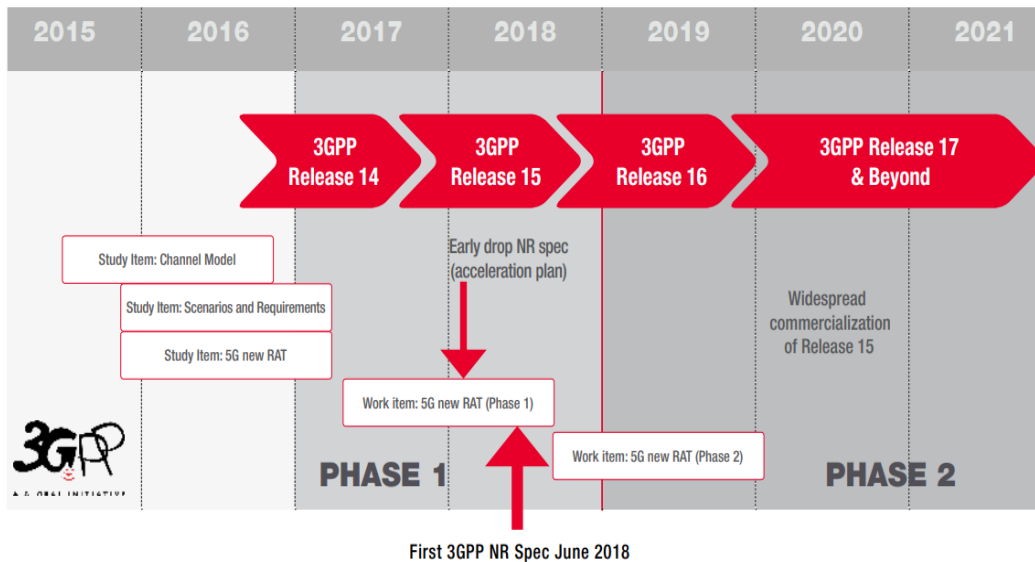
Εικόνα 1.1: Συνδέσεις συσκευών παγκοσμίως [10]



Εικόνα 1.2: Συνδέσεις συσκευών παγκοσμίως ανάλογα με το δίκτυο πρόσβασης. Φαίνεται καθαρά η μείωση χρήσης του 3G δικτύου.[10]

1.3.2 Ανάπτυξη του 5G

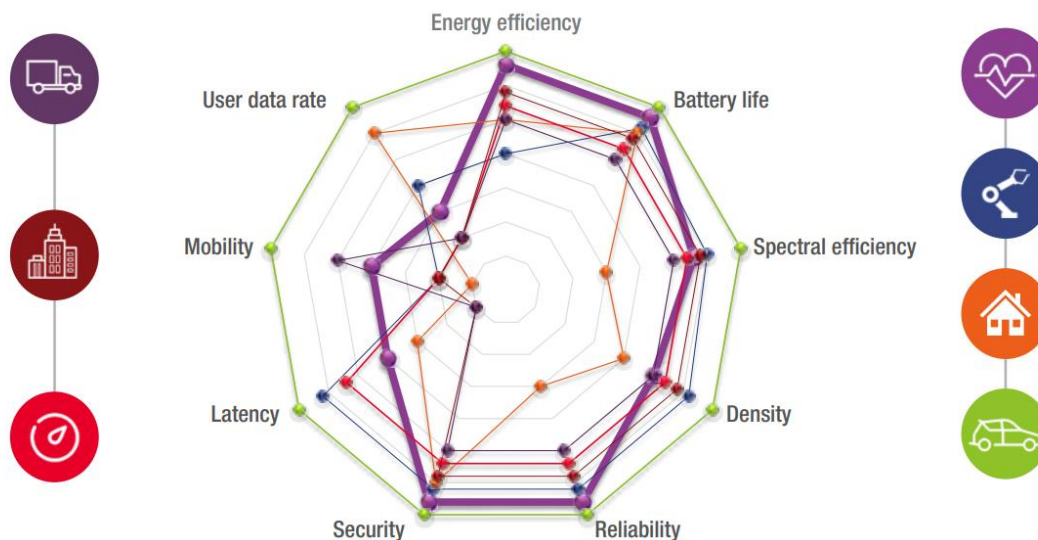
Το 5G δίκτυο, ή NR (New Radio), αναφέρεται σε συστήματα μετά το IMT-Advanced που συμμορφώνονται με τις νέες, κατά ITU IMT-2020 απαιτήσεις. Το 5G παρέχει πολύ υψηλότερες ταχύτητες μετάδοσης. Η 3GPP εξειδικεύει το “full version” ή αλλιώς την πλήρη έκδοση του 5G, Release 16, στο δεύτερο μισό του 2020. Το αρχικό 5G, ή light έκδοσή του, ορίστηκε στο Release 15, συχνά καλείται “φάση 1, 5G”, όπου το Release 16, παρουσιάζει την φάση 2 του 5G. Εδώ είναι που θα υπάρξει και η συμμόρφωση με τις αυστηρές απαιτήσεις της IMT-2020, ολοκληρώνοντας το 5G δίκτυο, προσφέροντας στους καταναλωτές όλο το σετ των υπηρεσιών που αυτό υπόσχεται. Στην εικόνα 1.3 φαίνεται η ανάπτυξη του 5G, στις δυο φάσεις που αναφέρθηκαν.



Εικόνα 1.3: Χρονοδιάγραμμα της 3GPP για 5G NR releases [11]

1.3.3 Απαιτήσεις 5G δικτύου

Στο νέο δίκτυο πρέπει να υποστηριχθούν ανάγκες όπως φαίνονται στην εικόνα 1.4. Ακόμα, για να γίνει η ανάπτυξη των δικτύων και οι συνδέσεις των συσκευών σε αυτά πιο οικονομική και φιλική προς το περιβάλλον, η ενεργειακή απόδοση πρέπει να βελτιωθεί. Επίσης κρίσιμες εφαρμογές όπως απομακρυσμένη εγχείρηση ασθενούς, αυτόνομη οδήγηση και ασύρματος χειρισμός βιομηχανικών ρομπότ απαιτούν πολύ χαμηλές καθυστερήσεις (ultra low latency) σε επίπεδο millisecond ή και λιγότερο και πολύ μεγάλη αξιοπιστία (ultra high reliability) δίνοντας έμφαση στην ιδέα του διαδικτύου αφής (Tactile Internet). Για να υποστηριχθεί αυτή η ανάπτυξη της χρήσης του δικτύου, δημιουργείται ένα νέο δίκτυο (New Radio ή NR) το 5G. Μερικές από τις περιπτώσεις χρήσης, που το δίκτυο είναι (απαιτείται να είναι) πολύ βελτιωμένο είναι οι παρακάτω (εικόνα 1.4).



Εικόνα 1.4: Περιπτώσεις χρήσεις και εφαρμογών 5G NR [11]

Ενώ η 3GPP δημιουργεί τις τεχνικές προδιαγραφές του 5G, η ITU σύσταση (Recommendation) ITU-R M.2083 θέτει ένα σημείο αναφοράς υψηλών προδιαγραφών και ταυτόχρονα απαιτήσεων για το 5G. Το IMT-2020 προβάλλει ένα σύνολο σεναρίων για διαφορετικά περιβάλλοντα και υπηρεσίες όπως φαίνεται παραπάνω στον Πίνακα 1.1

Πίνακας 1.1: Βασικές απαιτήσεις της ITU IMT-2020 για το 5G κατά ITU-R M.2083 [12]

Χαρακτηριστικό	Τιμή	Παράδειγμα (σενάριο)
Πυκνότητα κάλυψης	1 εκ. συσκευές/km ²	eMBB, αισθητήρας δικτύου, massive IoT
Καθυστέρηση	< 1 ms (Release 15) and 0.5 ms (Release 16)	Tactile Internet, κρίσιμες υπηρεσίες, αυτοκινούμενα οχήματα
Κινητικότητα χρήστη	Πάνω από 500 km/h	Πολύ γρήγορα κινούμενα οχήματα, τρένα
Ρυθμοαπόδοση	10–20 Gb/s/χρήστη	Υπηρεσίες streaming, αυξημένης πραγματικότητας
Εξαιρετικά υψηλή αξιοπιστία	Πάνω από 99.999% (Release 15) και 99.9999% (Release 16)	Απομακρυσμένη επέμβαση, χειρισμός μηχανημάτων
Πολύ μικρό κόστος	US \$10 συσκευή	IoT χαμηλού κόστους
Ενεργειακά αποδοτικό	Χρόνος ζωής μπαταρίας 10 έτη	Συσκευές πολύ χαμηλής κατανάλωσης

1.3.4 Κατηγορίες υπηρεσιών στο 5G

Όπως αναφέρθηκε, οι διαφορετικές απαιτήσεις εκφράζουν διαφορετικές υπηρεσίες, οπότε οι βασικές υπηρεσίες χρηστών που θα εξυπηρετεί το 5G, χωρίστηκαν στις παρακάτω βασικές κατηγορίες (Πίνακας 1.2) [13]

Πίνακας 1.2: Κατηγορίες υπηρεσιών στο 5G

Κατηγορία	Περιγραφή
URLLC (Ultra Reliable Low Latency Communication)	Υπηρεσία εξαιρετικά μεγάλης αξιοπιστίας και μικρής καθυστέρησης διάδοσης. Κρίσιμες υπηρεσίες (remote control, tactile internet, autonomous driving)
mMTC (massive Machine Type Communication)	Υπηρεσία για συνδεσιμότητα για μεγάλο αριθμό συσκευών (metering, monitoring, sensors)
eMBB (enhanced Mobile Broadband)	Υπηρεσία για υψηλές απαιτήσεις εύρους ζώνης (virtual reality, augmented reality)

1.3.4.1 eMBB (enhanced Mobile Broadband)

Το eMBB είναι μια κατηγορία υπηρεσιών με υψηλές απαιτήσεις εύρους ζώνης όπως video streaming, εικονική πραγματικότητα (virtual reality), και επαυξημένη πραγματικότητα (augmented reality). Η τεχνολογική πρόκληση, όπως αναφέρθηκε παραπάνω, στο 4G είναι να βελτιώσει την χωρητικότητα του δικτύου (μέσω των τεχνολογιών MIMO, συνάθροιση φερόντων κτλ). Στην ίδια κατεύθυνση ευθυγραμμίζεται και η κατηγορία υπηρεσιών eMBB. Έχοντας ως στόχο να επιτύχει 100 φορές αύξηση χωρητικότητας σε σχέση με τα 4G συστήματα, εισάγει πιο επιθετικές τεχνικές φυσικού

επιπέδου ώστε να βελτιωθεί η φασματική απόδοση. Οι τεχνολογίες αυτές είναι το MIMO, millimeter-wave communication, and spectrally localized waveforms.

1.3.4.2 mMTC (massive Machine Type Communication)

Το mMTC είναι μια κατηγορία υπηρεσιών που υποστηρίζει έναν μεγάλο αριθμό συσκευών για χρήση στην βιομηχανία και στην παραγωγή γενικότερα. Οι υπηρεσίες που θα υποστηριχθούν όπως ανίχνευση (sensing), tagging, μέτρηση (metering) και παρακολούθηση (monitoring) απαιτούν συνδεσιμότητα υψηλής πυκνότητας και καλύτερη ενεργειακή απόδοση. Έχουν υπάρξει διάφορες προσπάθειες για να υποστηριχθεί το machine-type communications όπως το narrowband Internet of Things (NB-IoT) in licensed band, and SigFox and LoRa in unlicensed band. Αυτές οι προσεγγίσεις έχουν παρόμοια λογική αλλά οι τεχνολογίες SigFox and LoRa είναι κατάλληλες για αυτόνομες υπηρεσίες ενώ το NB-IoT είναι τυποποιημένο και συμβατό, με την έννοια της ευρείας χρήσης από πολλές διαφορετικές συσκευές. Οι παραπάνω τεχνολογίες προσφέρουν πολλά οφέλη, όπως χαμηλή κατανάλωση ενέργειας, χαμηλό κόστος λειτουργίας και μεγαλύτερη κάλυψη (από άποψη έκτασης δικτύου). Στην περίπτωση όμως που οι συσκευές αυξάνονται σημαντικά σε αριθμό και εξαντλούν τους διαθέσιμους ραδιοπόρους του δικτύου, υιοθετείται μια «επιθετική» στρατηγική συνδεσιμότητας που καταστρατηγεί την ορθογωνικότητα στο δίκτυο. Έτσι, έχουν γίνει μελέτες που χρησιμοποιούν μη ορθογωνικές τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης που εξυπηρετούν πολύ περισσότερους χρήστες ταυτόχρονα σε σχέση με τις ορθογωνικές τεχνικές.

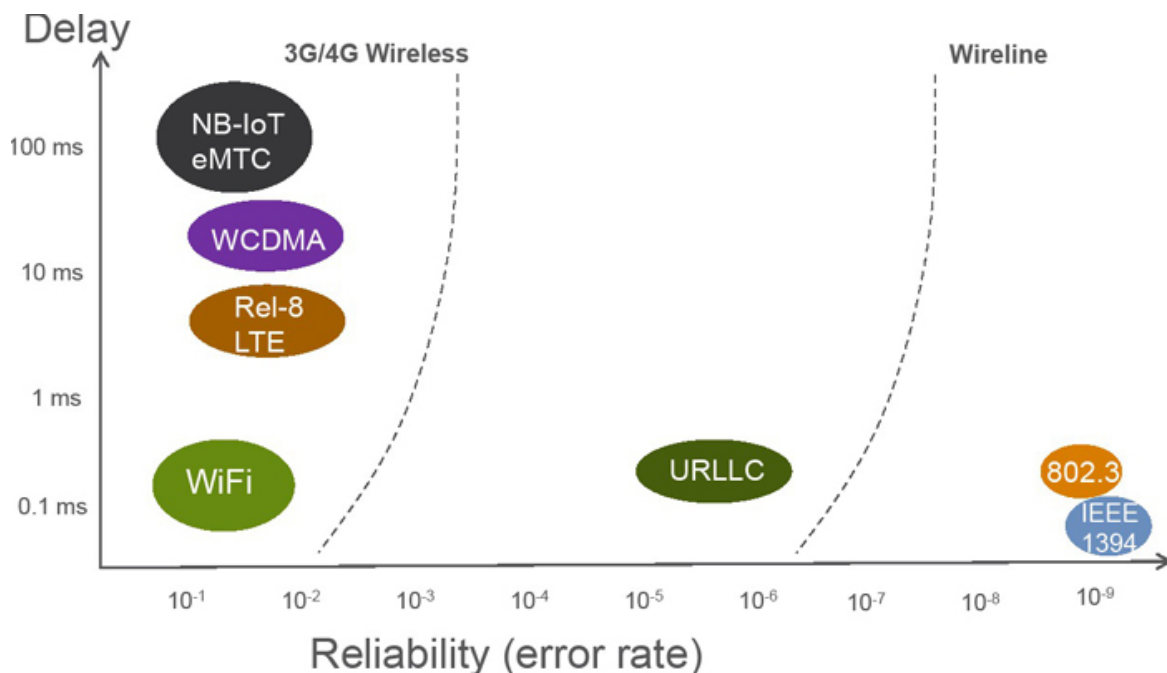
1.3.4.3 URLLC (Ultra Reliable Low Latency Communication)

Το URLLC είναι μια κατηγορία υπηρεσιών που καλείται να υποστηρίξει εφαρμογές που είναι κρίσιμες από άποψη καθυστέρησης (latency) όπως απομακρυσμένος έλεγχος (remote control), αυτόνομη οδήγηση (autonomous driving) και διαδίκτυο αφής (tactile Internet). Έχοντας ως δεδομένο ότι χρειάζονται μερικές δεκάδες milliseconds για να αντιληφθεί κάτι ο άνθρωπος ή να αντιδράσει, η μετάδοση των πακέτων για κρίσιμες εφαρμογές πρέπει να είναι δεκάδες ή εκατοντάδες microseconds. Ενώ στο 4G δίκτυο η καθυστέρηση διάδοσης βελτιώθηκε σημαντικά σε σχέση με το 3G δίκτυο, η από άκρο σε άκρο καθυστέρηση διάδοσης (end-to-end latency) παραμένει σημαντική, περίπου 30~100ms. Αυτό συμβαίνει επειδή το δίκτυο κορμού συνήθως χρησιμοποιεί τον μηχανισμό καλύτερης προσπάθειας αποστολής (best effort delivery mechanism) και έτσι δεν ενδείκνυται για κρίσιμες εφαρμογές. Για να μειωθεί η από άκρο σε άκρο καθυστέρηση διάδοσης, πρέπει να γίνουν θεμελιακές αλλαγές τόσο στο δίκτυο πρόσβασης όσο και στο κορμού. Στο δίκτυο πρόσβασης, η επικεφαλίδα πρέπει να μικρύνει και ο μηχανισμός μετάδοσης να βελτιστοποιηθεί. Στην πραγματικότητα, αφού ένα μεγάλο κομμάτι της καθυστέρησης οφείλεται στα σήματα ελέγχου (για παράδειγμα grant και πιλοτικά σήματα), τα οποία καταλαμβάνουν 0.3~0.4ms ανά ανάθεση (scheduling), δεν είναι αποδοτικό να εισάγουμε χαμηλής καθυστέρησης πακέτο σε ένα LTE σύστημα. Για παράδειγμα, όταν σχεδιάζουμε ένα μικρό πακέτο του οποίου καθυστέρηση διάδοσης είναι 0.5ms πάνω από το 60% από τους πόρους θα καταναλωθούν για σήματα ελέγχου και γενικότερα για την σηματοδότηση. Για να υποστηριχθεί ένα URLLC σήμα, αφού η καθυστέρηση διάδοσης δεν είναι βασική προϋπόθεσή σχεδιασμού για το 4G δίκτυο, ο ανασχεδιασμός της δομής του πλαισίου, της ανάθεσης ραδιοπόρων και της πολλαπλής πρόσβασης είναι απαραίτητος για να γίνει εφικτή η κατηγορία υπηρεσιών URLLC [14].

1.3.5 Προτεινόμενες λύσεις για URLLC τεχνολογία

Στο LTE, το μικρότερο transmission time interval (TTI) περιέχει 14 time domain OFDM σύμβολα με 15 kHz subcarrier spacings (SCS), και το TTI αντιστοιχεί σε 1 ms. Έχοντας ως στόχο να

μειωθεί η καθυστέρηση διάδοσης για την URLLC υπηρεσία, η υιοθέτηση ενός mini slot που περιέχει 2,4, ή 7 OFDM σύμβολα προτείνεται για το 5G NR. Επιπλέον, SCS των 15 kHz, 30 kHz και 60 kHz για κάτω από 6 GHz, και 60 kHz, 120 kHz για πάνω από 6 GHz προτείνονται για να εξυπηρετήσουν τις ανάγκες διαφορετικών χρηστών. Έτσι, μικρότερο TTI με μεγαλύτερο SCS υιοθετείται για να μειωθεί η καθυστέρηση διάδοσης για την υπηρεσία URLLC in LTE Rel. 14 και Rel. 15. Λόγω της καθυστέρησης διάδοσης που προκαλείται από αναθέσεις (scheduling) και granting processes της GB πρόσβασης δεν υπάρχει περιθώριο για να πραγματοποιηθούν επαρκής επαναποστολές ώστε να επιτευχθεί το 10⁻⁸ bit error rate (BER) σε 1 ms. Έτσι, στην LTE Rel. 14 semi-persistent scheduling (SPS) προτείνεται μια γρηγορότερη λύση σε σύγκριση με την GB εκπομπή. Στην SPS οι διαθέσιμοι πόροι είναι συνεχώς ανατεθειμένες στους URLLC χρήστες για συγκεκριμένα time intervals χωρίς περαιτέρω σηματοδότηση. Ωστόσο, η προ-ανάθεση ραδιοπόρων οδηγεί σε σπατάλη τους λόγω της σποραδικής φύσεως της κίνησης (traffic) των URLLC χρηστών. Έτσι, ταυτόχρονη χρήση ραδιοπόρων από μια ομάδα των URLLC χρηστών προτείνεται παρά ατομικές χρήσεις. Στο LTE Rel. 15, πολλοί σχήματα of GF όπως Reactive, K-Repetitions και Proactive έχουν αξιολογηθεί για να εκπληρώσουν τις απαιτήσεις του URLLC. Έχει αποδειχθεί ότι GF τεχνικές υπερέχουν σε σχέση με GB εκπομπές σε όρους καθυστέρησης διάδοσης. Ωστόσο, το GF τυχαίας πρόσβασης προκαλεί συγκρούσεις που σημαίνει ότι μοιράζει τους ίδιους πόρους σε διαφορετικούς χρήστες ταυτόχρονα. Πάνω σε αυτή την κατεύθυνση προτείνεται και η NOMA ως τεχνική για τέτοια σχήματα επικοινωνιών. [15]



Εικόνα 1.5: Προσεγγιστικές καθυστερήσεις διάδοσης και αξιοπιστίας για διάφορα πρωτόκολλα επικοινωνίας [16]

Η εφικτότητα αυτού του σημαντικού εγχειρήματος δεν έχει επιτευχθεί ακόμα στις ασύρματες επικοινωνίες. Στην εικόνα 1.5 γίνεται σύγκριση της καθυστέρησης διάδοσης και της πιθανότητας σφάλματος για διάφορα πρωτόκολλα επικοινωνίας όπως φαίνεται και στο παραπάνω σχήμα. Τα τρίτης γενιάς συστήματα (3G) όπως το wideband code-division multiple access (WCDMA), που στις μέρες μας αρχίζουν και φθίνουν, είναι προσανατολισμένα για υπηρεσίες φωνής και χαμηλού ρυθμού μετάδοσης και η καθυστέρηση διάδοσης μεγαλώνει σημαντικά όταν πολλοί χρήστες πολυπλέκονται σε code domain. Τα 4ης γενιάς συστήματα (4G) Long Term Evolution (LTE) παρέχουν βελτιωμένη καθυστέρηση διάδοσης (over-the-air latency) αλλά δεν μπορούν να καλύψουν τις απαιτήσεις του

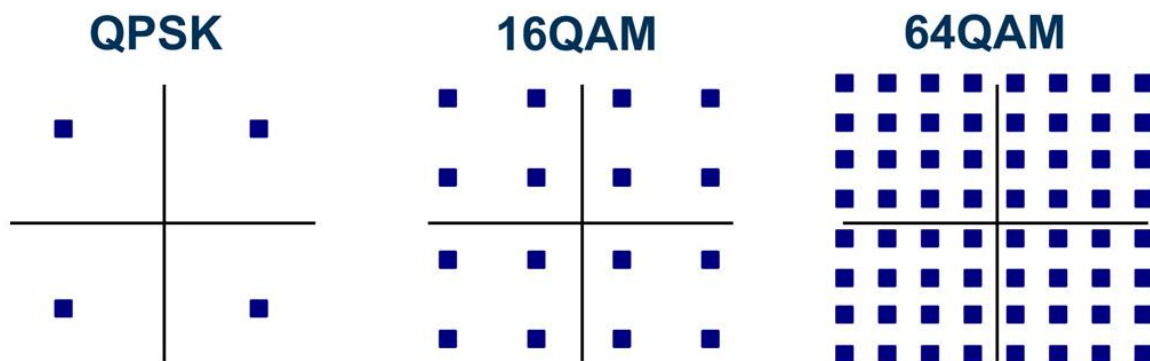
URLLC όπως ορίστηκαν παραπάνω. Narrowband IoT (NB-IoT) και enhanced machine-type communications (eMTC) πρωτόκολλα είναι σχεδιασμένα και βελτιστοποιημένα προς την κατεύθυνση της εξοικονόμησης ενέργειας για συσκευές που καταναλώνουν μικρό φάσμα, αλλά δεν να υποστηρίζουν χαμηλή καθυστέρηση διάδοσης καθώς πραγματοποιούν πολλές επανεκπομπές στο πεδίο του χρόνου για να αυξήσουν την κάλυψη. Αξίζει να σημειωθεί ότι το WiFi έχει χαμηλή αξιοπιστία λόγω του ότι λειτουργεί στο ελεύθερο φάσμα συχνοτήτων, και έτσι δέχεται απρόβλεπτες παρεμβολές. Το ενσύρματο πρωτόκολλο όπως το IEEE 802.3 δημιουργεί ξεκάθαρα ένα άνω όριο σε όρους καθυστέρησης διάδοσης και ρυθμού σφαλμάτων [14]

1.4 Τεχνολογίες κλειδιά στα συστήματα κινητών επικοινωνιών

Σε αυτή την ενότητα θα παρουσιαστούν βασικές τεχνολογίες πάνω στις οποίες βασίζεται εν μέρη η ανάπτυξη του συστήματος της εργασίας αλλά και η τεχνολογία του 5G γενικότερα.

1.4.1 Διαμόρφωση M-αδικής Ορθογωνικής Μεταλλαγής Πλάτους (M-QAM)

Διαμόρφωση αυτή είναι μια υβριδική τεχνική PSK/ASK, όπου τα ψηφιακά σύμβολα του αλφαβήτου έχουν διαφορετικά πλάτη και φάσεις. Μπορεί να θεωρηθεί ότι προκύπτει από δυο διαμορφώσεις πλάτους, που οι φάσεις τους παρουσιάζουν διαφορά 180° , δηλαδή πραγματοποιούνται σε δυο κάθετους μεταξύ τους άξονες, για αυτό και ονομάζεται ορθογωνική μεταλλαγή πλάτους. Ο σηματοστερισμός (constellation diagram) μπορεί να έχει διαφορετικές μορφές, ανάλογα με το μέγεθος του αλφαβήτου, όπως φαίνεται και στην εικόνα 1.6.



Εικόνα 1.6: Διαμορφώσεις σήματος για (α) QPSK, (β) 16QAM, and (γ) 64QAM [11]

Στο σχήμα (α) είναι η QPSK τεχνική που επιτρέπει μέχρι 2 bits σε κάθε σύμβολο πληροφορίας εκφράζοντας 4 διαφορετικές καταστάσεις. Με επέκταση στα 16QAM (β), στέλνονται μέχρι 16 διαφορετικές καταστάσεις με 4bits πληροφορίας ανά σύμβολο. Στο 64QAM (γ) στέλνονται μέχρι 6 bits πληροφορίας ανά σύμβολο σε 64 διαφορετικές καταστάσεις ($2^6=64$).

Αξίζει να σημειωθεί ότι, τουλάχιστον θεωρητικά, το εύρος συχνοτήτων του εκπεμπόμενου σήματος είναι ανεξάρτητο του μεγέθους του σηματοαστερισμού και εξαρτάται από ρυθμό κωδικοποίησης (διαμορφωμένα σύμβολα στον χρόνο - baud/sec). Η χρήση του εύρους ζώνης εκφράζεται σε bits/s/Hz.

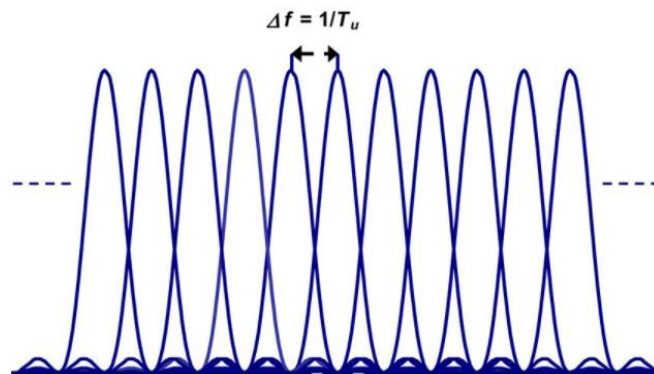
Η χρήση υψηλού σχήματος κωδικοποίησης δημιουργεί την δυνατότητα υψηλότερης αξιοποίησης του φάσματος (bandwidth utilization), που αυτή με την σειρά του φέρνει την δυνατότητα για υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης σε δεδομένο φάσμα συχνοτήτων. Όμως έτσι, μειώνονται οι ανοχές στις παρεμβολές και στον θόρυβο. Με άλλα λόγια υψηλά σχήματα διαμόρφωσης (64QAM)

απαιτούν και υψηλά E_b/N_0 στον δέκτη για ένα συγκεκριμένο BER (Bit Error Rate) σε σύγκριση με ένα QPSK σχήμα.

1.4.2 OFDM

Η βασική ιδέα της ορθογωνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM) είναι η διαίρεση του προς μετάδοση ευρύτερου ζωνικού σήματος σε μεγάλο αριθμό παράλληλων σημάτων, στενής ζώνης (narrowband). Ενώ ένα συμβατικό σύστημα καταλαμβάνει όλο το διαθέσιμο φάσμα, χρησιμοποιώντας παλμούς πολύ μικρής διάρκειας, στην τεχνική OFDM, τα προς μετάδοση ψηφιακά δεδομένα διοχετεύονται παράλληλα στα υποκανάλια, με χαμηλότερο ρυθμό μετάδοσης, έχοντας έτσι πολλά συστήματα τα οποία μεταδίδουν, ταυτόχρονα το κάθε ένα, ένα μικρό μέρος της πληροφορίας, με αργό ρυθμό μετάδοσης, ώστε το κάθε ένα να είναι ένα σήμα στενής ζώνης, ενώ ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης παραμένει σταθερός.

Σε σύγκριση με την απλή τεχνική πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (FDM), η τεχνική OFDM επιτυγχάνει εξοικονόμηση φάσματος, αφού τα υποκανάλια είναι αλληλοεπικαλυπτόμενα (βλέπε εικόνα 1.7). Η αλληλοκάλυψη των καναλιών επιτρέπεται με την προϋπόθεση ότι μεταξύ τους είναι ορθογώνια. Η ορθογωνιότητα εξασφαλίζει ότι στα σημεία όπου το σημείο ενός υποκαναλιού παρουσιάζει κορυφή το φάσμα των διπλανών καναλιών παρουσιάζει μηδενισμό. Για να ισχύει αυτό θα πρέπει τα υποκανάλια να έχουν φέρουσες συχνότητες που είναι ακέραια πολλαπλάσια μιας βασικής συχνότητας. Όταν υπάρχει σφάλμα συγχρονισμού τότε η συνθήκη ορθογωνιότητας δεν ισχύει και εμφανίζεται αλλοίωση του σήματος. [8]

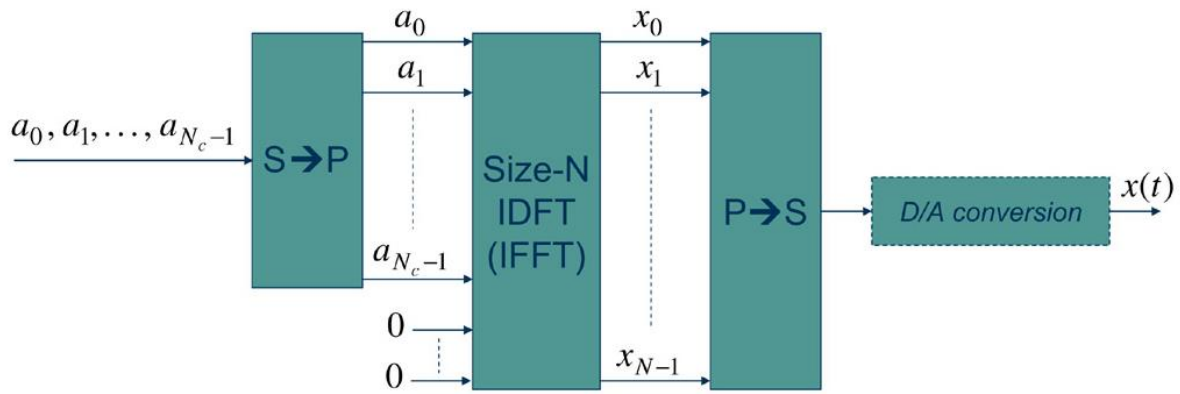


Εικόνα 1.7: Τα υποφέροντα στο OFDM [17]

1.4.2.1 Υλοποίηση συστήματος

Το προς μετάδοση σήμα, αφού κωδικοποιηθεί και διαχωριστεί σε πακέτα, διαμορφώνεται ψηφιακά (στην βασική ζώνη) με μια από τις γνωστές μεθόδους διαμόρφωσης (π.χ. QPSK). Στην συνέχεια το σήμα μετατρέπεται από σειριακό σε παράλληλο ώστε να τροφοδοτηθεί στον IFFT. Κατά βάση, τα ψηφιακά σύμβολα πριν το κύκλωμα του IFFT, αντιστοιχούν στο πεδίο της συχνότητας ενώ μετά τον IFFT στο πεδίο του χρόνου. Έτσι στην έξοδο του IFFT έχουμε χρονικά δείγματα του προς μετάδοση OFDM συμβόλου όπως φαίνεται και στην 1.8 εικόνα.

Αξίζει να σημειωθεί ότι αν δεν χρησιμοποιούταν ο μετασχηματισμός Fourier στην διαδικασία διαμόρφωσης του συμβόλου, θα έπρεπε να υλοποιηθεί για κάθε υποκανάλι ξεχωριστά δικό του κύκλωμα (φίλτρα, ταλαντωτές κτλ) πράγμα ασύμφορο ειδικά αν υπολογίσει κανείς ότι τα υποφέροντα είναι εκατοντάδες ή χιλιάδες. Το ίδιο τόσο για πομπό όσο και για τον δέκτη.



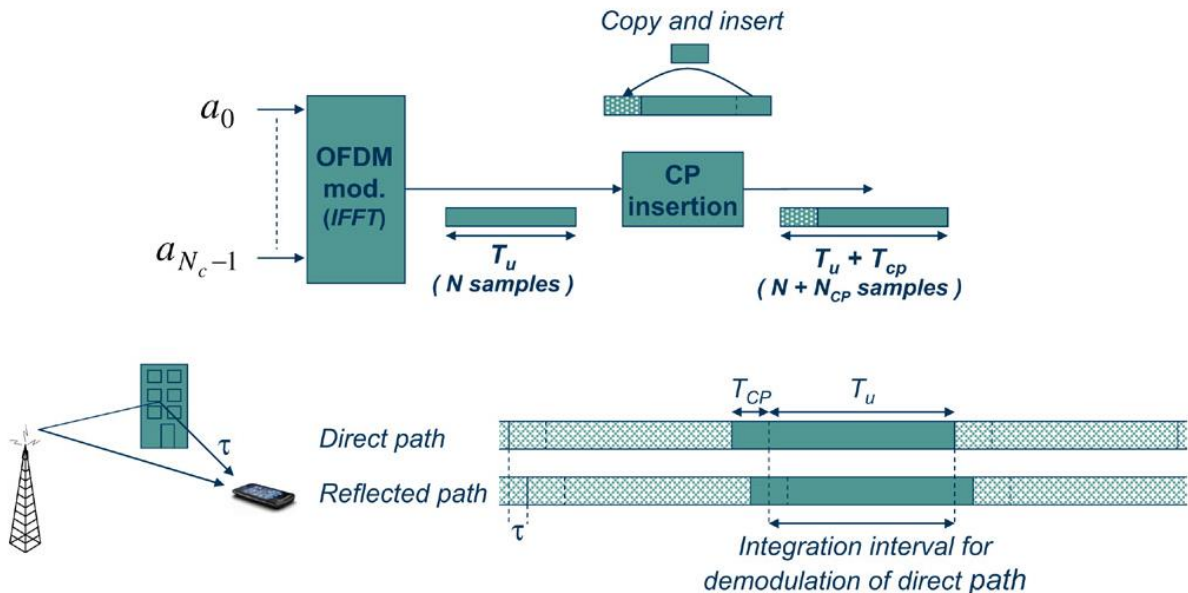
Εικόνα 1.8: Διαμόρφωση OFDM με τον IFFT [11]

Αν τα προς μετάδοση ψηφιακά σύμβολα είναι $\{X_k\}_{k=0}^{N-1}$ τότε η n-οστή έξοδος του IFFT θα είναι

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot e^{j2\pi nk/N}, 0 \leq n < N - 1 \quad (1.1)$$

Διάστημα φύλαξης – Κυκλικό πρόθεμα

Ένα πλεονέκτημα των τεχνικών παράλληλης μετάδοσης, όπως αυτή του OFDM, είναι ότι η διάρκεια του συμβόλου είναι πολύ μεγαλύτερη σε σχέση με τα σειριακά συστήματα. Συγκεκριμένα είναι N φορές πιο μεγάλη, όπου N το πλήθος των υποκαναλιών που χρησιμοποιούνται. Το γεγονός αυτό επιτρέπει τη χρήση χρονικών διαστημάτων φύλαξης μεταξύ διαδοχικών συμβόλων. Η προσθήκη του χρονικού διαστήματος φύλαξης προστατεύει το σήμα από διασυμβολική παρεμβολή, που προκαλεί η πολύοδη διάδοση.



Εικόνα 1.9: Προσθήκη κυκλικού προθέματος (CP)[17]

Έτσι θα πρέπει η χρονική διάρκεια του διαστήματος φύλαξης να είναι τουλάχιστον ίση με τη μέγιστη χρονική διασπορά που εισάγει ο διάυλος, ώστε να αποφεύγεται η διασυμβολική παρεμβολή (εικόνα 1.9)

- Μικρό διάστημα φύλαξης επιλέγεται σε μικρές κυψέλες ώστε να μην επιβαρύνεται το σύμβολο με μεγάλο κυκλικό πρόθεμα άδικα

- Μεγάλο διάστημα φύλαξης επιλέγεται όταν υπάρχει μεγάλη χρονική διασπορά του σήματος (μεγάλες κυψέλες για παράδειγμα και SFN δίκτυα).

Κατά τη διάρκεια του διαστήματος φύλαξης, ο δέκτης απορρίπτει όποια σήματα λαμβάνει. Ο πομπός μπορεί να μην εκπέμπει σήμα κατά τη διάρκεια του διαστήματος φύλαξης, αλλά σε ένα σύστημα OFDM, που υλοποιείται με διακριτό/ταχύ μετασχηματισμό Fourier, είναι αποδοτικότερο, κατά την διάρκεια του διαστήματος φύλαξης, ο πομπός να εκπέμπει ένα τμήμα του εκπεμπόμενου συμβόλου και συγκεκριμένα μια κυκλική επέκτασή του, ώστε η ισοστάθμιση στο δέκτη να είναι πολύ απλούστερη. Συγκεκριμένα, η εισαγωγή της κυκλικής επέκτασης στο μεταδιδόμενο σήμα, επιτρέπει την πραγματοποίηση της ισοστάθμισης στο δέκτη μέσω μιας απλής μιγαδικής διαίρεσης.

Έτσι, το εκπεμπόμενο OFDM σύμβολο x προκύπτει με αντίστροφο διακριτό μετασχηματισμό Fourier (IFFT) του διανύσματος εισόδου X . Το διάνυσμα επεκτείνεται κυκλικά, οπότε η συνέλιξη του διανύσματος x^{CP} με την κρουστική απόκριση του διαύλου h ισοδυναμεί με την κυκλική συνέλιξη του διανύσματος x με την κρουστική απόκριση του διαύλου h , δηλαδή

$$y = x^{CP} * h = x \otimes h \quad (1.2)$$

Όπου το \otimes συμβολίζει την πράξη της κυκλικής συνέλιξης. Οπότε και με βάση τις ιδιότητες του διακριτού μετασχηματισμού Fourier, θα έχουμε

$$Y = FFT\{y\} = FFT\{x \otimes h\} = FFT\{x\} \odot FFT\{h\} = X \odot H \quad (1.3)$$

Όπου $H = FFT\{h\}$ και \odot συμβολίζει την πράξη σημείο προς σημείο.

Έτσι γνωρίζοντας το λαμβανόμενο σήμα Y και μέσω κάποιας κατάλληλης μεθόδου εκτίμησης διαύλου, τον πίνακα H , μπορούμε να ανακτήσουμε το X με μια απλή διαίρεση σημείο προς σημείο των Y και H με βάση της παραπάνω εξίσωση [8,17]

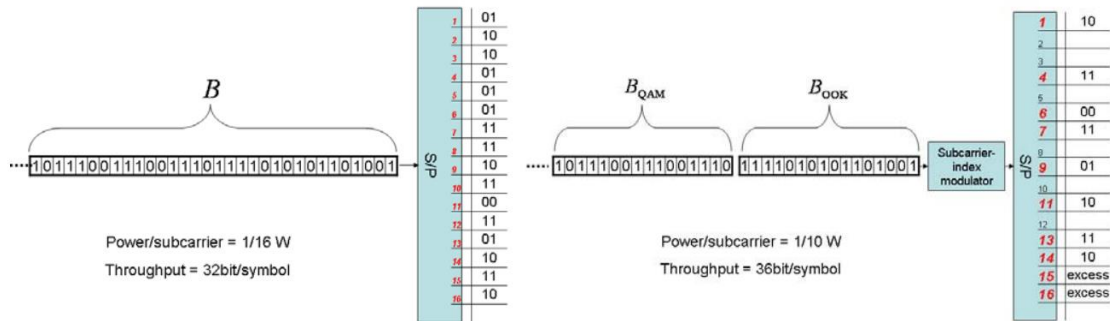
1.4.3 OFDM με διαμόρφωση δείκτη

Στη διαμόρφωση δείκτη, η κωδικοποίηση πληροφορίας πραγματοποιείται όχι μόνο από την Μ-αδική διαμόρφωση (M-QAM) όπως στο κλασικό OFDM, αλλά και από τους δείκτες των υποφερόντων (subcarriers), που γίνονται ενεργά σύμφωνα με εισερχόμενη σειρά από bits. Η εισερχόμενη σειρά από bits είναι αυτή που καθορίζει ποια υποφέροντα θα είναι ενεργά.

Η επικοινωνία πολλαπλών φερόντων είναι σημαντική τεχνολογία για τις επικοινωνίες ευρείας ζώνης και έχει περιληφθεί σε πολλά πρωτόκολλα ασύρματων επικοινωνιών για να ικανοποιήσει την απαίτηση υψηλού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων σε κανάλια επιλεκτικά στην συχνότητα. Η τεχνική OFDM, η οποία μπορεί αποτελεσματικά να καταπολεμήσει την διασυμβολική παρεμβολή που προκαλείται από το γεγονός ότι το ασύρματο κανάλι είναι επιλεκτικό στην συχνότητα, την κάνει τη πιο δημοφιλή τεχνική στην διαμόρφωση πολλαπλών φερουσών στις ασύρματες επικοινωνίες και έχει γίνει βασικό κομμάτι του προτύπου IEEE 802.16 που περιλαμβάνει τις τεχνολογίες Mobile Worldwide Interoperability Microwave Systems για Next-Generation Wireless Communication Systems (WiMAX) και Long Term Evolution (LTE). [18]

Η διαμόρφωση δείκτη είναι μια απλή, ενεργειακά και φασματικά αποδοτική τεχνική για αποστολή επιπλέον bits πληροφορίας μέσα από τους δείκτες του συστήματος. Είναι η τεχνική που ονομάζεται Orthogonal Frequency Division Multiplexing with Index modulation (IM) - OFDM-IM και μεταφέρει πρόσθετη πληροφορία, μέσω των δεικτών μαζί με τα διαμορφωμένα κατά Μ-αδικό τρόπο QAM σύμβολα. Αυτό μας δημιουργεί έναν πρόσθετο βαθμό ελευθερίας, αφού χρησιμοποιούνται

υποφέροντα και σχήματα υποφερόντων ανάλογα με τις απαιτήσεις, και έτσι δημιουργείται ένα ευέλικτο IM σχήμα. [19]



Εικόνα 1.10: OFDM διαμόρφωση με διαμόρφωση δείκτη. Στη δεξιά εικόνα φαίνονται τα ενεργά και τα ανενεργά subcarriers από την διαμόρφωση OFDM – IM [20]

1.4.3.1 Λειτουργία Index Modulation

Ένα ποσό πληροφορίας m bits εισάγεται στον OFDM-IM πομπό. Αυτό το ποσό στην συνέχεια χωρίζεται σε G ομάδες, που κάθε ομάδα περιέχει P bits, δηλαδή

$$m = P \cdot G \quad (1.4)$$

Κάθε ομάδα των P bits σχηματίζεται σε ένα OFDM subblock μήκους n , όπου

$$n = \frac{N}{G} \quad (1.5)$$

και N είναι ο αριθμός των υποφερουσών του OFDM, όπου N το μέγεθος του FFT.

Έτσι, τώρα, σε αντίθεση με το κλασσικό OFDM, αυτή η διαμόρφωση δεν μεταφράζεται μόνο σε όρους του κλασσικού QAM αλλά και με τοποθέτηση δείκτη στις υποφερουσες. Για κάθε subblock, μόνο k από τους n διαθέσιμους δείκτες χρησιμοποιούνται για αυτό το σκοπό και καθορίζονται από μια διαδικασία επιλογής από ένα προεπιλεγμένο σετ ενεργών δεικτών, που βασίζεται στο πρώτο p_1 bits της εισερχόμενης p -bit ακολουθίας. Αυτή η διαδικασία επιλογής αναπτύσσεται χρησιμοποιώντας δυο διαφορετικές τεχνικές αντιστοίχισης (mapping technics) όπως φαίνεται στο παρακάτω Εικόνα (1.10).

Αρχικά καθορίζονται ποιοι δείκτες θα είναι ενεργοί. Στα ανενεργά υποφέροντα θέτουμε τα σύμβολα ίσα με μηδέν και δεν μεταδίδεται με αυτά πληροφορία. Το $p_2 = k \log_2 M$ bits αυτής της ακολουθίας αντιστοιχίζεται σε ένα M -αδικό σύστημα και είναι τα διαμορφωμένα σύμβολα πληροφορίας που μεταφέρονται μέσω των ενεργών υποφερουσών. Έτσι τελικά προκύπτει ότι

$$p = p_1 + p_2 \quad (1.6)$$

Με άλλα λόγια, σε ένα OFDM-IM σχήμα, η πληροφορία μεταφέρεται και από M -αδικά σύμβολα και από τους δείκτες των υποφερόντων που διαμορφώνουν αυτά τα σύμβολα πληροφορίας. Ωστόσο, το γεγονός ότι δεν χρησιμοποιούνται όλα τα διαθέσιμα υποφέροντα, επιφέρει μείωση του συνολικού αριθμού των μεταφερόμενων bits που εν μέρει αντισταθμίζεται από την εκπομπή πρόσθετων bits μέσω της IM μετάδοσης.

Το block διάγραμμα του OFDM-IM πομπού δίνεται παρακάτω στο σχήμα 1.11. Για κάθε subblock β , η εισερχόμενη p_1 bits ακολουθία μεταφέρεται στον επιλογέα δείκτη (index selector), που διαλέγει k ενεργούς δείκτες από n διαθέσιμους, όπου οι επιλεγόμενοι δείκτες δίδονται

$$I_{\beta} = \{i_{\beta,1}, \dots, i_{\beta,k}\}$$

Όπου $i_{\beta,\gamma} \in [1, \dots, n]$ για $\beta=1, \dots, g$ και $\gamma=1, \dots, k$.

Έτσι, ο συνολικός αριθμός bits πληροφορίας που μεταφέρονται από τις θέσεις των ενεργών δεικτών (υποφερόντων) του OFDM block, γράφεται

$$m_1 = p_1 \cdot g = \log_2(C(n, k)) \cdot g \quad (1.7)$$

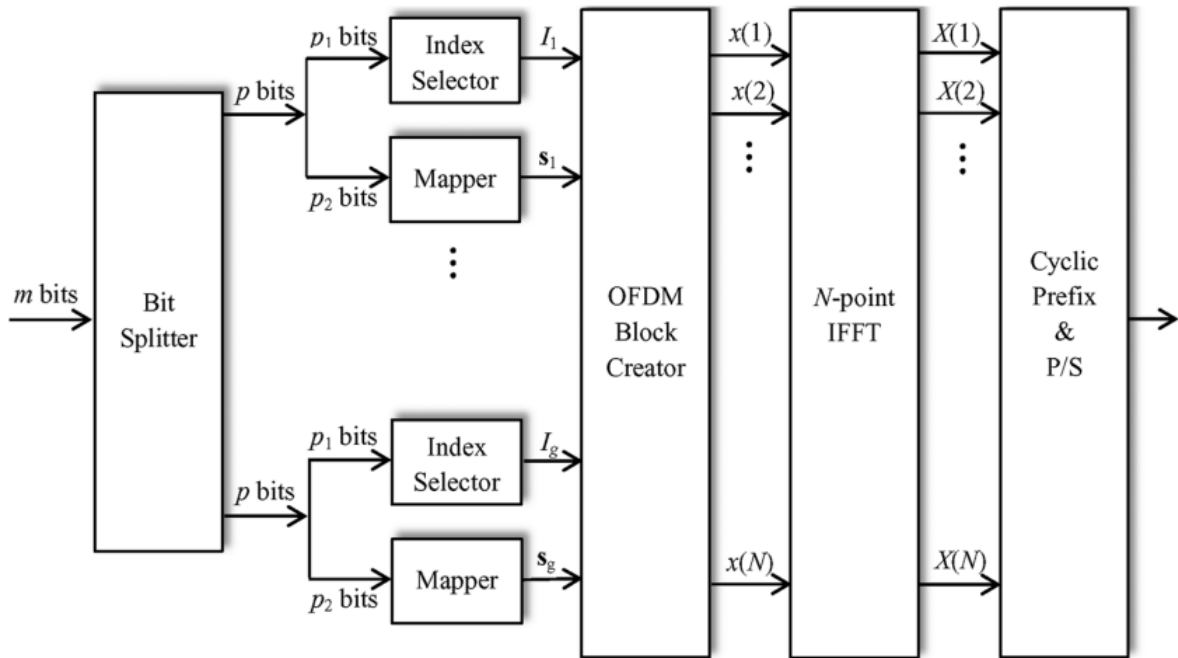
Το σύμβολο “C” αντιστοιχεί σε συντελεστή διωνύμου.

Με άλλα λόγια, I_{β} έχει $c = 2^{p_1}$ πιθανούς συνδυασμούς. Ο συνολικός αριθμός bits που μεταφέρονται από το M-αδικό σύμβολο δίνεται από τον τύπο

$$m_2 = p_2 \cdot g = k \cdot g \cdot \log_2(M) \quad (1.8)$$

Τα συνολικά bits πληροφορίας που μεταδίδονται από το OFDM-IM block είναι

$$m = m_1 + m_2 \quad (1.9)$$



Σχήμα 1.11: Διάγραμμα βαθμίδων από έναν OFDM-IM πομπό [18]

1.4.4 Πολλαπλή πρόσβαση στο 5G

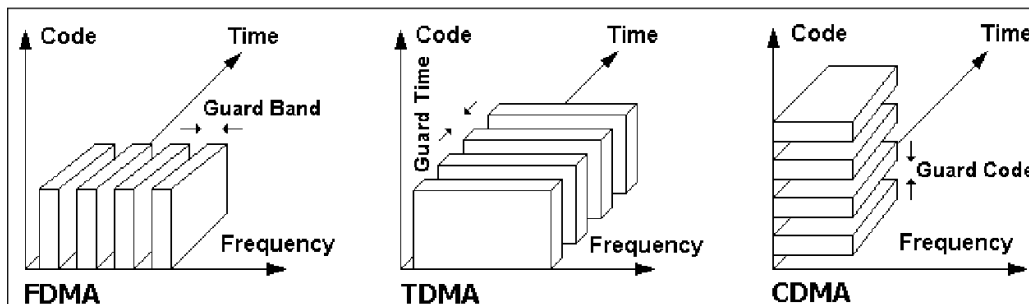
Η πολλαπλή πρόσβαση, στις κινητές επικοινωνίες, είναι μια από τις βασικότερες λειτουργίες που επιτελεί το δίκτυο. Είναι η μέθοδος που κύριο ρόλο έχει να διαχωρίζει τους ραδιοπόρους ώστε αυτοί να ανατίθενται στους χρήστες και να τους μοιράζονται καταλλήλως ώστε τελικά κάθε χρήστης να έχει τον δικό του πόρο. Οι τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης δηλαδή, αποδίδουν αποκλειστικούς διαύλους σε πολλαπλούς χρήστες. Αυτοί οι διάυλοι μπορεί να είναι ο χρόνος (TDMA-Time Division Multiple Access), ο χώρος SDMA (Space Division Multiple Access), η συχνότητα (FDMA Frequency Division Multiple Access – OFDMA Orthogonal Frequency Division Multiple Access) και ο κώδικας (CDMA- Code Division Multiple Access). Στις προηγούμενες τεχνολογίες κινητών επικοινωνιών οι

τεχνικές OMA (Orthogonal Multiple Access) μονοπώλησαν τα σχήματα πολλαπλής πρόσβασης. Ωστόσο από άποψη φασματικής αποδοτικότητας υστερούν για την εξυπηρέτηση των 5G δικτύων.

Αυτό το πρόβλημα έρχεται να αντιμετωπίσει η τεχνική Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA). Στην NOMA τεχνική, πολλοί χρήστες ανατίθενται στους ίδιους ραδιοπόρους. Έτσι δημιουργείται μια παρεμβολή μεταξύ των χρηστών που πολυπλέκονται, η οποία όμως παρεμβολή αφαιρείται μέσω του Successive Interference Cancellation (SIC) μηχανισμού. Επειδή είναι φασματικά αποδοτική τεχνική και απαραίτητη για τα δίκτυα νέας γενιάς οι ερευνητές μελετούν τις NOMA τεχνικές Power Domain (PD) και sparse code multiple access (SCMA).

1.4.4.1 OMA Τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης

Στην FDMA, το ολικό εύρος ζώνης του συστήματος χωρίζεται σε διαύλους, μη επικαλυπτόμενους στην συχνότητα, που αποδίδονται σε διαφορετικούς χρήστες. Στην TDMA, ο χρόνος χωρίζεται σε μη επικαλυπτόμενες χρονοσχισμές που αποδίδονται σε διαφορετικούς χρήστες. Στην CDMA, ο χρόνος και το εύρος ζώνης χρησιμοποιούνται ταυτόχρονα από διαφορετικούς χρήστες που διαμορφώνονται από ορθογώνιους κώδικες διασποράς. Τέλος, στην SDMA, γίνεται χρήση έξυπνων κεραιών που δίνουν την δυνατότητα χωρικού διαχωρισμού των χρηστών από τους σταθμούς βάσης και έτσι είναι δυνατή η χρήση των ίδιων πόρων του συστήματος για χωρικά διασκορπισμένους χρήστες. Όλα τα παραπάνω συνοψίζονται στην εικόνα 1.12



Σχήμα 1.12: Οι πολλαπλές προσβάσεις στην OMA [15]

1.4.4.2 NOMA Τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης

Στις τεχνικές μη ορθογώνιας πολλαπλής πρόσβασης (NOMA), η διαφορά είναι ότι σε δυο ή περισσότερους χρήστες, ανατίθεται ακριβώς ο ίδιος ραδιοπόρος. Για παράδειγμα το ίδιο κανάλι συχνότητας ακριβώς στον ίδιο χρόνο και στην ίδια κυψέλη. Αυτό έχει πολλά πλεονεκτήματα σε σχέση με την OMA μεταξύ άλλων η βελτίωση της φασματικής αποδοτικότητας του δικτύου. Οι διαθέσιμες τεχνικές NOMA μπορούν γενικά να χωριστούν σε δυο κατηγορίες. Την power-domain και την code-domain NOMA. Στην παρούσα εργασία θα αναλυθεί μόνο η power-domain NOMA αφού αυτή η μέθοδος χρησιμοποιείται και στο μοντέλο ανάπτυξης.

1.4.4.2.1 Power Domain NOMA

Στην τεχνική PD-NOMA η πολυπλεξία των χρηστών γίνεται στο πεδίο της ισχύος, με τους χρήστες να μοιράζονται ακριβώς τους ίδιους ραδιοπόρους του δικτύου.

Στα δίκτυα νέας γενιάς, η μη ορθογωνική πολυπλεξία, η τεχνική NOMA, κερδίζει στα χαρακτηριστικά σε σχέση με το OMA όπως θα αναλυθεί παρακάτω. Βασικοί λόγοι που επιλέχθηκε και είναι εφικτή πλέον αυτή η τεχνική είναι οι εξής [22]

- Επανάσταση στην επεξεργαστική ισχύ των συσκευών

Το γεγονός ότι η τεχνική NOMA απαιτεί έναν μηχανισμό SIC στον δέκτη, μάλλον είναι κάτι κακό για τον δέκτη, σε όρους πολυπλοκότητας. Αυτό γιατί, ο μηχανισμός SIC κάνει αποδιαμόρφωση και αποκωδικοποίηση για σήματα τα οποία δεν τον αφορούν, αλλά αφορούν άλλους χρήστες, επιπρόσθετα με το δικό του σήμα, πράγμα το οποίο θα προκαλέσει μια καθυστέρηση στην επεξεργασία. Έτσι η ανάπτυξη της τεχνικής NOMA είναι επιτεύξιμη χάρις στην επανάσταση της επεξεργαστικής ισχύος των κινητών συσκευών.

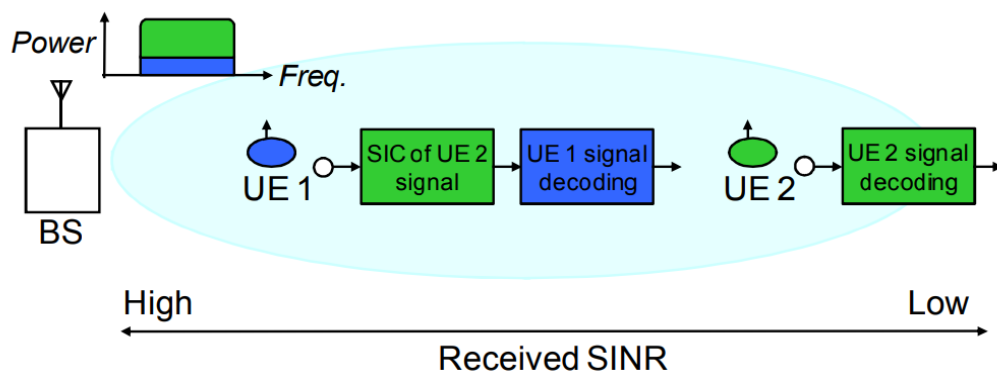
- Καλύτερα χαρακτηριστικά σε πολλές εφαρμογές κινητής τηλεφωνίας

Στο LTE/LTE-Advanced, πολλές τεχνολογίες έχουν υιοθετηθεί για να βελτιώσουν την συμπεριφορά και τα χαρακτηριστικά του συστήματος. Μεταξύ αυτών το OFDM, το HARQ (hybrid automatic repeat request), MIMO, που μπορούν να παρέχουν βελτιώσεις στα χαρακτηριστικά, ανεξαρτήτως της κινητικότητας του χρήστη και της καθυστέρησης επεξεργασίας που το κινητό του επιφέρει. Με άλλα λόγια, αυτές οι βασικές τεχνολογίες, δεν βασίζονται τόσο πολύ στην γνώση του BS (σταθμού βάσης) της στιγμιαίας συχνοεπιλεκτικής διάλειψης όπως frequency-selective channel quality indicator (CQI) ή channel state information (CSI) που απαιτούν καλή γνώση της κατάστασης του καναλιού του χρήστη.

Στην πράξη, στην ανάπτυξη δικτύου σε πραγματική κυψέλη, η ενημέρωση κατάστασης καναλιού του χρήστη, δεν μπορεί να ακολουθήσει και να αποτυπώσει τις εναλλαγές στην συχνοεπιλεκτικότητα του καναλιού, λόγω της κινητικότητας και καθυστέρησης επεξεργασίας, περιορισμούς στον scheduler του σταθμού βάσης, κορεσμός στο upload του UE κτλ. Όλα αυτά γίνονται πιο απαιτητικά σε μεγαλύτερες συχνότητες. Με αυτή την έννοια, είναι προτιμότερο για την τεχνική NOMA, να έχει έναν μηχανισμό ακύρωσης στον δέκτη και να εξειδικεύσει το βασικό μηχανισμό ακύρωσης, έτσι ώστε το NOMA με μηχανισμό SIC στον δέκτη, να είναι η βασική τεχνολογία που παρέχει ικανό κέρδος σε σχέση με άλλες τεχνικές, σε πολλές εφαρμογές.

- Χρησιμοποίηση ενός πρόσθετου πεδίου για πολυπλεξία χρηστών

Σε αντίθεση με το υπάρχον LTE, το NOMA, υπερθέτει πολλούς χρήστες στο πεδίο της ισχύος, έτσι ώστε ο διαχωρισμός των χρηστών να επιτυγχάνεται μέσω του μηχανισμού SIC. Με αυτή την έννοια, το NOMA είναι μια τεχνική που χρησιμοποιεί νέο πεδίο, το πεδίο ισχύος, που δεν χρησιμοποιείται στα 3.9/4G συστήματα. Το κέρδος του NOMA σε σχέση με την OMA τεχνική μεγαλώνει όσο μεγαλώνουν οι διαφορές κέρδους των καναλιών, οι απώλειες μεταξύ των χρηστών να είναι μεγάλες.



Εικόνα 1.13: Βασική NOMA διαδικασία με SIC για δύο UE χρήστες (κατερχόμενη ζεύξη) [21]

Το παραπάνω σχήμα (Εικόνα 1.13) παρουσιάζει τη βασική διαδικασία για το NOMA σχήμα στην κατερχόμενη ζεύξη. Ωστόσο το NOMA μπορεί να υποστηριχθεί και για την άνω ζεύξη με μηχανισμό SIC για τον BS.

Για απλότητα, θεωρούμε δυο χρήστες UE, έναν πομπό και μια κεραία λήψης σε κάθε UE. Το εύρος συχνοτήτων είναι 1 Hz. Ο σταθμός βάσης (BS) εκπέμπει ένα σήμα για UE-i (i=1,2) και ισχύ P_i . Το άθροισμα της ισχύος είναι P_{maximum} . Στο NOMA σχήμα τα σήματα, x_1 και x_2 , υπερτίθενται έτσι :

$$x = \sqrt{P_1} \cdot x_1 + \sqrt{P_2} \cdot x_2 \quad (1.10)$$

Το λαμβανόμενο σήμα στα UE-I είναι :

$$y_i = h_i \cdot x + w_i \quad (1.11)$$

όπου h_i είναι το κανάλι μεταξύ των χρηστών UE-i και του σταθμού βάσης. Ο όρος w_i αντιπροσωπεύει τον λαμβανόμενο Γκαουσιανό θόρυβο μαζί διακυψελική παρεμβολή. Η πυκνότητα ισχύος του θορύβου w_i είναι $N_{0,i}$.

Στην κατερχόμενη ζεύξη, η διαδικασία SIC, πραγματοποιείται στον δέκτη. Η σωστή σειρά για αποκωδικοποίηση είναι με την σειρά που αυξάνεται το κέρδος καναλιού, κανοκινοποιημένο ως προς τον θόρυβο και την διακυψελική παρεμβολή $\frac{|h_i|^2}{N_{0,i}}$. Βασιζόμενοι σε αυτή την σειρά, κάθε χρήστης, μπορεί σωστά να αποκωδικοποιήσει τα σήματα των άλλων χρηστών που η σειρά αποκωδικοποίησης έρχεται πρωτύτερα από αυτόν που θα κάνει ακύρωση παρεμβολής (interference cancellation). Έτσι, ο χρήστης UE-i μπορεί να αφαιρέσει το σήμα του j-στου χρήστη του οποίου το κανάλι είναι $\frac{|h_j|^2}{N_{0,j}}$ είναι μικρότερο από του $\frac{|h_i|^2}{N_{0,i}}$. Στην περίπτωση των δύο μόνο χρηστών, υποθέτοντας ότι $\frac{|h_1|^2}{N_{0,1}} > \frac{|h_2|^2}{N_{0,2}}$, ο UE-2 δεν θα χρησιμοποιήσει SIC καθώς έρχεται πρώτος στην αποκωδικοποίηση. Ο UE-2, θα αποκωδικοποιήσει πρώτα το x_2 , και θα αφαιρέσει ότι άλλο έχει το y_1 . Έτσι ο UE-1, θα αποκωδικοποιήσει το x_1 χωρίς παρεμβολές από το x_2 .

Θεωρώντας λήψη σήματος χωρίς λάθη του x_2 από τον UE-1, η ρυθμοαπόδοση του UE-I, R_i μπορεί να γραφεί, σύμφωνα με το θεώρημα του Shannon [23] το οποίο είναι :

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.12)$$

ως ακολούθως

$$R_1 = \log_2 \left(1 + \frac{P_1 \cdot |h_1|^2}{N_{0,1}} \right) \quad (1.13)$$

και

$$R_2 = \log_2 \left(1 + \frac{P_2 \cdot |h_2|^2}{P_1 \cdot |h_2|^2 + N_{0,2}} \right) \quad (1.14)$$

Από τις 1.13 και 1.14 φαίνεται ότι ανάθεση ισχύος σε κάθε UE, επηρεάζει πολύ την ρυθμοαπόδοση του. Ρυθμίζοντας κατάλληλα τον λόγο ανάθεσης ισχύος $\frac{P_1}{P_2}$, ο BS μπορεί ευέλικτα να χειριστεί την ρυθμοαπόδοση του κάθε UE.

Σύγκριση NOMA με OFDMA

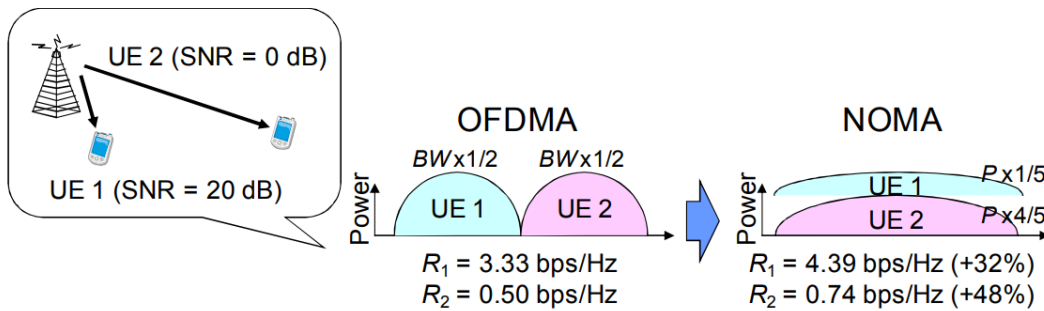
Αν θεωρήσουμε OFDMA σχήμα, με ορθογωνική πολυπλεξία, όπου το εύρος συχνοτήτων του α ($0 < \alpha < 1$) Hz ανατίθεται στον UE-1 και το υπόλοιπο, $(1-\alpha)$, στον UE-2, το R_i γράφεται ως ακολούθως

$$R_1 = \alpha \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_1 \cdot |h_1|^2}{\alpha \cdot N_{0,1}} \right) \quad (1.15)$$

και

$$R_2 = (1 - \alpha) \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_2 \cdot |h_2|^2}{(1-\alpha) \cdot N_{0,2}} \right) \quad (1.16)$$

Στη NOMA, το όφελος (performance gain) συγκρινόμενο με το OFDMA αυξάνεται όταν η διαφορά των κερδών καναλιών (απώλειες διάδοσης) είναι μεγάλες. Όπως φαίνεται και στην εικόνα 1.12 ο UE-1 έχει $SNR \frac{P_1 \cdot |h_1|^2}{N_{0,1}} = 20dB$ ενώ ο UE-2 $\frac{P_2 \cdot |h_2|^2}{N_{0,2}} = 0dB$. Στην OFDMA τεχνική, όταν ίσο εύρος και ίση ισχύς ανατίθεται σε κάθε UE ($\alpha=0.5, P_1 = P_2$) τα R_i υπολογίζονται από τις (1.15) και (1.16) ως $R_1 = 3,33bps$ και $R_2 = 0.50bps$. Από την άλλη πλευρά, στην NOMA, όταν η ανάθεση ισχύος είναι $P_1 = \frac{1}{5} \cdot P$ και $P_2 = \frac{4}{5} \cdot P$, τα R_i που υπολογίζονται από τις (1.13) και (1.14) γίνονται $R_1 = 4,39bps$ $R_2 = 0.74bps$. Το όφελος της NOMA σε σχέση με την OMA είναι 32% και 48% για τον UE-1 και UE-2 αντίστοιχα. Τα παραπάνω συνοψίζονται στην εικόνα 1.14.



Εικόνα 1.14: Σχηματικό παράδειγμα οφέλους NOMA σε σχέση με OFDMA (OMA) τεχνική.[16]

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο: Το σύστημα OFDM-IM QAM NOMA

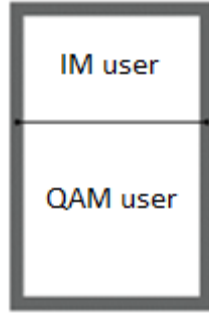
2.1 Εισαγωγή

Η συνύπαρξη σε μια κυψέλη χρηστών διαφορετικών κατηγοριών υπηρεσιών, eMBB και URLLC, είναι κάτι που αναμένεται ως σύνηθες στο 5G δίκτυο. Στο πρώτο μέρος του κεφαλαίου θα παρουσιαστεί σύστημα που στους ίδιους πόρους συχνότητας και χρόνου (PD-NOMA) θα εξυπηρετεί την τηλεπικοινωνιακή κίνηση αυτών των χρηστών, ικανοποιώντας τις απαιτήσεις τους. Η πληροφορία του eMBB χρήστη θα διαμορφώνεται από ένα M-QAM σχήμα, η πληροφορία του URLLC χρήστη θα διαμορφώνεται από την διαμόρφωση δείκτη OFDM-IM και αυτά μαζί, μέσω της τεχνικής PD-NOMA που θα υλοποιεί την πολλαπλή πρόσβαση στο ραδιοδίκτυο, θα αποστέλλονται στον αέρα με την OFDM τεχνική διαμόρφωσης. Έτσι, το σύστημα αποκτά το όνομα OFDM-IM QAM NOMA. Για λόγους συντομίας και τεχνικής συσχέτισης, ο eMBB χρήστης θα καλείται και QAM χρήστης, ενώ ο URLLC χρήστης θα καλείται και IM χρήστης, λόγω των διαμορφώσεων που φέρουν. Σκοπός του συστήματος είναι διαμορφώνοντας κατάλληλα τις παραμέτρους του, να υπολογιστεί η πιθανότητα λάθους του URLLC χρήστη. Για να θεωρηθεί το σύστημα επιτυχές πρέπει να επιτύχει πιθανότητα λάθους 10^{-8} [7].

Στο δεύτερο μέρος του Κεφαλαίου θα αναπτυχθεί η μελέτη του «user pairing» δηλαδή, θα γίνει προσπάθεια να μελετηθεί με ποιον URLLC χρήστη μπορεί ο eMBB χρήστης, με δεδομένα τα χαρακτηριστικά του (ρυθμό μετάδοσης, απόσταση από BS), να γίνει πολυπλεξία NOMA διατηρώντας και οι δυο τις απαιτήσεις του (ρυθμό μετάδοσης ο eMBB και BEP ο URLLC). Στην συνέχεια θα αναπτυχθεί ενότητα στην οποία καταγράφεται η κατανάλωση ενέργειας του NOMA σχήματος για αποστολή ενός μικρού μηνύματος 32 Byte στον URLLC χρήστη. Το κεφάλαιο κλείνει με υπολογισμό της κατανάλωσης ενέργειας OMA σχήματος για τα ίδια χαρακτηριστικά με σκοπό την σύγκριση της κατανάλωσης των δυο ενεργειών.

2.2 Το σύστημα OFDM-IM/OFDM-QAM

Θεωρείται μια επικοινωνία κάτω ζεύξης (downlink) με τους χρήστες να χωρίζονται σε δυο κατηγορίες. Η μια περιλαμβάνει τους χρήστες υψηλού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων (eMBB), που χρησιμοποιούν M-QAM διαμόρφωση μέσα από OFDM σχήμα (όπου M αντιστοιχεί σε τάξη διαμόρφωσης, 16-QAM για παράδειγμα) και αναφέρονται ως QAM χρήστες. Η δεύτερη κατηγορία αναφέρεται σε χρήστες χαμηλής ταχύτητας και χαμηλής πιθανότητας σφάλματος (URLLC για παράδειγμα) και αναφέρεται ως IM χρήστης. Ο σταθμός βάσης (BS- Base Station) χρησιμοποιεί ένα απλό, ειδικά σχεδιασμένο OFDM-IM/OFDM-QAM σχήμα για να μεταφέρει την πληροφορία του URLLC χρήστη, πάνω από ήδη υπάρχον QAM χρήστη, μέσω της τεχνικής NOMA, που καλείται IM-QAM NOMA. Έτσι, στο σύστημα αυτό, θεωρείται ότι ο QAM και ο IM χρήστης εκπέμπουν ταυτόχρονα στην ίδια συστάδα πόρων (resource block) του 5G OFDM πλέγματος (grid), με απόσταση υποφερουσών Δf , ακολουθώντας το πρότυπο 3GPP με προτίμηση $\mu > 1$, που σημαίνει σε διάρκεια μιας θυρίδας (slot) μικρότερη από 0.5 ms, επιτρέποντας την καθυστέρηση διάδοσης να είναι στα πλαίσια που η URLLC υπηρεσία απαιτεί. Τα παραπάνω φαίνονται και στην εικόνα 2.1



Εικόνα 2.2. Απλοποιημένο σχήμα που δείχνει την κατανομή ισχύος (power allocation) στους δυο χρήστες, IM και QAM αντίστοιχα.

Η κατανομή ισχύος, με μη προσεκτικό τρόπο, μπορεί να κάνει την μέθοδο NOMA QAM-IM, μη συμφέρουσα σε σχέση με OMA τεχνικές. Οπότε το κομμάτι της προσεκτικής τοποθέτησης ισχύος και εκτενούς μελέτης είναι πολύ σημαντικό.

Η ισχύς P_T^{QAM} θεωρείται ότι μοιράζεται ισόποσα σε όλα τα υποφέροντα, οδηγώντας σε μια σχέση

$$P_{SC}^{QAM} = \frac{P_T^{QAM}}{N} \text{ ανά υποφέρον} \quad (2.3)$$

2.2.3 Διαμόρφωση συμβολών QAM χρήστη

Η διαμόρφωση συμβόλων του QAM χρήστη πραγματοποιείται με τον κλασσικό τρόπο, σχηματίζοντας ένα OFDM σύμβολο ως ακολούθως

$$\mathbf{X} = [X_0, X_1, \dots, X_k, \dots, X_{N-1}]$$

Με $X_k = \sqrt{P_{SC}^{QAM}} x_k$ να είναι MQAM σύμβολο, όπου $x_k = k_{QAM} [\pm(2p-1) \pm j(2q-1)]$, με $j = \sqrt{-1}$ και $p, q \in \{1, \dots, \sqrt{M}/2\}$, κανονικοποιημένο ως $k_{QAM} = \sqrt{2(M-1)/3}$ ώστε να διατηρείται η μέση ισχύς ίση με την μονάδα, για όλα τα MQAM σύμβολα.

Τα bits που ανατίθενται στον QAM χρήστη:

$$Bits_{QAM} = N \cdot \log_2 M \quad (2.4)$$

Όπου «N» τα υποφέροντα και «M» ο δείκτης διαμόρφωσης του M-QAM σχήματος

2.2.4 Διαμόρφωση συμβολών IM χρήστη

Ο σταθμός βάσης χωρίζει τα διαθέσιμα υποφέροντα σε G ομάδες (groups) που αποτελείται από Q υποφέροντα η κάθε ομάδα. Όπου το Q, είναι δύναμη του δύο.

Τα bits που μεταφέρονται στον IM χρήστη αντιστοιχούν σε για κάθε ομάδα, ενεργοποιώντας μόνο ένα από τα Q υποφέροντα.

$$Bits_{IM} = \log_2 Q \quad (2.5)$$

Ενώ τα συνολικά τα μεταφερόμενα bits ανά OFDM σύμβολο, αντιστοιχούν σε

$$Bits_{IM} = G \cdot \log_2 Q \quad (2.6)$$

Κεφάλαιο 2

Καμία πρόσθετη πληροφορία δεν μεταφέρεται όπως συμβαίνει σε κάθε κλασική OFDM-IM διαμόρφωση.

Ο αριθμός των ομάδων που χωρίζονται τα υποφέροντα είναι ακέραιος και ίσος με

$$G = \frac{N}{Q} \quad (2.7)$$

Η συνολική εκπεμπόμενη ισχύς P_T^{IM} διαιρείται ισόποσα σε όλα τα ενεργά υποφέροντα, οδηγώντας στην σχέση

$$P_{SC}^{IM} = \frac{P_T^{IM}}{G} \text{ ανά ενεργό υποφέρον} \quad (2.8)$$

Παράδειγμα ανάθεσης ισχύος

Υποθέτουμε ότι ίση ισχύς ανατίθεται στον IM και στον QAM χρήστη, γεγονός που αντιστοιχεί σε $\beta=0.5$ (βλέπε εικόνα 2.3). Αυτό οδηγεί σε :

$$P_T^{IM} = P_T^{QAM} \quad (2.9)$$

ή με άλλα λόγια

$$GP_{SC}^{IM} = NP_{SC}^{QAM} \quad (2.10)$$

επομένως

$$P_{SC}^{IM} = QP_{SC}^{QAM} \quad (2.11)$$

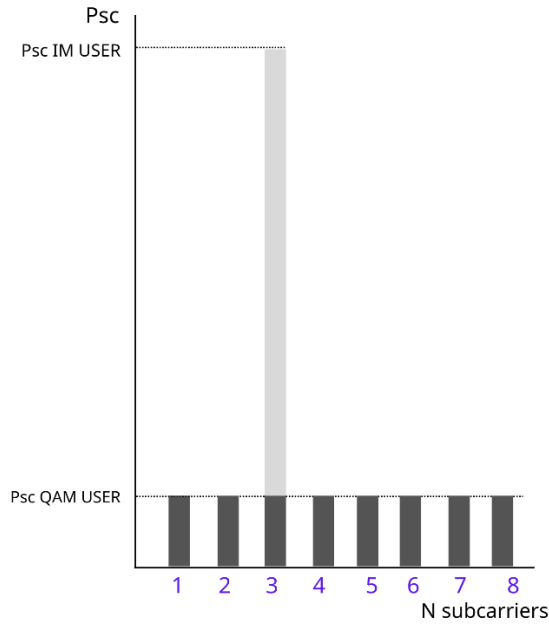
Αυτό σημαίνει ότι είναι Q φορές μεγαλύτερη η ισχύς στο ενεργό υποφέρον του IM χρήστη από ότι στα υποφέροντα του QAM χρήστη. Αυτός είναι και ο λόγος που κάθε ομάδα G, έχει μόνο ενεργό υποφέρον από τα Q στο παρόν σύστημα. Η αιτία που επιλέχθηκε αυτό, είναι η υψηλή ισχύς που έχει το ενεργό υποφέρον (Q φορές μεγαλύτερη από την ισχύ του QAM) το κάνει εύκολα ανιχνεύσιμο, με συνέπεια να μειώνεται η πιθανότητα σφάλματος (BEP), με κόστος όμως τον ρυθμό πληροφορίας του IM χρήστη. Ο ρυθμός πληροφορίας μειώνεται αφού μόνο ένα ενεργό υποφέρον μεταφέρει πληροφορία όπως δείχνει και η σχέση (2.6)

Η πληροφορία του IM χρήστη οργανώνεται σε G ομάδες και το $\log_2 Q$ καθορίζει το ενεργό υποφέρον ανά ομάδα από την m-οστή ομάδα ($0 \leq m \leq G - 1$) στο διάνυσμα

$$\mathbf{Y}_m = [0, \dots, Y_{j_m}, \dots, 0]_{(1 \times Q)} \quad (2.12)$$

Όπου j_m ($0 \leq j_m \leq Q - 1$), είναι η θέση του ενεργού υποφέροντος που εξαρτάται από τα bits πληροφορίας του IM χρήστη.

Η τιμή του Y_{j_m} (το IM σύμβολο) επιλέγεται με συγκεκριμένους κανόνες, με κριτήριο να δημιουργήσει την μικρότερη δυνατή παρεμβολή στον QAM χρήστη και το ανάποδο.



Εικόνα 2.3. Παράδειγμα ανάθεσης ισχύος με $\beta=0.5$. Ενεργό υποφέρον είναι το «3».

2.2.5 Το υπερτεθειμένο σήμα

Στην πράξη, ισχύει,

$$Y_{jm} = \sqrt{P_{SC}^{IM}} y_{jm} \quad (2.13)$$

με το y_{jm} να σχηματίζεται με βάση την υπάρχον MQAM σύμβολο του QAM χρήστη ως ακολούθως (βλέπε σχήμα...)

$$y_{jm} = \begin{cases} 1 + j & \Re\{X_l\} > 0, \Im\{X_l\} > 0 \\ -1 + j & \Re\{X_l\} < 0, \Im\{X_l\} > 0 \\ -1 - j & \Re\{X_l\} < 0, \Im\{X_l\} < 0 \\ 1 - j & \Re\{X_l\} > 0, \Im\{X_l\} < 0 \end{cases} \quad (2.14)$$

Όπου $\Re\{\cdot\}$ και $\Im\{\cdot\}$ σημαίνουν το πραγματικό και το φανταστικό κομμάτι, αντίστοιχα των εξισώσεων, και $l=(m-1)G+j_m$ συμβολίζει την θέση του ενεργού υποφέροντος της κάθε m-οστής ομάδας.

Όταν αναφέρεται παραπάνω ότι, το y_{jm} σχηματίζεται με βάση το υπάρχον M-QAM σύμβολο του QAM χρήστη, σημαίνει ότι το IM σύμβολο υπερτίθεται (ουσιαστικά προστίθεται) στο υπάρχον M-QAM σύμβολο του QAM χρήστη, που μπορεί να είναι σε ένα από τα τέσσερα τεταρτημόρια, όπως δείχνει η σχέση (2.14).

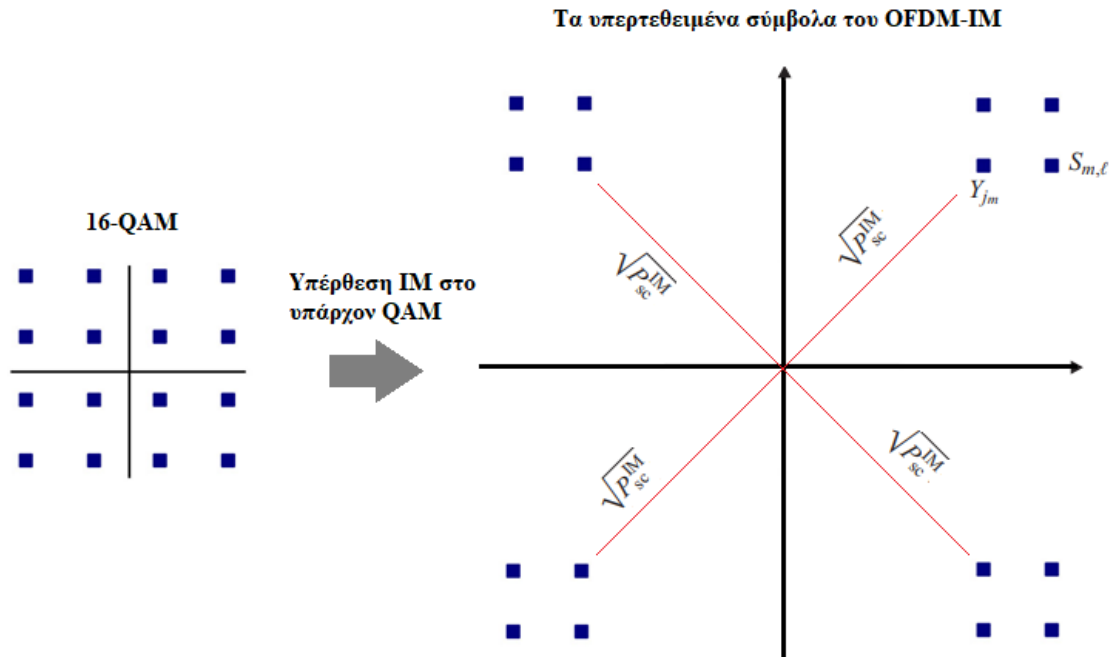
Πιο αναλυτικά αυτό φανερώνεται στην εικόνα 2.4 και 2.5.

Το X_l είναι το QAM σύμβολο του ενεργού υποφέροντος του IM χρήστη.

Το IM σύμβολο υπερτίθεται στο συγκεκριμένο QAM σύμβολο σχηματίζοντας το διάνυσμα

$$\mathbf{S}_m = [S_{m,0}, \dots, S_{m,k'}, \dots, S_{m,Q-1}] \quad (2.15)$$

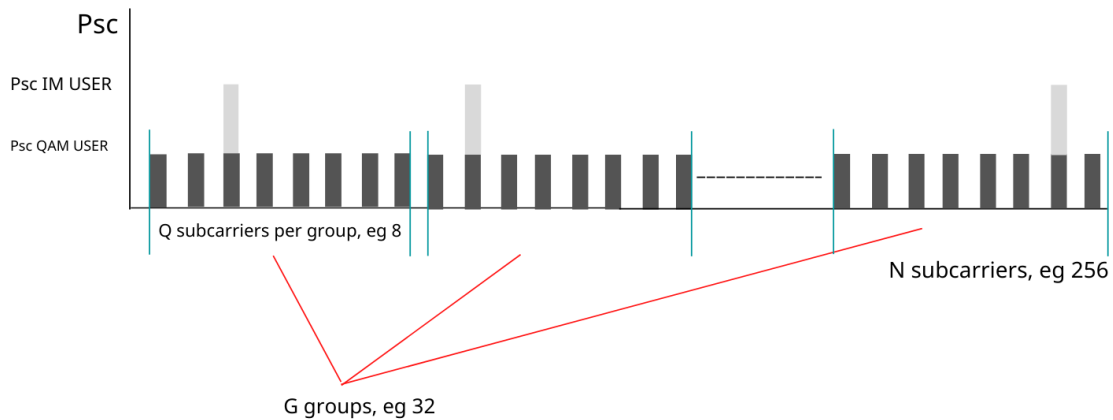
όπου $k' = k \bmod Q$ και $S_{m,k'} = X_{k'}$, όταν $k' \neq j_m$ ή $S_{m,k'} = X_{k'} + Y_{j_m}$ όταν $k' = j_m$.



Εικόνα 2.4: Η δημιουργία των πιθανών OFDM-IM συμβόλων, που βασίζεται στα υπάρχοντα M-QAM της αριστερής εικόνας, με την δεξιά εικόνα να είναι τα υπερτεθειμένα OFDM-IM σύμβολα, αυξημένα με την ισχύ της σχέσης (2.13)

Το εκπεμπόμενο OFDM σύμβολο σχηματίζεται με τον συνδυασμό των G διανυσμάτων \mathbf{S}_m ώστε να γίνει

$$\mathbf{S} = [\mathbf{S}_0, \dots, \mathbf{S}_m, \dots, \mathbf{S}_{G-1}]_{(1 \times N)} \quad (2.16)$$



Εικόνα 2.5: Το OFDM-IM-QAM σήμα στο πεδίο της συχνότητας.

2.2.6 Λόγος ισχύος για να είναι εφικτή η ανάκτηση του IM σήματος

Για να είναι εφικτό, να ανακτηθεί το IM σήμα, το οποίο βρίσκεται πάνω στο ενεργό υποφέρον της κάθε ομάδας G, πρέπει να είναι διαχωρίσιμο και ευδιάκριτο, από το QAM σύμβολο του ενεργού υποφέροντος. Είναι γεγονός, που γίνεται εύκολα αντιληπτό από το σχήμα 2.4 ότι όσο μειώνεται το β , το P_{SC}^{IM} να πλησιάζει το $Q P_{SC}^{QAM}$, το χαμηλότερο σημείο αστερισμού του υπερτιθέμενου IM σήματος, να πηγαίνει πλησιάζει το υψηλότερο σημείο αστερισμού του M-QAM σήματος, που είναι στο ίδιο τεταρτημόριο.

Υποθέτοντας, ως παράδειγμα, χωρίς να θυσιάζεται η γενικότητα του θέματος, ότι τα δύο σήματα, βρίσκονται στο πρώτο τεταρτημόριο, αυτά φτάνουν στο σημείο επαφής όταν :

$$\sqrt{\frac{P_{SC}^{IM}}{2}}(1+j) + k_{QAM}\sqrt{P_{SC}^{QAM}}(1+j) = k_{QAM}\sqrt{P_{SC}^{QAM}}[\sqrt{M}-1 + j(\sqrt{M}-1)] \quad (2.17)$$

Ή με άλλα λόγια

$$\frac{P_{SC}^{IM}}{P_{SC}^{QAM}} = \frac{2(\sqrt{M}-2)^2}{k_{QAM}^2} \quad (2.18)$$

Έχοντας γνωστό ότι $P_{SC}^{IM} = QP_{SC}^{QAM}$, $G = \frac{N}{Q}$ και $P_{SC}^{QAM} = \frac{P_T^{QAM}}{N}$ προκύπτει η σχέση

$$r_p = \frac{P_T^{IM}}{P_T^{QAM}} = \frac{3(\sqrt{M}-2)^2}{Q(M-1)} \quad (2.19)$$

Η παραπάνω σχέση είναι μια απαραίτητη συνθήκη ώστε τα σύμβολα ανάμεσα στα IM-QAM και στα QAM υποφέροντα να είναι ευδιάκριτα και διαχωρίσιμα. Ο λόγος ισχύος πρέπει να είναι μεγαλύτερος από r_p .

Αυτός ο λόγος παρέχει ένα όριο στις δυνατότητες του εντοπισμού του IM σήματος στον δέκτη.

Αντικαθιστώντας στην παραπάνω σχέση $P_T^{IM} = \beta \cdot P_T$ και $P_T^{QAM} = (1 - \beta) \cdot P_T$ γίνεται

$$\beta > \frac{r_p}{1+r_p} \quad (2.20)$$

ώστε η ανίχνευση του IM σήματος να είναι εφικτή στον δέκτη.

2.2.7 Επαναποστολές και διεμπλοκή σήματος

Σκοπός είναι, να διατηρηθεί χαμηλή η πιθανότητα εμφάνισης σφάλματος στο IM σήμα, (Bit Error Probability), με χαμηλή πολυπλοκότητα. Αυτό σημαίνει, στο εκπεμπόμενο σήμα να μην συμπεριληφθούν κώδικες διόρθωσης σφαλμάτων CRC (Cycle Redundancy Check), FEC (Forward Error Connection), Block Codes όπως Hamming Codes, BCH Codes, Reed-Solomon Codes καθώς όλες οι παραπάνω διαδικασίες προσφέρουν πολυπλοκότητα και καθυστέρηση διάδοσης (latency).

Χρησιμοποιείται μια απλή επαναποστολή σήματος (repetition) σε διαδοχικά OFDM σύμβολα. Σε αυτή την περίπτωση, οι G ομάδες αναμορφώνονται, μπαίνουν σε άλλη σειρά, από OFDM σύμβολο σε OFDM σύμβολο, με σκοπό να εξαλειφθεί η συχνοεπιλεκτικότητα του καναλιού.

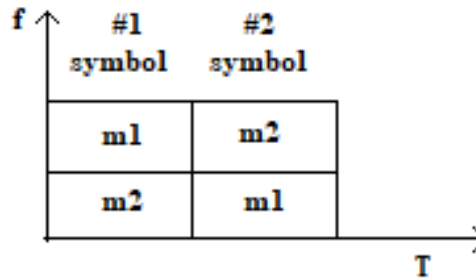
Για παράδειγμα, έχοντας δύο επαναποστολές σήματος, $R=2^1$ (δυο repetitions), οι δείκτες j_m των ενεργών υποφερόντων χωρίζονται σε δύο ίσες ομάδες, έτσι ώστε

$$m=m_1, \quad \text{με } 0 \leq m_1 \leq \frac{G}{2} - 1 \quad (2.21)$$

$$\text{και } m=m_2 \quad \text{με } \frac{G}{2} \leq m_1 \leq G - 1 \quad (2.22)$$

Στο πρώτο OFDM σύμβολο ανατίθεται το σετ (j_{m1}, j_{m2}) ενώ στο δεύτερο το (j_{m2}, j_{m1}) . Τα παραπάνω παρουσιάζονται και στην εικόνα (2.6)

¹ Όταν δεν υπάρχει επαναποστολή, το $R=1$. Στις δυο αποστολές (μια η αρχική αποστολή και μια η επαναποστολή) το $R=2$.



Εικόνα 2.6: Αναπαράσταση της λειτουργίας της επαναποστολής (repetition) σήματος με διεμπλοκή

2.2.8 OFDM διαμόρφωση

Όπως αναφέρθηκε, η τεχνική OFDM, είναι αυτή που θα διαμορφώσει το σήμα για αποστολή. Οπότε, ακολουθεί ο IFFT (Inverse Fast Fourier Transform), αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier, που θα μεταφέρει το σήμα στο πεδίο του χρόνου.

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} S_{m,k} e^{\frac{j2\pi nk}{N}}, 0 \leq n \leq N-1, 0 \leq m \leq G-1 \quad (2.23)$$

Το κυκλικό πρόθεμα CP (Cyclic Prefix) προστίθεται και η κλασική I/Q διαμόρφωση των δειγμάτων χρόνου ακολουθεί.

2.2.9 Το κανάλι

Το κανάλι διαλείψεων είναι ένα Rayleigh κανάλι, με L διαδρομές και κρουστική απόκριση καναλιού της μορφής $\mathbf{h}_u = [h_{0,u}, h_{1,u}, \dots, h_{L-1,u}]$ όπου $h_{l,u}$ $0 \leq l \leq L-1$ ακολουθεί την Γκαουσιανή κατανομή. Ο δείκτης u συμβολίζει ποιον χρήστη αφορά το κανάλι (IM ή QAM χρήστη). Αξίζει να σημειωθεί ότι το μήκος του CP είναι μεγαλύτερο το L, ώστε να εξασφαλίζεται η αποφυγή της διασυμβολικής παρεμβολής. Θεωρείται ακόμη ότι το κανάλι παραμένει σταθερό στην διάρκεια ενός slot.

Στην πράξη θα μελετηθεί το σύστημα σε επιλεκτικό στην συχνότητα κανάλι και σε μη επιλεκτικό. Στην περίπτωση του μη επιλεκτικού καναλιού, όλες οι συχνότητες του φάσματος B (όπου $B = N \cdot \Delta f$), αλλοιώνονται με τον ίδιο τρόπο. Στο επιλεκτικό κανάλι, υπάρχει καθυστέρηση διασποράς, που εκδηλώνεται με πέντε διαδοχικές διαδρομές ίσης μέσης ισχύος, σε απόσταση ενός OFDM (IFFT) δείγματος το κάθε ένα, που αντιστοιχεί σε μέση RMS καθυστέρηση διάδοσης ίση με

$$D_s = \sqrt{2} \cdot T_s \quad (2.24)$$

όπου T_s η περίοδος δειγματοληψίας του IFFT δείγματος.

Για παράδειγμα, για υποφέροντα $N=256$ και απόσταση υποφερόντων $\Delta f=60\text{kHz}$ η διασπορά καθυστέρησης θα είναι

$$D_s = \sqrt{2} \cdot \frac{1}{60.000 \cdot 256} = 92\text{ns}$$

2.2.10 Ανίχνευση σήματος

Και στους δύο δέκτες, τόσο στον IM όσο και στον QAM, το λαμβανόμενο σήμα αποδιαμορφώνεται κατά I/Q στο πεδίο του χρόνου. Απαλείφεται το CP, και ο FFT (Fast Fourier Transform) λαμβάνει χώρα, για να μεταφέρει το σήμα στο πεδίο συχνοτήτων για περεταίρω επεξεργασία.

Το σήμα στο πεδίο συχνότητας, του m-οστου block που αποτελείται από Q υποφέροντα μπορεί να γραφεί :

$$\mathbf{R}_m = \mathbf{H}_m \mathbf{S}_m^T + \mathbf{Z}_m \quad (2.25)$$

Όπου το $(\cdot)^T$ δηλώνει την εκπομπή, το $\mathbf{H}_m = \text{diag}\{\widetilde{\mathbf{H}}_m\}$, με το $\widetilde{\mathbf{H}}_m = [H_{m,0}, \dots, H_{m,Q-1}]^T$ να είναι το διάνυσμα που εκφράζει το κέρδους καναλιού στο πεδίο συχνοτήτων και το $\mathbf{Z}_m = [Z_{m,0}, \dots, Z_{m,Q-1}]^T$ να είναι η προσθήκη λευκού θορύβου. Αξίζει να αναφερθεί, ότι ο παράγοντας της εκπεμπόμενης ισχύος P_T , που περιλαμβάνεται στο διάνυσμα \mathbf{S}_m , αντικαταστάθηκε από την σχέση

2.2.10.1 Ανίχνευση IM σήματος

Η ανίχνευση, δηλαδή η επιτυχής αποδιαμόρφωση του IM σήματος, περιλαμβάνει το να βρεθεί η τοποθεσία του ενεργού υποφέροντος ανάμεσα στα Q υποφέροντα. Ακόμα, υποθέτουμε ότι υπάρχει τέλεια εκτίμηση εικόνας καναλιού CSI (Channel State Information) στον δέκτη. Η ανίχνευση του IM σήματος γίνεται με τον ακόλουθο τύπο για κανάλι μη επιλεκτικό στην συχνότητα και με κάποιες απλοποιήσεις [7], ο ML (Maximum Likelihood) δέκτης γράφεται

$$\widehat{J}_m = \arg \max_{i,\lambda} \left\{ \frac{\Re\{R_i H_i^* V^{(\lambda)*}\}}{|H_i|^2} \right\} \quad (2.26)$$

Όπου " $V^{(\lambda)}$ " είναι τα πιθανά διανύσματα που εμφανίζονται, ως συνδυασμοί των QAM και των IM συμβόλων, στα Q υποφέροντα και "H" συμβολίζει το κέρδος καναλιού.

Ενώ, όταν υπάρχει διαφορισμός στην λήψη ή repetitions, η ανίχνευση γίνεται από τον MRC (Maximum Ratio Combining) που περιγράφεται στην σχέση [1]

$$\widehat{J}_{m,D} = \arg \max_{i,\lambda} \{C_i V^{(\lambda)*}\} \quad (2.27)$$

Όπου με D βραχίονες διαφορισμού

$$C_i = \frac{\sum_{w=1}^D H_{i,w}^* R_i}{\sum_{w=1}^D |H_{i,w}|^2} \quad (2.28)$$

Με $H_{i,w}$ να είναι τα w-οστα κέρδη διαφορισμού του i-οστου υποφέροντος.

2.2.10.2 Ανίχνευση QAM σήματος

Η ανίχνευση του QAM σήματος πραγματοποιείται με την κλασσική M-QAM αποδιαμόρφωση.

2.3 Θεωρητικός υπολογισμός BER (IM και QAM)

Αφού αναπτύχθηκε και παρουσιάστηκε αναλυτικά το σύστημα OFDM IM-QAM NOMA, θα παρουσιαστούν, οι σχέσεις για τον υπολογισμό της πιθανότητας σφάλματος αλλά και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τον URLLC και eMBB χρήστη.

Για να γίνει αξιολόγηση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης και να πιστοποιηθεί η ορθότητά τους, πρέπει να συγκριθούν με τα θεωρητικά αναμενόμενα αποτελέσματα. Για τον λόγο αυτό θα αναπτυχθούν οι εξισώσεις πιθανότητας σφάλματος για τον IM (URLLC) και QAM (eMBB) χρήστη [7]. Στην πράξη, όπως θα φανεί και στα διαγράμματα, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τον IM χρήστη συγκρίνονται, όχι μόνο με αυτά των θεωρητικών υπολογισμών, όσο και με την τεχνική BPSK, ώστε να αναδειχθεί ή όχι το όφελος της προτεινόμενης τεχνικής.

2.3.1 Θεωρητικοί υπολογισμοί BEP IM

Η πιθανότητα λήψης σωστής απόφασης εκφράζεται από την σχέση [7]

$$P_c^{\xi_0^{(1)}, \xi_i^{(\lambda)}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \prod_{i=1}^{Q-1} \prod_{\lambda=1}^4 f(\xi_0^{(1)} - \xi_i^{(\lambda)}) \cdot e^{-\frac{w^2}{2}} dw \quad (2.29)$$

Αλλά αν στην παραπάνω σχέση υπολογιστεί ο μέσος όρος όλων των $\xi_0^{(1)}$ και όλοι οι μοναδικοί συνδυασμοί των πιθανών $\xi_i^{(\lambda)}$ στα $1 \leq \lambda \leq 4$ και $1 \leq i \leq Q-1$ η (1) μπορεί να γραφεί ως ακολούθως

$$P_c^{IM} \cong \mathbb{E}_{\xi_0^{(1)}, \xi_i^{(\lambda)}} \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \prod_{i=1}^{Q-1} \prod_{\lambda=1}^4 f(\xi_0^{(1)} - \xi_i^{(\lambda)}) \cdot e^{-\frac{w^2}{2}} dw \right] \quad (2.30)$$

Και η πιθανότητα σφάλματος, να υπολογιστεί από την παρακάτω

$$P_b^{IM} = \frac{2^{\log_2 Q - 1}}{2^{\log_2 Q - 1}} (1 - P_c^{IM}) \quad (2.31)$$

Όπου Q: αριθμός υποφερόντων ανά ομάδα.

Για τον θεωρητικό υπολογισμό BEP για Rayleigh κανάλι, μη επιλεκτικό στην συχνότητα, με ή χωρίς διαφορισμό λήψης

$$P_c^{IM} \cong \mathbb{E}_{\xi_0^{(1)}, \xi_i^{(\lambda)}} \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \prod_{i=1}^{Q-1} \prod_{\lambda=1}^4 f(\xi_0^{(1)} - \xi_i^{(\lambda)}) e^{-\frac{w^2}{2}} g(y) dw dy \right] \quad (2.32)$$

Όπου $g(y) = \frac{y^{D-1} e^{-y}}{(D-1)!}$ είναι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας καναλιού Rayleigh διαλείψεων D τάξης διαφορισμού. Για $\beta=1$, ουσιαστικά απουσία QAM σήματος, η BEP μπορεί να υπολογιστεί από τις σχέσεις που αναπτύσσονται στο [24].

2.3.2 Θεωρητικοί υπολογισμοί BEP QAM

Έστω ότι η πιθανότητα σωστής και λανθασμένης ανίχνευσης του QAM σήματος, χωρίς υπέρθεση με τον IM χρήστη, είναι p_c και p_e αντίστοιχα. Η πιθανότητα σωστής ανίχνευσης του QAM σήματος, με υπερθεθειμένο το IM σήμα είναι, $P_{c|s}^{QAM}$ και γράφεται ως ακολούθως [7]:

$$\begin{aligned} P_{c|s}^{QAM} &\simeq (1 - p_e)(1 - P_e^{IM}) \Leftrightarrow \\ P_{e|s}^{QAM} &\simeq p_e + P_e^{IM} - p_e \cdot P_e^{IM} \end{aligned} \quad (2.33)$$

Το δεξί μέλος της (2.33) μπορεί να θεωρηθεί αμελητέο, σε σχέση με τα υπόλοιπα και μπορεί να αγνοηθεί, άρα ξαναγράφεται

$$P_{e|s}^{QAM} \simeq p_e + P_e^{IM} \quad (2.34)$$

Ωστόσο, πρέπει να αναφερθεί ότι η πιθανότητα σφάλματος για τον IM χρήστη είναι πολύ μικρότερη (χίλιες φορές μικρότερη) από ότι του QAM χρήστη. Αν γίνει αυτό δεκτό, συνεπάγεται ότι η πιθανότητα σφάλματος του QAM χρήστη μπορεί να υπολογιστεί, θεωρώντας ότι δεν υπάρχει υπέρθεση IM σήματος (αφού η πιθανότητα να είναι λάθος είναι πολύ μικρή) πάνω από το QAM. Επομένως η (2.33) γράφεται, απαλείφοντας τον όρο P_e^{IM}

$$P_{e|s}^{QAM} = p_e \quad (2.35)$$

Άρα μένει μόνο η ισχύς P_T^{QAM} (σχέση 2.2), η οποία επηρεάζει την πιθανότητα σφάλματος, μαζί με την μεταβολή του SNR^{QAM} και την M-αδική διαμόρφωση. Η σχέση, από την οποία υπολογίζεται της πιθανότητας σφάλματος για τον QAM χρήστη, για μη επιλεκτικό στην συχνότητα κανάλι Rayleigh είναι [20]

$$P_b^{QAM} \simeq \frac{2}{\log_2 M} \sum_{m=1}^{\sqrt{M}-1} c_m^{\sqrt{M}} \left(\frac{1-b_m}{2} \right) \quad (2.36)$$

Όπου $b_m = \sqrt{\frac{\gamma_m}{1+\gamma_m}}$, με

$$\gamma_m = (2m-1)^2 \frac{3 \log_2 \sqrt{M}}{(M-1) \cdot \log_2 M} (1-\beta) \cdot SNR^{QAM} \quad (2.37)$$

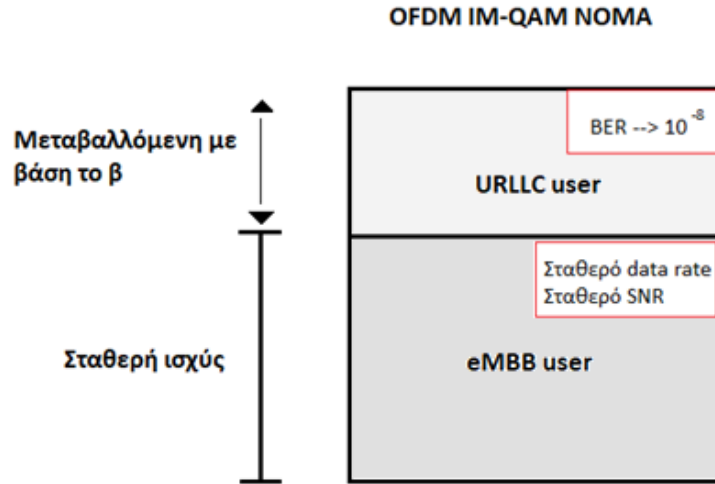
$$SNR^{QAM} = \frac{P_R^{QAM}}{\sigma_n^2} \quad (2.38)$$

Με SNR^{QAM} να συμβολίζει το μέσο SNR που λαμβάνει ο QAM χρήστης και ο συντελεστής $c_m^{\sqrt{M}}$ υπολογίζεται από τον αντίστοιχο σηματοαστερισμό [26].

2.4 Οργάνωση ζευγών χρηστών

Βασιζόμενοι στην τελευταία διαπίστωση, ότι ο QAM (eMBB) χρήστης δεν επηρεάζεται στα χαρακτηριστικά του από προσθήκη IM σήματος πάνω σε αυτόν (NOMA), πέρα από την ανάθεση ισχύος που του αναλογεί $(1-\beta)$, (βλέπε σχέση 2.2), έγινε υπόθεση, με τον eMBB χρήστη να έχει σταθερή την ισχύ του και άρα και το ποσό ανάθεσης ισχύος είναι σταθερό και ανεξάρτητο από τις μεταβολές του «β». Όπως φαίνεται και στην εικόνα 2.7, υπάρχει σε κυψέλη, eMBB χρήστης έχοντας τα δικά του χαρακτηριστικά σε ρυθμό μετάδοσης, απόσταση από τον BS, το δικό του κανάλι και το δικό του SNR. Με παραδοχή ότι υπάρχει μια πρόσθετη ισχύς στον BS, που μπορεί να εξυπηρετήσει έναν URLLC χρήστη που θα εισέλθει στην κυψέλη με τις δικές του απαιτήσεις ($BEP=10^{-8}$), θα γίνει προσπάθεια να υπολογιστεί σε ποια μέγιστη απόσταση μπορεί να βρίσκεται ο URLLC με τις δεδομένες κάθε φορά συνθήκες, σε πρόσθετη ισχύ, σε SNR του eMBB και άρα και σε ρυθμό μετάδοσης. Αν είναι γνωστή η μέγιστη απόσταση υποστήριξης ενός URLLC χρήστη, είναι γνωστό και ποιος χρήστης μπορεί να είναι αυτός.

Το μοντέλο που θα εφαρμοστούν τα παραπάνω, είναι αυτό με την τάξη διαφορισμού $D=4$ (1 Repetition και 2 κεραιές λήψης) MRC ανίχνευσης, αφού αυτό πετυχαίνει τα καλύτερα χαρακτηριστικά SNR^{IM} για την απαιτούμενη πιθανότητα σφάλματος 10^{-8} .



Εικόνα 2.7: User pairing με σταθερά τα χαρακτηριστικά του eMBB χρήστη

2.4.1 Πρόσθετη ισχύς

Αφού, όπως αναφέρθηκε, τα χαρακτηριστικά του eMBB χρήστη πρέπει να μείνουν अपαράλλαχτα πρέπει να ισχύει πριν ότι, το SNR^{QAM} πριν την πολυπλεξία να είναι ίδιο και μετά την πολυπλεξία:

$$SNR_0^{QAM} = SNR_1^{QAM} \quad (2.39)$$

Για να ισχύει όμως η 4.1 πρέπει η αρχική ισχύς να είναι ίση με την τελική

$$P_0^{QAM} = P_1^{QAM} \quad (2.40)$$

Έτσι, το SNR_0^{QAM} γράφεται

$$SNR_{0,1}^{QAM} = \frac{P_0}{\sigma_n^2 L_{QAM}} \quad (2.41)$$

όπου σ_n^2 ο θόρυβος και L_{QAM} οι απώλειες διάδοσης

Για να παραμείνει ο eMBB χρήστης απαράλλαχτος στα χαρακτηριστικά του, η τελική εκπεμπόμενη ισχύς, μετά την πολυπλεξία, πρέπει να είναι

$$P_{0,1}^{QAM} = P_T \cdot (1 - \beta) \Leftrightarrow P_T = \frac{P_{0,1}}{(1 - \beta)} \quad (2.42)$$

Η πρόσθετη ισχύς που απαιτείται για να εξυπηρετηθεί και ο URLLC πάνω από τον eMBB είναι

$$M_P = \frac{P_T}{P_0} = \frac{\frac{P_0}{(1 - \beta)}}{P_0} = \frac{1}{1 - \beta} \quad (2.43)$$

2.4.2 Σηματοθορυβικές σχέσεις IM

Υποθέτοντας ιδανικούς δέκτες (για παράδειγμα, ίδια επίπεδα θορύβου και για τους δυο χρήστες), το λαμβανόμενο σήμα SNR_1^{IM} , μετά την πολυπλεξία, θα είναι

$$SNR_1^{IM} = \frac{P_T}{\sigma_n^2 L_{IM}} \quad (2.44)$$

αλλά θέτοντας όπου $P_T = M_p \cdot P_0$ και όπου $P_0 = \sigma_n^2 \cdot L_{QAM} \cdot SNR_0^{QAM}$, η 4.6 γράφεται

$$SNR_1^{IM} = \frac{SNR_0^{QAM} L_{QAM}}{(1-\beta)L_{IM}} = \frac{SNR_0^{QAM} M_p}{\Delta L} \quad (2.45)$$

όπου $\Delta L = \frac{L_{IM}}{L_{QAM}}$

Για να επιτευχθεί το απαιτούμενο BEP, το SNR_1^{IM} (μετά την πολυπλεξία) πρέπει να είναι μεγαλύτερο από το κατώφλι $SNR_{TH}^{IM}(Q, \beta)$ που εξαρτάται από τις τιμές των Q και β . Έτσι ισχύει ότι

$$\frac{SNR_0^{QAM} M_p}{\Delta L} \geq SNR_{TH}^{IM}(Q, \beta) \quad (2.46)$$

Το $SNR_{TH}^{IM}(Q, \beta)$ είναι εκείνο το SNR^{IM} που ικανοποιεί το $BEP=10^{-8}$ με παραμέτρους το β και το Q . Ουσιαστικά είναι οι θεωρητικοί υπολογισμοί της πιθανότητας σφάλματος IM (URLLC) χρήστη, από τις σχέσεις (2.30 και 2.32) για $M=16$, $Q=16$, $R=2$, $n_R=2$ για διάφορα β .

Άρα, αυτό που πρέπει να υπολογιστεί είναι, ποια σημεία (αποστάσεις) της κυψέλης μπορεί να εξυπηρετήσει το σύστημα αυτό, για τον URLLC χρήστη, έχοντας ως δεδομένα:

- την πρόσθετη ισχύ που υπάρχει διαθέσιμη στον BS, M_p
- τον απαιτούμενο, σταθερό, ρυθμό μετάδοσης του eMBB χρήστη, που αυτό σημαίνει δεδομένη ισχύ $P_{0,1}^{QAM}$ και άρα δεδομένο SNR_0^{QAM}
- την διαφορά απωλειών διάδοσης ΔL , άρα τα L^{eMBB} και L^{URLLC}

2.4.3 Ο υπολογισμός της απαιτούμενης σηματοθορυβικής σχέσης

Για να υπολογιστεί η (2.46) για διάφορες παραμέτρους Q και β , πρέπει να επιλεγεί το πόσο πρόσθετης ισχύος που θα έχει διαθέσιμο ο σταθμός βάσης. Αυτό ορίζεται στο άνω όριο του 1.25 dB για $Q=16$ και 1.9dB για $Q=8$. Ο λόγος της επιλογής της χαμηλής πρόσθετης ισχύος είναι για ενεργειακούς λόγους, δηλαδή για λόγους χαμηλής κατανάλωσης ισχύος στον σταθμό βάσης.

Άρα,

$$M_p \leq 1,25 \text{ dB} \text{ ή } M_p \leq 1,333 \quad \text{για } Q=16 \quad (2.47)$$

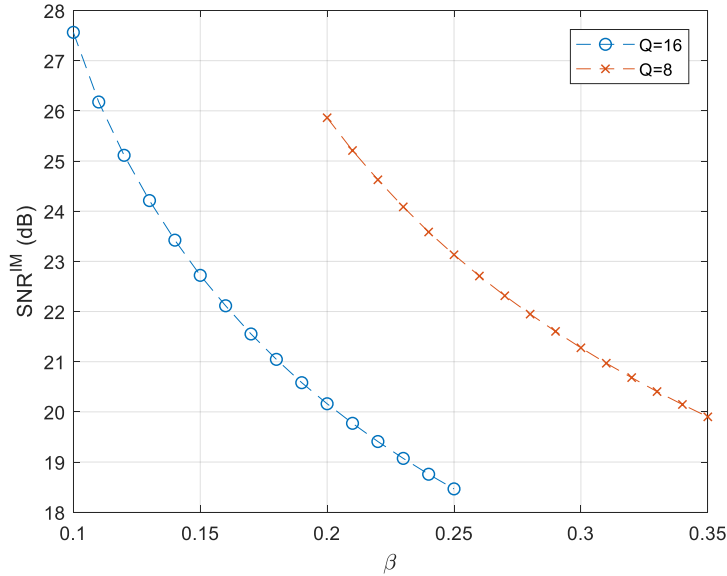
$$M_p \leq 1,87 \text{ dB} \text{ ή } M_p \leq 1,539 \quad \text{για } Q=16 \quad (2.48)$$

Λύνοντας όμως την 4.5 με βάση την 4.9 προκύπτει ότι τα διαθέσιμα β είναι μικρότερα ή ίσα του 0,25. Επομένως, το διαθέσιμο εύρος β είναι από 0,1 έως 0,25.

$$0,1 \leq \beta \leq 0,25 \quad \text{για} \quad (2.49)$$

$$0,2 \leq \beta \leq 0,35 \quad \text{για} \quad (2.50)$$

Για να προσεγγιστεί με μεγαλύτερη ακρίβεια το $SNR_{TH}^{IM}(Q, \beta)$ για μικρότερο εύρος β , πραγματοποιήθηκε fitting στην αρχική καμπύλη $SNR_{TH}^{IM}(Q, \beta)$. Επίσης, υπάρχει ανάγκη, για να λυθεί η (2.46), το $SNR_{TH}^{IM}(Q, \beta)$ να εκφραστεί ως κλειστή μαθηματική σχέση και όχι μόνο απεικονιστικά όπως παρουσιάζει η εικόνα 2.8 (καμπύλη από ένωση σημείων) όπως και έγινε στη μέχρι τώρα ανάλυση.



Εικόνα 2.8: Το $SNR_{TH}^{IM}(Q, \beta)$ για το νέο εύρος β

Στη συνέχεια, αφού προέκυψαν οι καμπύλες τις εικόνας 2.8, με το εργαλείο *cftool* (Curve Fitting) της Matlab, διαλέγοντας τις κατάλληλες μεταβλητές (β , SNR^{IM}) για $Q=16$ και $Q=8$, παρήχθησαν οι κατάλληλες μαθηματικές εξισώσεις που εκφράζουν την προσέγγιση $SNR_{TH}^{IM}(Q, \beta)$, όπως φαίνεται στην 2.50.

Το περιβάλλον του εργαλείου “curve fitting tool” της Matlab, με το οποίο προέκυψε η νέα εξίσωση $SNR_{TH}^{IM}(Q, \beta)$ φαίνεται στις εικόνες (2.9) και (2.10). Με αυτό το εργαλείο της Matlab, είναι εφικτό για δυο μεταβλητές να προσεγγιστεί η καλύτερη δυνατή γραφική τους παράσταση, με διάφορες μαθηματικές εκφράσεις. Το πρόγραμμα εξάγει τις τιμές των συντελεστών «a», «b» και «c». Μεταξύ δοκιμών, επιλέχθηκε η μαθηματική έκφραση «Power 2», που είναι της μορφής

$$f(x) = a \cdot x^b + c \tag{2.51}$$

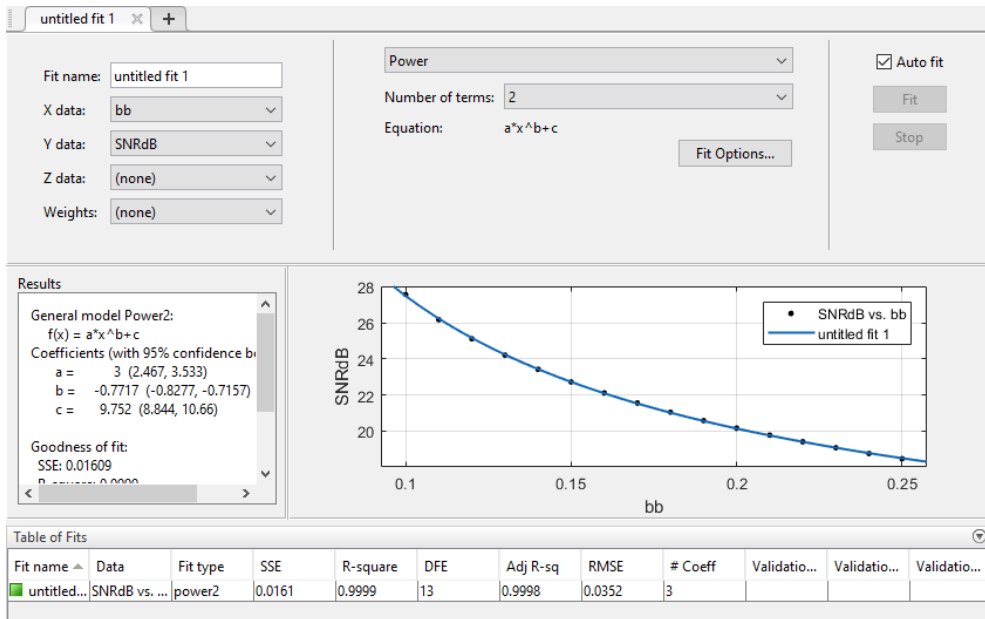
Όπου x είναι το «β» και οι συντελεστές της εξίσωσης 2.50 είναι :

Πίνακας 2.1: Συντελεστές της σχέσης (2.51)

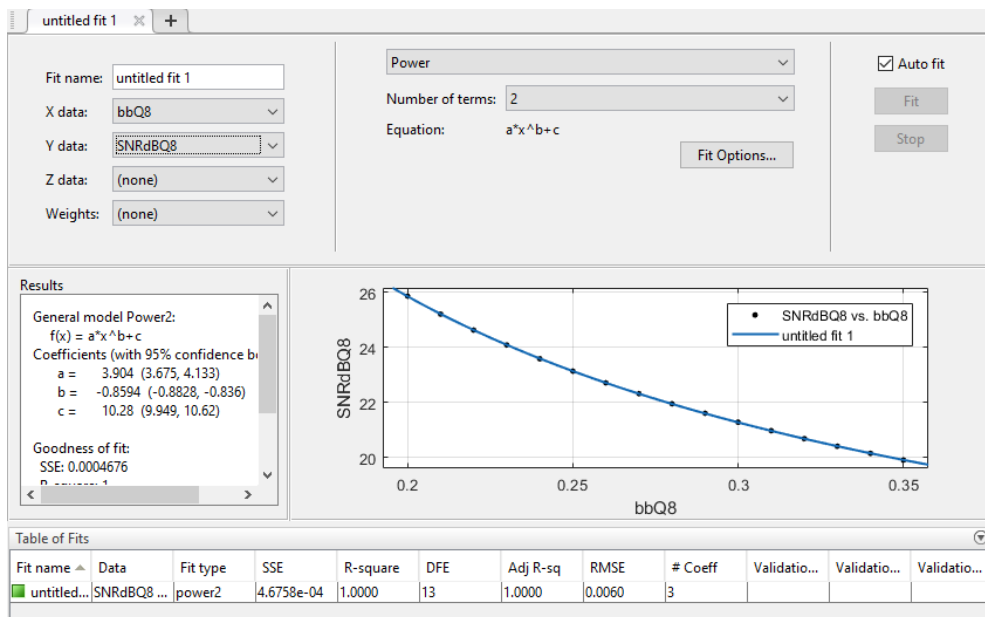
	a	b	c
Q=16	3	-0.7717	9.752
Q=8	3.904	-0.8594	10.28

Επιλέχθηκε η “Power 2” αφενός για τα πολύ καλά χαρακτηριστικά του “Goodness of fit” όπως απεικονίζει η παρακάτω εικόνα (2.11) και αφετέρου, ότι η ύπαρξη ενός μόνο εκθετικού όρου κάνει σχετικά εύκολους τους υπολογισμούς. Η εικόνα (2.11) παρουσιάζεται παραθυράκι της Matlab που δείχνει το πόσο ακριβής είναι η μαθηματική προσέγγιση που επιλέχθηκε. Συγκεκριμένα, η στατιστική μέτρηση SSE δείχνει το άθροισμα τετραγώνων υπολειμμάτων. Όσο πιο κοντά στο μηδέν είναι η τιμή, υποδηλώνει ότι η προσέγγιση έχει μικρότερο λάθος και τόσο πιο ακριβής είναι η προσέγγιση. Η στατιστική μέτρηση R-Square δείχνει πόσο επιτυχής ήταν η προσέγγιση με βάση την απόκλιση των δεδομένων. Το διαστασιολογμένο R μπορεί να πάρει τιμές μικρότερες από 1. Μια τιμή κοντά στο 1 αναλογεί σε καλύτερη προσέγγιση. Ενώ η Root Mean Squared Error, που είναι γνωστή και ως «fit

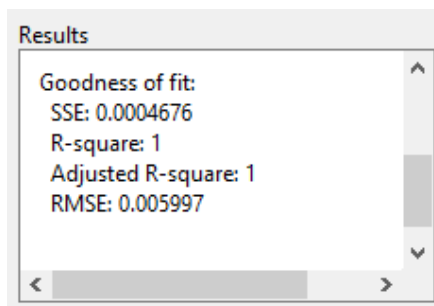
standard error», είναι μια εκτίμηση της απόκλισης των δεδομένων. Μια εκτίμηση κοντά στο μηδέν, είναι σημάδι αξιοπιστίας της καμπύλης.



Εικόνα 2.9: Curve Fitting για Q=16



Εικόνα 2.10: Curve Fitting για Q=8



Εικόνα 2.11: Αξιοπιστία curve fitting για τη σχέση (2.51)

2.4.4 Υπολογισμοί απωλειών χρήστη URLLC

Αφού πλέον έγινε γνωστή η κλειστή μαθηματική σχέση του $SNR_{TH}^{IM}(Q, \beta)$ για τα νέα β , μπορεί η (2.45) να ξαναγραφεί

$$\frac{SNR_0^{QAM} M_P}{\Delta L} \geq a \cdot \beta^b + c \quad (2.52)$$

Κάνοντας πράξεις στη σχέση (4.13) ώστε να προκύψει το L_{IM} , που είναι οι ζητούμενες απώλειες διάδοσης του URLLC χρήστη που θα δώσουν και τις αποστάσεις που μπορεί να γίνει πολυπλεξία με τον eMBB χρήστη, προκύπτει

$$\begin{aligned} \frac{SNR_0^{QAM} M_P}{\Delta L} \geq a\beta^b + c &\Leftrightarrow \frac{SNR_0^{QAM} M_P}{a\beta^{b+c}} \geq \Delta L \Leftrightarrow \frac{SNR_0^{QAM} M_P}{a\beta^{b+c}} \geq \frac{L_{IM}}{L_{QAM}} \Leftrightarrow \\ L_{IM} &\leq \frac{SNR_0^{QAM} M_P}{a\beta^{b+c}} L_{QAM} \end{aligned} \quad (2.53)$$

Στη σχέση (2.53) θεωρητικά, όλα είναι γνωστά.

2.4.5 Υπολογισμός SNR χρήστη QAM

Το SNR_0^{QAM} , αντιστοιχεί σε ένα ρυθμό μετάδοσης. Σύμφωνα με τις προδιαγραφές της IMT-2020 [27], ο eMBB χρήστης, για αστικά περιβάλλοντα και την κατερχόμενη ζεύξη, πρέπει να είναι στο πλαίσιο τιμών

$$100 \text{ Mbps} \leq \text{eMBB}^{\text{rate}} \leq 20 \text{ Gbps} \quad (2.54)$$

$$0,225 \text{ b/s/Hz} \leq \text{eMBB}^{\text{spectral efficiency}} \leq 30 \text{ b/s/Hz} \quad (2.55)$$

Για απόσταση υποφερόντων $\Delta f=120\text{kHz}$ και με αριθμό υποφερόντων, $N=256$, το εύρος ζώνης συχνοτήτων του καναλιού είναι $BW=30\text{MHz}$, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ρυθμός που αντιστοιχεί σε 5 b/s/Hz έως 30 b/s/Hz. Οπότε για παράδειγμα με 5 b/s/Hz προκύπτει $R_{\text{EMBB}}=150\text{Mbps}$ και για 30 b/s/Hz, $R_{\text{EMBB}}=900\text{Mbps}$

$$150 \text{ Mbps} \leq \text{eMBB}^{\text{rate}} \leq 900 \text{ Mbps} \quad (2.56)$$

$$5 \text{ b/s/Hz} \leq \text{eMBB}^{\text{spectral efficiency}} \leq 30 \text{ b/s/Hz} \quad (2.57)$$

Συνεπώς, για να υπολογιστεί με ακρίβεια το απαιτούμενο SNR_0^{QAM} ώστε να ικανοποιείται η (2.55) και (2.56) χρησιμοποιείται η εξίσωση (2.57) [28]

$$C^{MRC} = \log_2(e) \cdot e^{\frac{1}{\gamma}} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{\Gamma(-k\frac{1}{\gamma})}{\gamma-k} \quad (2.58)$$

Όπου " γ " εκφράζει το SNR, το " M " την τάξη διαφορισμού και το " Γ " την συμπληρωματική, μη πλήρη συνάρτηση Γ.

2.4.6 Υπολογισμός απωλειών χρήστη QAM

Επίσης στη σχέση (2.53), πρέπει να υπολογιστούν οι απώλειες διάδοσης του eMBB χρήστη, για δεδομένη απόσταση.

Για τον σκοπό αυτό χρησιμοποιείται ένα μοντέλο διάδοσης απωλειών για χιλιοστομετρικά κύματα, των 28GHz, για αστικά περιβάλλοντα [29].

$$\overline{PL}(d)[dB] = a + 10 \cdot \beta \cdot \log(d) \quad (2.59)$$

με $\alpha=46,61$ και $\beta=3,63$ για αστικά περιβάλλοντα και d την απόσταση του eMBB χρήστη.

2.4.7 Υπολογισμός αρχικής ισχύος χρήστη QAM

Τώρα, αφού είναι υπολογισμένα τα L^{QAM} , SNR_0^{QAM} μέσω της (2.41) μπορεί να υπολογιστεί η λαμβανόμενη ισχύς στον eMBB, ως ακολούθως

$$P_{R,0} = \sigma_n^2 \cdot L_{QAM} \cdot SNR_0^{QAM} \quad (2.60)$$

η εκπεμπόμενη ισχύς P_0^{QAM} υπολογίζεται [3]

$$P_0^{QAM} = P_{R,0} - G_T + PL \quad (2.61)$$

Με G_T είναι το κέρδος της κεραίας του BS, όπου μπορούν να χρησιμοποιηθούν διάφορα κέρδη, για διάφορες γωνίες φ . [30]

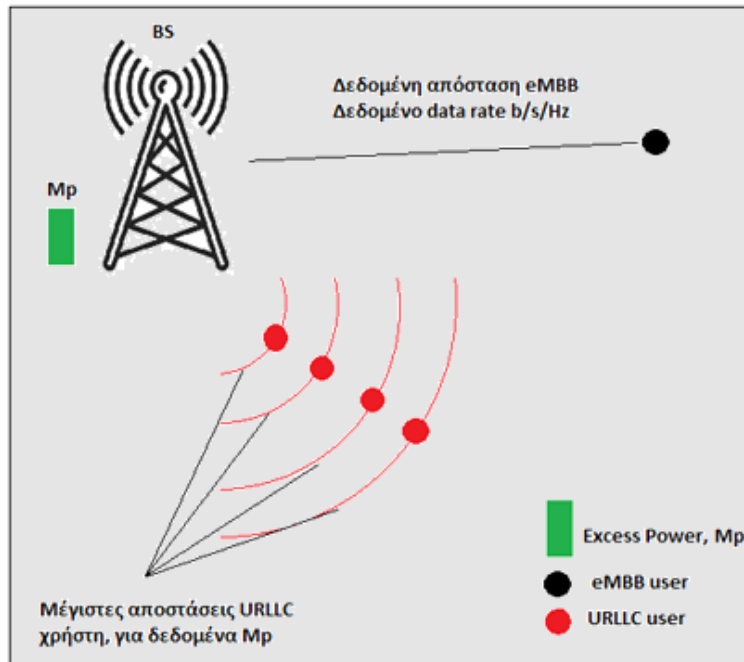
2.4.8 Υπολογισμός απόστασης χρήστη URLLC

Αφού έχουν υπολογιστεί όλες οι τιμές της (2.52) μπορούν να υπολογιστούν οι απώλειες διάδοσης L_{IM} και αφού υπολογιστούν μέσω του μοντέλου διάδοσης (2.58), λύνοντας ως προς την απόσταση d , να υπολογιστούν οι μέγιστες αποστάσεις που μπορεί να υποστηριχθεί η πολυπλεξία για συγκριμένα β και άρα για συγκεκριμένη πρόσθετη ισχύ.

$$\overline{PL}(d)[dB] = a + 10 \cdot \beta \cdot \log(d) \quad (2.62)$$

$$Distance_{max}^{URLLC} = 10^{\frac{PL-a}{10 \cdot \beta}} \quad (2.63)$$

Στην εικόνα 2.12, παρουσιάζεται το σύστημα, για λόγους καλύτερης κατανόησης της παραπάνω ανάλυσης, σχηματικά. Οι αποστάσεις των στοιχείων δεν είναι απαραίτητα ρεαλιστικές.



Εικόνα 2.12: Σχηματική αναπαράσταση του user pairing, για δεδομένο ρυθμό μετάδοσης και απόσταση του eMBB χρήστη και δεδομένο M_p . Οι αποστάσεις των στοιχείων δεν είναι απαραίτητα ρεαλιστικές.

2.5 Κατανάλωση ενέργειας προτεινόμενου σχήματος (NOMA) και σύγκριση κατανάλωσης με OMA (BPSK) τεχνική

Στη συνέχεια και αφού έχει υπολογιστεί η μέγιστη απόσταση για τον URLLC, θα υπολογιστεί η κατανάλωση ενέργειας του προτεινόμενου σχήματος OFDM IM-QAM NOMA, για αποστολή ενός μικρού μηνύματος 32 Byte ($\text{Bits}_{\text{msg}}=32$ Byte) στον URLLC χρήστη για αυτές τις μέγιστες αποστάσεις. Αφού υπολογιστεί, θα γίνει μια σύγκριση της κατανάλωσης ενέργειας με OMA (Orthogonal Multiple Access) τεχνική, που ο eMBB χρήστης θα εξυπηρετείται με M-QAM και ο URLLC με BPSK διαμόρφωση αντίστοιχα σε TDMA πολλαπλή πρόσβαση.

Όπως είναι γνωστό από τη φυσική, η σχέση της ενέργειας δίνεται από την σχέση

$$E = P_T \cdot t \quad (2.64)$$

Με P_T την συνολική ισχύ και t τον χρόνο που χρειάζεται για να αποσταλεί το πακέτο.

2.5.1 Υπολογισμός κατανάλωσης ενέργειας NOMA

Στον υπολογισμό κατανάλωσης ενέργειας σε NOMA, το μόνο που μένει να υπολογιστεί στην σχέση (2.64) είναι ο χρόνος, αφού το P_T είναι ήδη γνωστό και ίσο με

$$P_T^{NOMA} = P_{eMBB}^{NOMA} + P_{Mp} \quad (2.65)$$

Για τον υπολογισμό του χρόνου πρέπει πρώτα να υπολογιστεί πόσα bits μπορεί να στείλει το OFDM-IM σχήμα μετάδοσης (για $Q=16$). Αυτό γίνεται μέσω της (2.6) και αντιστοιχεί $\text{Bits}_{\text{IM}/G}=4$, με $G=16$ ομάδες για $N=256$ υποφέροντα, τα συνολικά bits ανά σύμβολο OFDM γίνονται,

$$\text{Bits}_{\text{IM}/\text{symbol}}=4 \cdot 16=64 \text{ bits/symbol} \quad (2.66)$$

Για να σταλεί ολόκληρο το μήνυμα Bits_{msg} , πρέπει να αποσταλούν 4 σύμβολα OFDM αφού,

$$\text{Bits}_{\text{msg}}=\text{symbols} \cdot \text{Bits}_{\text{IM}/\text{symbol}} \Leftrightarrow \text{symbols}=\frac{\text{Bits}_{\text{msg}}}{\text{Bits}_{\text{IM}/\text{symbol}}} = \frac{256}{64} = 4 \text{ σύμβολα}$$

Έχοντας και μια επαναποστολή, αφού $R=2$, όπως αναφέρθηκε στην αρχή, τα σύμβολα γίνονται 8 (4 για την πρώτη αποστολή και 4 για την δεύτερη). Σύμφωνα με την αριθμολογία στο 5G [31], η διάρκεια 14 συμβόλων (ενός SLOT) για $\Delta f=120\text{kHz}$, είναι 125μsec. Η διάρκεια ενός συμβόλου είναι 8,93 μsec. Άρα ο συνολικός χρόνος για την αποστολή του μηνύματος είναι $t_{\text{total}}=8,93 \cdot 8=71,44$ μsec.

Πίνακας 2.2: Σύμβολα για αποστολή μηνύματος 32Byte σε NOMA τεχνική

	NOMA (eMBB και URLLC στους ίδιους ραδιοπόρους)
Σύμβολα NOMA, $R=1$	4
Σύμβολα NOMA, $R=2$	8

Πλέον η (2.64) μπορεί να υπολογιστεί για την αποστολή ενός μικρού μηνύματος 32 Byte και γράφεται, μέσω του Πίνακα 2.1.

$$E_{\text{NOMA}} = P_T^{NOMA} \cdot 8 \cdot T_{\text{symbol}} \quad (2.67)$$

Όπου T_{symbol} είναι η διάρκεια ενός συμβόλου

Έτσι, διαμορφώνεται συνολικά ένα πακέτο πληροφορίας NOMA με 8 σύμβολα OFDM, που περιλαμβάνει και τον eMBB, αφού βρίσκεται στις ίδιους ραδιοπόρους, χωρίς να ενδιαφέρει στη ανάλυση αυτή, πόσα bits μεταφέρονται για τον eMBB, ακόμα και αν είναι εύκολο στον υπολογισμό εφόσον είναι γνωστό το σχήμα διαμόρφωσης M-QAM. Αυτά που αφορούν τα χαρακτηριστικά του eMBB, είναι αυτά που αναφέρθηκαν και στην αρχή της ενότητας, τον ρυθμό μετάδοσης, που αντιστοιχεί σε ένα SNR και σε μια ισχύ στον πομπό, δηλαδή χαρακτηριστικά που δίνουν πληροφορίες για το link budget.

2.5.2 Υπολογισμός κατανάλωσης ενέργειας OMA

Το σχήμα για σύγκριση με την NOMA τεχνική θα είναι το OMA. Η σύγκριση θα γίνει με την τεχνική «puncturing»[26], η οποία θεωρεί ότι «κλέβει» τα απαραίτητα σύμβολα η OMA τεχνική ενώ γίνεται διακοπή αποστολής συμβόλων στην άλλη. Στην περίπτωση της OMA αποστολής λοιπόν, θεωρείται ότι ο eMBB χρήστης μένει απαράλαχτος με το M-QAM σχήμα που τον εξυπηρετεί με τα 4 OFDM σύμβολα. Τώρα όμως, αφού δεν υπάρχει NOMA τεχνική αλλά OMA (TDMA), πρέπει μια διαμόρφωση να εξυπηρετήσει τον URLLC. Αυτή μπορεί να είναι η BPSK, αφού αυτή έχει χρησιμοποιηθεί και σαν αναφορά για το προτεινόμενο σχήμα. Η BPSK, στέλνει 1bit/φέρον, άρα 256 bits/σύμβολο. Άρα η BPSK διαμόρφωση κάνει «stealing» ή όπως λέγεται στην βιβλιογραφία «puncturing», ένα σύμβολο μόνο. Άρα από 4 ο eMBB χρήστης, θα έχει 3 και ένα ο URLLC, μέσω της BPSK. Με R=2, τα σύμβολα που αποστέλλονται γίνονται, 6 και 2 αντίστοιχα.

Πίνακας 2.3: Σύμβολα για αποστολή μηνύματος 32Byte σε OMA τεχνική με «puncturing»

	BPSK	M-QAM
Σύμβολα NOMA, R=1	---	4
Σύμβολα OMA, μετά από «puncturing» για R=1	1	3
Σύμβολα OMA, μετά από «puncturing» για R =2	2	6

Για να είναι δίκαιη η σύγκριση, αφού έγινε «stealing» το ¼ των συμβόλων του eMBB OMA, πρέπει να του επιστραφούν σε ρυθμό μετάδοσης. Έτσι ο ρυθμός μετάδοσης του OMA γίνεται, 4/3 του ρυθμού μετάδοσης τ του NOMA. Αυτό σημαίνει ότι θα αυξηθεί και το απαιτούμενο SNR_{eMBB}^{OMA} του για δεδομένη απόσταση, άρα θα αυξηθεί και η ισχύς του σε P_{eMBB}^{OMA} .

$$R_{eMBB}^{OMA} = \frac{4}{3} \cdot R_{eMBB}^{NOMA} \quad (2.68)$$

Στο σχήμα 2.13, αριστερά κάτω, φαίνεται ότι για να επιτευχθεί το BEP 10^{-8} σε μεταβλητή απόσταση του URLLC, η ισχύς P_{BPSK} , είναι και αυτή μεταβαλλόμενη, όπως αντίστοιχα συμβαίνει και με την P_{MP} , σε NOMA σχήμα. Η ισχύς P_{eMBB}^{NOMA} και P_{eMBB}^{OMA} , είναι σταθερές και εξαρτώνται μόνο από την απόσταση του eMBB και την ρυθμό μετάδοσης του. Για να υπολογιστεί η ισχύς P_{eMBB}^{OMA} , είναι γνωστό το SNR_{URLLC}^{OMA} και είναι ίσο με την θεωρητική καμπύλη BEP_{BPSK} της εικόνας (2.13) που θα παρουσιαστεί στα αποτελέσματα στο Κεφάλαιο 4. Υπενθυμίζεται επίσης ότι, $R_{eMBB}^{OMA} = \frac{4}{3} \cdot R_{eMBB}^{NOMA}$.

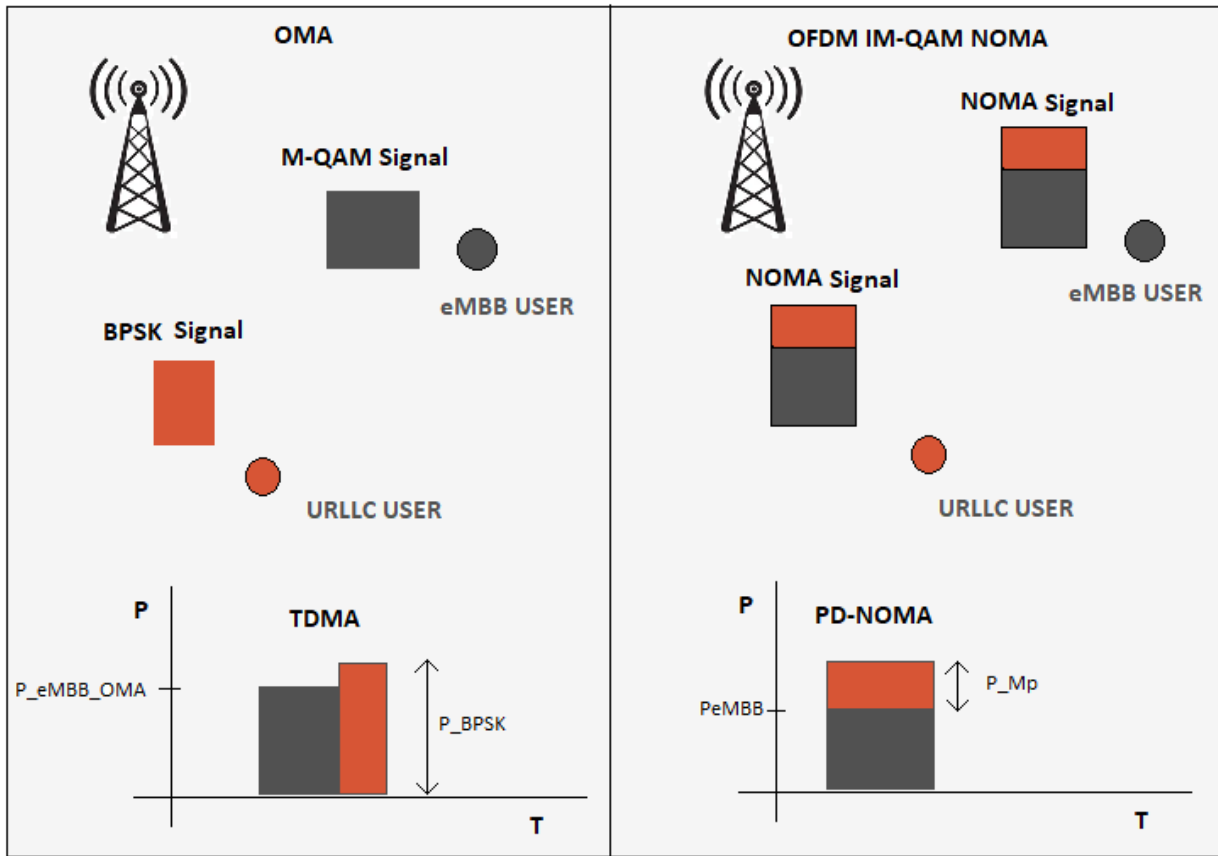
Σύμφωνα με τον πίνακα 2.3, η ενέργεια για το OMA σχήμα υπολογίζεται

$$E_{OMA} = P_{BPSK} \cdot 2 \cdot T_{symbol} + P_{eMBB}^{OMA} \cdot 6 \cdot T_{symbol} \quad (2.69)$$

Κεφάλαιο 2

Όπου T_{symbol} είναι η διάρκεια ενός συμβόλου

Η σύγκριση της κατανάλωσης ενέργειας των δυο σχημάτων OMA και NOMA, θα παρουσιαστεί στο Κεφάλαιο 4, «Αποτελέσματα».



Εικόνα 2.13: Σχηματική αναπαράσταση OMA και PD-NOMA αποστολής (downlink)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3ο: Ανάπτυξη προγράμματος σε Matlab

3.1 Εισαγωγή

Απαραίτητο εργαλείο για την προσομοίωση του συστήματος που αναπτύχθηκε στο Κεφάλαιο 2, είναι το περιβάλλον της Matlab. Γίνεται ανάπτυξη του κώδικα MATLAB στο «EDITOR», όπου διαδοχικά αναπτύσσεται το πρόγραμμα και περιλαμβάνει δήλωση των μεταβλητών, ανάπτυξη του βασικού επαναληπτικού βρόγχου και τέλος υπολογισμό της βασικής τιμής (ή τιμών) για την οποία και αναπτύχθηκε το πρόγραμμα. Με αυτό το εργαλείο θα διαπιστωθεί η ορθότητα ή όχι των υποθέσεων, θα γίνουν οι απαραίτητες συγκρίσεις μεταξύ θεωρίας και προσομοίωσης και θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα (Κεφάλαιο 4).

Αναπτύχθηκαν δυο προγράμματα. Το πρώτο προσομοιώνει το σύστημα OFDM IM-QAM NOMA και το δεύτερο προσομοιώνει την διαδικασία «user pairing» και την κατανάλωση ενέργειας σε OMA και NOMA τεχνική.

3.2 Πρόγραμμα «OFDM IM-QAM NOMA»

Θα αναλυθούν βασικά κομμάτια του προγράμματος «IM_R_Rep_unit_powerD2_nonsel.m» και αφορά την ανάπτυξη του συστήματος μελέτης «OFDM IM-QAM NOMA» σε περιβάλλον Matlab. Αυτό το πρόγραμμα υπολογίζει το BEP του IM χρήστη με δύο Repetitions ($R=2$) και με Diversity (τάξη διαφορισμού, $D=4$), για μη επιλεκτικό στην συχνότητα, κανάλι Rayleigh. Αναπτύχθηκαν και άλλα παρόμοια προγράμματα που ουσιαστικά αλλάζουν κάποιες βασικές παραμέτρους του συστήματος που δεν γίνεται να μουν στο ίδιο πρόγραμμα με έναν βρόγχο.

Τα προγράμματα εκτελέστηκαν πολλές φορές αλλάζοντας χειροκίνητα, όπως αναφέρθηκε, κάποιες βασικές παραμέτρους, που λόγω πολυπλοκότητας και δυσκολίας αποσαφήνισης και ομαδοποίησης των αποτελεσμάτων δεν ήταν εφικτό να υπάρχουν στο αρχικό πρόγραμμα. Παράδειγμα χειροκίνητης τροποποίησης παραμέτρων είναι οι τιμές β (με τις τιμές του να είναι 0.2, 0.5, 0.8, 1), Q (με τις τιμές του να είναι 8, 16) και M (με τις τιμές του M να είναι 16, 64, 256). Το ίδιο συνέβη και με την επιλεκτικότητα όπως αναφέρθηκε, με την εντολή “delays” (με τιμές [0,1,2,3,4] ή [0,2,5,9,14,20,27]). Στην περίπτωση του μη επιλεκτικού καναλιού η εντολή αυτή παραλείπεται.

3.2.1 Αρχικοποίηση Προγράμματος

Αρχικά (σειρά κώδικα 1~18), ορίζονται όλες οι τιμές των μεταβλητών του συστήματος πολλές από τις οποίες αναφέρθηκαν σε παραπάνω ενότητες, και είναι ήδη γνωστές για το σύστημα. Ο αριθμός N των υποφερόντων συνολικά, η τιμή M της M -αδικής διαμόρφωσης του QAM χρήστη, ο αριθμός των υποφερόντων ανά ομάδα (αναφέρεται ως Q στην εργασία), τα βήματα του SNR για το οποίο λαμβάνονται τιμές, η ισχύς που αντιστοιχεί σε κάθε χρήστη (QAM και IM) μέσω της τιμής β , και στο πρόγραμμα αναφέρεται σε “betaIM” κτλ. Όλα τα παραπάνω αφορούν κάποιες από τις βασικές παραμέτρους του συστήματος.

```

%%IM_unit_power_Rayleigh_nonsel_NEW.m
%% System parameters %%
1  N = 256;% NumBEP of subcarriers
2  Nused = 256; % Active subcarriers
3  Nempty = N-Nused; % Subcarriers not used
4  Subcarriers_per_Group = 16;
5  NumBEP_of_SG = Nused/Subcarriers_per_Group;
6  NumBEP_of_Active_SC = 1;
7  M = 16; % Size of QAM symbol set (e.g., M=16 for 16QAM)
8  k = log2(M); % NumBEP of bits per QAM symbol
9  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
10 SNRdBTotal = 0:5:50;
11 Total_power = 10.^(.1*SNRdBTotal);
12 betaIM = 0.5; % betaIM must be > 0
13 betaQAM = 1-betaIM;
14 Total_IM_power = betaIM*Total_power;
15 IM_power = Total_IM_power/NumBEP_of_SG; % IM power per active
    subcarrier
16 Total_QAM_power = betaQAM*Total_power;
17 QAM_power = Total_QAM_power/Nused; % QAM power per subcarrier
18 CP = 32; %cyclic prefix length

```

Πρόγραμμα 1.1: Δήλωση τιμών των μεταβλητών

Εκτός από τον καθορισμό τιμών, δημιουργούνται και οι πίνακες (σειρά 19~25), στις κατάλληλες διαστάσεις που μέσα σε αυτούς θα τοποθετούνται τα αποτελέσματα των αριθμητικών πράξεων. Για παράδειγμα “bit_errorsQAM” είναι το όνομα του πίνακα που συγκεντρώνει τα λάθη για τον QAM χρήστη για κάθε βήμα του SNR, με βήμα του SNR που καθορίζει η εντολή “SNRdBTotal = 0:5:50”

3.2.2 Κυρίως πρόγραμμα

Το κυρίως πρόγραμμα, μέσα στο οποίο πραγματοποιούνται οι υπολογισμοί, αρχίζει (Πρόγραμμα 1.1) με ένα κεντρικό βρόγχο ο οποίος, δίνει τον βηματισμό “SNRdBTotal = 0:5:50;” 2 στις εκτελέσεις του κυρίως προγράμματος. Άρα το πρόγραμμα εκτελεί τον κύριο βρόγχο για 11 φορές (σειρά 25). Στη συνέχεια ορίζεται η συνθήκη (σειρές 27 και 28) η οποία αναφέρει για τμήματα του SNR πόσα λάθη απαιτούνται. Για μεγαλύτερα SNR (>30) απαιτούνται λιγότερα λάθη γιατί δεν προκύπτουν τόσο γρήγορα σε χρόνο εκτέλεσης του προγράμματος. Έπειτα δημιουργούνται όλα τα πιθανά σύμβολα αναφοράς IM (σειρά 28,29,30).

² Εδώ αξίζει να σημειωθεί ότι το “SNRdBTotal” αφορά το συνολικό σήμα NOMA (IM και QAM), ωστόσο τελικά κάθε χρήστης έχει το δικό του “SNRdbTotal” αφού στην πράξη βρίσκεται σε διαφορετικό σημείο ο ένας από τον άλλο μέσα στην κυψέλη.

```

26   for jj=1:length(SNRdBTotal) required_errorsIM = 10000; % Number of bit
      errors required to provide an "acceptable" BER
27       if SNRdBTotal(jj)>20 required_errorsIM = 2500;
          end
28       if SNRdBTotal(jj)>30 required_errorsIM = 2000;
          end
      % Creation of reference symbols for IM detection
29       Ref_IMsymbols =
          zeros(Subcarriers_per_Group,4*Subcarriers_per_Group);
          sss = [1+1i,-1+1i,-1-1i,1-1i];
30       for il = 1:Subcarriers_per_Group
31           Ref_IMsymbols(il, (il-1)*4+1:(il-1)*4+4) =
              sss*(sqrt(IM_power(jj)/2));
          end

```

Πρόγραμμα 1.2: Κυρίως βρόγχος, που εκτελεί το πρόγραμμα για τα βήματα του SNRdBTotal

Στη συνέχεια (Πρόγραμμα 1.3) δημιουργείται ένας βρόγχος ο οποίος έχει ως συνθήκη ελέγχου να συγκεντρωθούν τα απαιτούμενα λάθη.

```

32   while bit_errorsIM(jj) < required_errorsIM

```

Πρόγραμμα 1.3: Βασικός βρόγχος, που εκτελεί το πρόγραμμα όσο τα δεν έχουν ολοκληρωθεί τα απαιτούμενα λάθη

Στη συνέχεια, (Πρόγραμμα 1.4), δημιουργούνται τα απαραίτητα bits πληροφορίας για τον QAM (σειρά 33~35) και για τον IM χρήστη (σειρά 36). Αξίζει να σημειωθεί ότι όπως αναφέρθηκε και στην θεωρία, τα bits που δημιουργούνται για τον IM χρήστη είναι ο λογάριθμος του διωνύμου (Q , ενεργά υποφέροντα) που αντιστοιχεί στην εντολή της σειράς 35.

Στις εντολές (Πρόγραμμα 1.5) αντιστοιχίζονται τα bits του QAM χρήστη στα σύμβολα QAM. Χρησιμοποιήθηκε η εντολή της Matlab, «qammod» (σειρά 40).

```

      %% Information bits generation for MQAM user%%
33   Num_of_bitsQAM(jj) = Num_of_bitsQAM(jj)+Nused*k; % NumBEP of
      info bits necessary for the numBEP of active subcarriers and the
      modulation size.
34   info_bitsQAM = rand(1,Nused*k)>0.5; % random 1's and 0's
      info_bitsQAM2 =
          reshape(info_bitsQAM,log2(M),length(info_bitsQAM)/log2(M)); %
          Change of array dimensions to fit qammod() function
35   info_symsQAM = bi2de(info_bitsQAM2,'left-msb');
      %% Information bits generation for IM user%%
36   p1 = log2(nchoosek(Subcarriers_per_Group,NumBEP_of_Active_SC));
      % This can be further simplified to p1 =
          log2(Subcarriers_per_Group when one subcarrier is active
37   p2 = 0;
38   Num_of_bitsIM(jj) =
          Num_of_bitsIM(jj)+NumBEP_of_SG*(p1+NumBEP_of_Active_SC*p2); %
          NumBEP of info bits, necessary for the numBEP of active
          subcarriers and the modulation size.
39   info_bitsIM =
          rand(1,NumBEP_of_SG*(p1+NumBEP_of_Active_SC*p2))>0.5; % random
          1's and 0's

```

Πρόγραμμα 1.4 Δημιουργία απαραίτητων bits πληροφορίας

Στις εντολές (Πρόγραμμα 1.6) πραγματοποιείται η πρόσθεση του IM σήματος του ενεργού υποφέροντος (active_SC) ακριβώς στο τεταρτημόριο που αντιστοιχεί και στο QAM σύμβολο για όλες τις ομάδες G (σειρά 43).

```

%% Mapping to QAM symbols %%
40 info_symbolsQAM = qammod(info_symsQAM,M); % mapping of
    symbols to QAM constellation (Gray encoding)
41 info_symbolsQAM = info_symbolsQAM*sqrt(QAM_power(jj))*k_QAM; %
    Normalization so that symbol energy equals 1

```

Πρόγραμμα 1.5: Αντιστοίχιση bits QAM χρήση σε σύμβολα M-QAM

```

42 for ii=1:NumBEP_of_SG
43     j = active_SC(ii)+Subcarriers_per_Group*(ii-1);
        QAM_symbol = info_symbolsQAM(j);
44     if real(QAM_symbol)>0 && imag(QAM_symbol)>0
        info_symbolsALL(j) = info_symbolsQAM(j)
            +sqrt(IM_power(jj)/2)+sqrt(IM_power(jj)/2)*1i;
45     end
46     if real(QAM_symbol)<0 && imag(QAM_symbol)>0
        info_symbolsALL(j) = info_symbolsQAM(j) -
            sqrt(IM_power(jj)/2)+sqrt(IM_power(jj)/2)*1i;
47     end
48     if real(QAM_symbol)<0 && imag(QAM_symbol)<0
        info_symbolsALL(j) = info_symbolsQAM(j) -
            sqrt(IM_power(jj)/2)-sqrt(IM_power(jj)/2)*1i;
49     end
50     if real(QAM_symbol)>0 && imag(QAM_symbol)<0
51     info_symbolsALL(j) = info_symbolsQAM(j)
        +sqrt(IM_power(jj)/2)-sqrt(IM_power(jj)/2)*1i;
55     end
53 end

```

Πρόγραμμα 1.6: Η πρόσθεση της ισχύος του ενεργού υποφέροντος στο QAM σύμβολο

Στον κώδικα (Πρόγραμμα 1.7) στη σειρά 55, παράγεται το OFDM σύμβολο, όλων των συμβόλων πληροφορίας της τεχνικής NOMA όπως δημιουργήθηκαν παραπάνω. Ουσιαστικά πραγματοποιείται μέσω της εντολής “Ifft” της Matlab, ο αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier του πίνακα (A), ο οποίος περιέχει όλα τα σύμβολα πληροφορίας (σειρά 54 και 59) και μεταβαίνουμε από το πεδίο των συχνοτήτων στο πεδίο του χρόνου. Στις σειρές 55 και 56 πραγματοποιείται interleaving

```

54 infoA = info_symbolsALL;
55 infoB(1:Nused/2) = infoA(Nused/2+1:Nused);
56 infoB(Nused/2+1:Nused) = infoA(1:Nused/2);
57 A = infoA;
58 B = infoB;
59 ofdm_symbol = sqrt(N)*ifft(A); % Normalization of
    energy to one
60 tx_ofdm_cp=[ofdm_symbol(N-CP+1:N),ofdm_symbol]; % CP
    addition
61 ofdm_symbol2 = sqrt(N)*ifft(B); % Normalization of energy
    to one
62 tx_ofdm_cp2=[ofdm_symbol2(N-CP+1:N),ofdm_symbol2]; % CP
    addition

```

Πρόγραμμα 1.7: Δημιουργία OFDM συμβόλου και προσθήκη κυκλικού προθέματος CP

και ετοιμάζεται ένας δεύτερος πίνακας συμβόλων (B) για το repetition (R=2), όντας μπερδεμένα σε σχέση με τον (A). Όπως φαίνεται, στα πρώτα μισά στοιχεία του πίνακα (B) καταχωρούνται τα τελευταία μισά του (A) και το ανάποδο (interleaving). Στις σειρές 60 και 62, έχουν δημιουργηθεί τα δύο σύμβολα OFDM μαζί με το CP.

Έχει ολοκληρωθεί η μορφή του προς αποστολή σήματος από την κεραία (σειρά 60 και 62) και το επόμενο βήμα είναι να διαδοθεί μέσα από το Rayleigh κανάλι (διεπαφή αέρα). Όπως αναφέρθηκε, υπάρχουν δυο περιπτώσεις στο σύστημά μας. Το κανάλι να είναι επιλεκτικό στην συχνότητα (selective channel) ή όχι (nonselective channel). Στο παρακάτω κώδικα (σειρά 67,68) ορίζεται το κανάλι ως μη επιλεκτικό. Επίσης στις σειρές 70 έως 74, φαίνεται πως δημιουργούνται 4 κανάλια Rayleigh. Ο λόγος είναι γιατί έχουμε τάξη διαφορισμού 4 (D=4, με R=2 και 2 κεραίες λήψης στον δέκτη). Άρα ουσιαστικά υπάρχουν 4 σύμβολα OFDM. Τα, σειρά 70 και 71 από τα Repetitions και τα, σειρά 72 και 73, από το diversity.

```

63  ha=zeros;
64  hb=zeros;
65  ha2=zeros;
66  hb2=zeros;
67  delays = 0; %[0,1,2,3,4];
68  p = 1; %[0.2,0.2,0.2,0.2,0.2];
69  for del=1:length(delays) % delays are considered consecutive
70  ha(delays(del)+1)=sqrt(p(del))*(randn(1,1)+1i*randn(1,1))/sqrt(2);
71  hb(delays(del)+1)=sqrt(p(del))*(randn(1,1)+1i*randn(1,1))/sqrt(2);
72  ha2(delays(del)+1)=sqrt(p(del))*(randn(1,1)+1i*randn(1,1))/sqrt(2);
73  hb2(delays(del)+1)=sqrt(p(del))*(randn(1,1)+1i*randn(1,1))/sqrt(2);
74  end

```

Πρόγραμμα 1.8: Δημιουργία του καναλιού Rayleigh για επιλεκτικότητα ή όχι στην συχνότητα

Εν συνεχεία (Πρόγραμμα 1.9), αφού το σήμα διαδόθηκε στο κανάλι Rayleigh, γίνεται συνέλιξη του σήματος με το κανάλι (σειρά 75 έως 78) το οποίο μαζί με την προσθήκη του θορύβου (σειρά 79 έως 82) ολοκληρώνει το σήμα το οποίο λαμβάνει ο δέκτης προς αποδιαμόρφωση (σειρά 82 έως 85). Αφαιρείται το κυκλικό πρόθεμα και πραγματοποιείται ο FFT (Fast Fourier Transform), (σειρά 86 έως 89 και 90 έως 97) και καταχωρείται στους πίνακα «H» η εκτίμηση απόκρισης συχνοτήτων του καναλιού.

```

%% Channel output %%
75  rxa = conv(ha,tx_ofdm_cp); % convolution of tx signal with channel impulse
    response
76  rxa2 = conv(ha2,tx_ofdm_cp2);
77  rxb = conv(hb,tx_ofdm_cp); % convolution of tx signal with channel impulse
    response
78  rxb2 = conv(hb2,tx_ofdm_cp2);
    %% Noise generation and addition %%
79  noisea = (randn(1,length(rxa))+ 1i*randn(1,length(rxa)))/sqrt(2*Nused); %
    gaussian noise
80  noisea2 = (randn(1,length(rxa2))+1i*randn(1,length(rxa2)))/sqrt(2*Nused);
    noiseb = (randn(1,length(rxb))+1i*randn(1,length(rxb)))/sqrt(2*Nused); %
    gaussian noise
81  noiseb2 = (randn(1,length(rxb2))+1i*randn(1,length(rxb2)))/sqrt(2*Nused);
82  rx_noisea = rxa + noisea;%/sqrt(SNR); % normalization of noise according
    to the required SNR (Eb/No)
83  rx_noisea2 = rxa2 + noisea2;
84  rx_noiseb = rxb + noiseb;%/sqrt(SNR); % normalization of noise according
    to the required SNR (Eb/No)
85  rx_noiseb2 = rxb2 + noiseb2;
    %% CP removal %%
86  rx_wCPa = rx_noisea(CP+1:CP+N);
87  rx_wCPa2 = rx_noisea2(CP+1:CP+N);
88  rx_wCPb = rx_noiseb(CP+1:CP+N);
89  rx_wCPb2 = rx_noiseb2(CP+1:CP+N);
    %% FFT and de-mapping %%
90  y_ffta = fft(rx_wCPa,N)/sqrt(N);
91  y_usedA = y_ffta; %[y_fft(N-Nused/2+1:N),y_fft(2:Nused/2+1)];
92  y_ffta2 = fft(rx_wCPa2,N)/sqrt(N);
93  y_usedA2 = y_ffta2; %[y_fft2(N-Nused/2+1:N),y_fft2(2:Nused/2+1)];
94  y_fftb = fft(rx_wCPb,N)/sqrt(N);
95  y_usedB = y_fftb; %[y_fft(N-Nused/2+1:N),y_fft(2:Nused/2+1)];
96  y_fftb2 = fft(rx_wCPb2,N)/sqrt(N);
97  y_usedB2 = y_fftb2; %[y_fft2(N-Nused/2+1:N),y_fft2(2:Nused/2+1)];
    %% Channel frequency response estimation %%
98  HA = fft(ha,N);
99  HB = fft(hb,N);
100 HA2 = fft(ha2,N);
101 HB2 = fft(hb2,N);

```

Πρόγραμμα 1.9: FFT, αφαίρεση κυκλικού προθέματος και εκτίμηση απόκρισης συχνοτήτων καναλιού

Εδώ (Πρόγραμμα 1.10) γίνεται ο εντοπισμός του IM σήματος.³ Στη σειρά 123, καταγράφονται σε πίνακα τα ενεργά υποφέροντα IM που εκτιμώνται από τον δέκτη (hat) ως σωστά. Στη σειρά 125, τα ενεργά εκτιμώνται από τον δέκτη (hat) ως σωστά. Στην σειρά 125, τα ενεργά υποφέροντα μεταφράζονται σε bits πληροφορίας του IM χρήστη.

³ Σημειώνεται ότι η μαθηματική πράξη της εντολής της σειράς 107 και 111 αντιστοιχεί ακριβώς στον μαθηματικό τύπο (2.26) που αναφέρθηκε στο κεφάλαιο 2 για τον MRC δέκτη.

```

%% MRC
102 yA = y_usedA;
103 yA2 = y_usedA2;
104 yB = y_usedB;
105 yB2 = y_usedB2;
106 for qq = 1:Nused/2
107     xxx = conj(HA(qq)).*yA(qq)+conj(HA2(qq+Nused/2)).*yA2(qq+Nused/2)+conj(HB(qq)).*yB(qq)+conj(HB2(qq+Nused/2)).*yB2(qq+Nused/2);
108     y_IM(qq) = xxx./(abs(HA(qq)).^2+abs(HA2(qq+Nused/2)).^2+abs(HB(qq)).^2+abs(HB2(qq+Nused/2)).^2);
109 end
110 for qq = Nused/2+1:Nused
111     xxx = conj(HA(qq)).*yA(qq)+conj(HA2(qq-Nused/2)).*yA2(qq-Nused/2)+conj(HB(qq)).*yB(qq)+conj(HB2(qq-Nused/2)).*yB2(qq-Nused/2);
112     y_IM(qq) = xxx./(abs(HA(qq)).^2+abs(HA2(qq-Nused/2)).^2+abs(HB(qq)).^2+abs(HB2(qq-Nused/2)).^2);
114 end
    %% Detection %%
    %% Detection of IM user
115 yy = reshape(y_IM,Subcarriers_per_Group,NumBEP_of_SG);
116 for m3=1:size(yy,2)
117     dv1 = zeros(size(Ref_IMsymbols,2),1);
118     for i3 = 1:size(Ref_IMsymbols,2)
119         kk = floor((i3-1)/4)+1;
120         dv1(i3) = real(yy(kk,m3).*conj(Ref_IMsymbols(kk,i3)));
121     end
122     [MM,est1]=max(dv1);
123     active_SC_hat(m3) = floor((est1-1)/4)+1;
124 end
125 info_bits_tab = de2bi(active_SC_hat-1,log2(Subcarriers_per_Group));
126 info_bitsIM_hat = reshape(info_bits_tab',1,NumBEP_of_SG*(p1+NumBEP_of_Active_SC*p2));

```

Πρόγραμμα 1.10: Εντοπισμός IM ενεργών υποφερόντων και μετατροπής τους σε bits πληροφορίας

Στη σειρά 128, προσμετρώνται τα λανθασμένα bits πληροφορίας και στη σειρά 134 προκύπτει μέσω της διαίρεσης, η πιθανότητα σφάλματος της εξομοίωσης. Σε αυτό το σημείο ολοκληρώνεται ο βασικός βρόγχος (“end” σειράς 134) που ξεκίνησε με το Πρόγραμμα 1.1, αφού καταχωρηθούν τα αποτελέσματα BEP IM χρήστη στον πίνακα για κάθε SNR, όπως φαίνεται παρακάτω στο Πρόγραμμα 1.12 στη σειρά 133.

```

%% Count bit errors %%
127 BEProrsIM = size(find(info_bitsIM_hat-info_bitsIM),2);
128 bit_errorsIM(jj) = bit_errorsIM(jj)+BEProrsIM;
129 if mod(bit_errorsIM(jj),200)==0
130     fprintf('1. SNRim=%2d Errors=%4d Bits=%5d BEP=%e\n',SNRdBTotal(jj),bit_errorsIM(jj),Num_of_bitsIM(jj),bit_errorsIM(jj)/Num_of_bitsIM(jj));
131 end
132 end
133 simBEPIM(jj) = bit_errorsIM(jj)/Num_of_bitsIM(jj);
134 end

```

Πρόγραμμα 1.11: Ολοκλήρωση κύριου βρόγχου με υπολογισμό των λαθών BEP του IM χρήστη

3.3 Πρόγραμμα «user pairing» και κατανάλωσης ενέργειας

3.3.1 Πρόγραμμα «user pairing»

Σε αυτό το σημείο θα αναπτυχθεί το πρόγραμμα για τον υπολογισμό την μέγιστη απόσταση του IM (URLLC) χρήστη από τον σταθμό βάσης, όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα (2.4) έχοντας κάποια δεδομένα. Αυτά είναι η απόσταση του QAM (eMBB) χρήστη από την κεραία, και ο απαιτούμενος ρυθμός μετάδοσης. Πρέπει να σημειωθεί ότι όλοι οι υπολογισμοί γίνονται για $Q=16$ και $M=16$, εκτός αν αναφέρεται κάτι διαφορετικό.

```

%% Normalized rate required (spectrum efficiency) and
corresponding SNR_0_QAM_dB computation
2.1 Rate_required = 15; %b/s/Hz
2.2 M = 4; % MRC Reception diversity order of QAM (eMBB) user
2.3 SNRdB = 0;
2.4 eMBB_rate = 0;
2.5 while eMBB_rate <= Rate_required
2.6 SNRdB = SNRdB+.1;
2.7 SNR = 10.^(.1*SNRdB);
2.8 xx = 0;
2.9 for k = 0:M-1
2.10 xx = xx+igamma(-k,1/SNR)/(SNR^k);
2.11 end
2.12 eMBB_rate = log2(exp(1))*exp(1/SNR)*xx;
2.13 end
2.14 SNR_0_QAM_dB = SNRdB;

```

Πρόγραμμα 2.1: Υπολογισμός SNR eMBB χρήστη, σε σχέση με το απαιτούμενο ρυθμό μετάδοσης

Στη σειρά 2.1, στο Πρόγραμμα 2.1, δηλώνεται η απαιτούμενη τιμή του ρυθμού μετάδοσης του eMBB, ενώ στην σειρά 2.2, δηλώνεται η τάξη διαφορισμού του συστήματος. Στην 2.5 εισάγεται ο βρόγχος με την «while» που ουσιαστικά ελέγχει σε ποιο SNR θα επιτευχθεί ο απαιτούμενος ρυθμός μετάδοσης με ακρίβεια SNR στο 0,1dB. Με την συνάρτηση «igamma» της MATLAB, στην σειρά 2.10, υπολογίζεται ο ρυθμός μετάδοσης του eMBB για κάθε SNR. Η εξίσωση που υπολογίζεται ο ρυθμός μετάδοσης του eMBB είναι στο [28].

Στο Πρόγραμμα 2.2, υπολογίζεται με βάση το SNR που προέκυψε από το Πρόγραμμα 2.1, η απαιτούμενη ισχύς στον σταθμό βάσης, για να υποστηριχθεί αυτό το SNR. Στην 2.15, δηλώνεται η απόσταση του QAM (eMBB) χρήστη, ο αριθμός των υποφερόντων «N» και η απόσταση υποφερόντων «Δf». Στην 2.17 το «Δf», είναι 120kHz γιατί το σύστημα OFDM IM-QAM NOMA λειτουργεί στα mmWaves ή χιλιοστομετρικά κύματα, ώστε να επιτυγχάνονται υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης για τον eMBB χρήστη. Για τον ίδιο λόγο είναι εφικτό και στην 2.24 γραμμή που είναι το κέρδος της κεραίας του σταθμού βάσης, να χρησιμοποιείται αυξημένο κέρδος μέσω του «Beam forming». Στην σειρά 2.18 και 2.19 υπολογίζεται ο θόρυβος και η εικόνα θορύβου, ενώ στις σειρές 2.20 έως 2.23, υπολογίζονται, μέσω ενός μοντέλου απωλειών διάδοσης [29], οι απώλειες σε dB για αστικό περιβάλλον. Έτσι, πλέον η απαιτούμενη ισχύς του πομπού είναι υπολογίσιμη.

```

%% Link budget and P_0_dBm required calculation for a specific distance
of QAM user
2.15 distQAM = 50; %m
2.16 N = 256; %subcarriers
2.17 df = 120000; %subcarrier spacing
2.18 Pnoise_dBm = -174 + 10*log10(N*df);
2.19 NF_dB = 7; %noise figure in dB
2.20 aL = 46.61; %dB
2.21 bL = 3.63; %dB
2.22 Xsigma = 0; % dB
2.23 L_QAM_dB = aL+10*bL*log10(distQAM); % + Xsigma (3) of [1]
2.24 GtBS_QAM = 25; % dB [2] Base station gain
2.25 PrQAM_dB = SNR_0_QAM_dB + Pnoise_dBm + NF_dB;
2.26 P_0_dBm = PrQAM_dB - GtBS_QAM + L_QAM_dB;

```

Πρόγραμμα 2.2: Ισολογισμός ισχύος (link budget) για τον υπολογισμό της απαιτούμενης ισχύος για τον eMBB χρήστη

Μέσω της σχέσης (2.51) μπορεί να γραφεί το παρακάτω πρόγραμμα (Πρόγραμμα 2.3) το οποίο τυπικά, λύνει αυτή την σχέση σε dB. Στην 2.28 σειρά εισάγονται τα β για το fitting που πραγματοποιήθηκε, και στις 2.29, 30 και 31 γράφονται οι συντελεστές της εξίσωσης (2.50), όπου υπολογίζεται στην 2.38. Στην 2.36, μέσω του link budget υπολογισμού, βρίσκονται οι απώλειες του URLLC και μέσω του ίδιου μοντέλου απωλειών διάδοσης (σειρά 2.38), υπολογίζεται η απόσταση του από την κεραία. Εν συνεχεία, στην σειρά 2.38 υπολογίζεται και το SNR του

```

%% Calculation of maximum L_IM and distance for BEP of 1e-8
2.27 GtBS_IM = 15; % Base station gain - we consider that there is a
different angle for the IM user, so the gain n is less than the
one for QAM user
2.28 bb = 0.1:0.01:0.25;
2.29 a = 3; %fitting elements
2.30 b = -0.7717; %fitting elements
2.31 c = 9.752; %fitting elements
2.32 MP = 1./(1-bb);
2.33 MP_dB = 10*log10(MP);
2.34 L_IM_dB = zeros(1,length(bb));
% L_QAM = zeros(length(SNR_0_QAM_dB),1);
2.35 SNR_IM_Threshold_dB = a*bb.^b+c;
2.36 L_IM_dB = P_0_dBm + MP_dB + GtBS_IM - Pnoise_dBm - NF_dB -
SNR_IM_Threshold_dB;
2.37 distIM = 10.^((L_IM_dB-aL)/(10*bL)); % (3) of [1] solved for
distance
2.38 SNR_0_IM_dB=P_0_dBm-(L_IM_dB+Pnoise_dBm + NF_dB);

```

Πρόγραμμα 2.3: Υπολογισμός μέγιστης απόστασης URLLC (IM) χρήστη από την κεραία ώστε να επιτυγχάνεται $\text{BEP}^{\text{IM}} 10^{-8}$

3.3.2 Πρόγραμμα κατανάλωσης ενέργειας

Για να είναι πιο φανερά τα αποτελέσματα της σύγκρισης ενεργειών OMA και NOMA, θα γίνει καταγραφή της κατανάλωσης ενέργειας για μεγάλο εύρος τιμών « β », 0.1 μέχρι 0.95 και για όλα τα πιθανά M του M-QAM σχηματισμού (M= 16, 64, 256) και κάνοντας τους υπολογισμούς για το χειρότερο σενάριο για M=256 (χειρότερο με την έννοια της καμπύλης BEP για M=256). Λόγω αυτού

του γεγονότος θα ληφθούν υπόψη ότι το «β», δεν μπορεί πάρα πολύ μικρές τιμές, για $M=256$, θα πρέπει να είναι μεγαλύτερο από 0.13. Στο πρόγραμμα η τιμή είναι η 0.14 (βλέπε σχέσεις 2.19 και 2.20).

3.1.1.1 Υπολογισμοί κατανάλωσης ενέργειας NOMA

Στην αρχή του προγράμματος υπολογίζεται η χρονική διάρκεια ενός συμβόλου. Όπως αναφέρθηκε, η διάρκεια ενός SLOT με 14 σύμβολα είναι 125μsec (σειρά 2.39). Έτσι υπολογίζεται (σειρά 2.40) όπως φαίνεται στο Πρόγραμμα 2.4.

```

2.39 symbol_d=125*10^-6; %% duration of 14symbols df = 120000
2.40 one_symbol_d=symbol_d/14;
2.41 NumBEP_of_symbols = 8;

```

Πρόγραμμα 2.4: Υπολογισμός χρονικής διάρκειας ενός συμβόλου OFDM

Στη συνέχεια επαναλαμβάνονται οι υπολογισμοί των προγραμμάτων Π 2.1 και Π 2.2 που υπολογίζουν το απαιτούμενο SNR και την απαιτούμενη ισχύ για τον eMBB χρήστη, ενώ για την μέγιστη απόσταση του URLLC χρήστη που προκύπτει, χρησιμοποιείται όλη η γκάμα των «β». Ουσιαστικά δεν χρησιμοποιείται άλλο η συνάρτηση fitting, αλλά τοποθετούνται χειροκίνητα όλες οι τιμές που αντιστοιχούν στα ζεύγη τιμών (β , SNR_{IM}) για $\text{BEP}=10^{-8}$.

```

2.42 bb = [0.1, 0.11, 0.12, 0.13, 0.14, 0.15, 0.16, 0.17, 0.18, 0.19, 0.2,
0.21, 0.22, 0.23, 0.24, 0.25,
0.30, 0.35, 0.40, 0.45, 0.50, 0.55, 0.60, 0.65, 0.70, 0.75, 0.80, 0.85, 0.90, 0.95];
2.43 SNRreqdB = [31.4308369426100 29.9094164456233 28.7131287905815
27.6782705229331 26.7555285737413 25.9210138905378 25.1812581414458
24.4859594521781 23.8465308332769 23.2484475447956 22.6950426469746
22.1719090009891 21.6755998286204 21.2059966914805 20.7571334576160
20.3316869141999 18.9783402285925 17.8744002410528 16.9314239401382
16.1547927444945 15.4562749762761 14.8305176787611 14.2623209855240
13.7226840093985 13.2582642803248 12.8323840055102 12.4000000000000
12.0585883333826 11.7120774518070 11.4349059161280];
2.45 MP = 1./(1-bb);
2.46 MP_dB = 10*log10(MP);
2.47 L_IM_dB = zeros(1,length(bb));
% SNR_IM_Threshold_dB = a*bb.^b+c;
2.48 L_IM_dB = P_0_dBm + MP_dB + GtBS_IM - Pnoise_dBm - NF_dB - SNRreqdB;
2.49 distIM = 10.^((L_IM_dB-aL)/(10*bL)); % (3) of [1] solved for distance
2.50 dist_in=distIM(1,5);

```

Πρόγραμμα 2.5: Υπολογισμός μέγιστης απόστασης URLLC χρήστη από BS

Στις σειρές 2.42 και 2.43 τοποθετούνται τα ζεύγη τιμών (β , SNR_{IM}) για $\text{BEP}=10^{-8}$, στην σειρά 2.45 υπολογίζεται η πρόσθετη ισχύς και στην συνέχεια με λύση του ισολογισμού ισχύος και του μοντέλο απωλειών διάδοσης προκύπτουν οι μέγιστες αποστάσεις URLLC για όλα τα «β».

```

%% NOMA ENERGY Calculations
2.51 P_total_NOMA_dBm = P_0_dBm+MP_dB;
2.52 P_total_NOMA_dBm_1_10=P_total_NOMA_dBm(1,5)*ones(1,15);
2.53 P_total_NOMA_dBm_final=[P_total_NOMA_dBm_1_10,P_total_NOMA_dBm
(5+1:30)];
2.54 P_total_NOMA = 10.^(.1*P_total_NOMA_dBm_final);
2.55 E_NOMA=P_total_NOMA*NumBEP_of_symbols*one_symbol_d;

```

Πρόγραμμα 2.6: Υπολογισμός Ενέργειας NOMA

Στη σειρά 2.51, υπολογίζεται η συνολική ισχύς NOMA που είναι το άθροισμα των ισχύων του eMBB και της πρόσθετης M_p . Στις σειρές 2.52 και 2.53, γίνεται τροποποίηση ώστε οι τιμές από ένα «β» και κάτω (≤ 0.14), να είναι σταθερές και όχι μειούμενες. Στη σειρά 2.54, τα dB μετατρέπονται σε αριθμό και στην σειρά 2.55 υπολογίζεται η ενέργεια NOMA για τα απαιτούμενα σύμβολα (8).

3.1.1.2 Υπολογισμοί κατανάλωσης ενέργειας OMA

Το Π 2.4 πρόγραμμα είναι κοινό ενώ το Π 2.1 τροποποιείται μόνο στην σειρά 2.56 όπου λόγω του «symbol stealing» επιστρέφονται τα 2 σύμβολα του BPSK, σαν αυξημένος ρυθμός δεδομένων 4/3.

```

2.56 Rate_required = (4/3)*15; %b/s/Hz
% D = 2; % MRC Reception diversity order of QAM (eMBB) user [3],
equation (40)
2.57 SNRdB_ = 0;
2.58 eMBB_rate = 0;
2.59 while eMBB_rate <= Rate_required_OMA
2.60 SNRdB_ = SNRdB_+.1;
2.61 SNR_ = 10.^(.1*SNRdB_);
2.62 xx = 0;
2.63 for k = 0:D-1
2.64 xx = xx+igamma(-k,1/SNR_)/(SNR_^k);
2.65 end
2.66 eMBB_rate = log2(exp(1))*exp(1/SNR_)*xx;
2.67 end
2.68 SNR_QAM_OMA_dB = SNRdB_;

```

Πρόγραμμα 2.7: Υπολογισμός SNR eMBB χρήστη, σε σχέση με το απαιτούμενο, OMA, ρυθμό μετάδοσης

Για τον υπολογισμό της απαιτούμενης ισχύος του eMBB, οι απώλειες διάδοσης έχουν υπολογιστεί στο πρόγραμμα Π 2.2. Μένει μόνο να υπολογιστεί η ισχύς του σταθμού για τον eMBB για το νέο OMA SNR (σειρές 2.69 και 2.70).

```

2.69 PrQAM_OMA_dBm = SNR_QAM_OMA_dB + Pnoise_dBm + NF_dB;
2.70 P_OMA_dBm = PrQAM_OMA_dBm - GtBS_QAM + L_QAM_dB;

```

Πρόγραμμα 2.8: Ισολογισμός ισχύος (link budget) για τον υπολογισμό της απαιτούμενης ισχύος για τον eMBB OMA χρήστη

```

2.71 GtBS_BPSK = GtBS_IM; % Base station gain - we consider that there
    is a different angle for the IM user, so the gain n is less than
    the one for QAM user
2.72 A=zeros(1,10);
2.73 x=distIM(1,1)*ones(1,10);
2.74 for i=1:1:10
2.75 x(1,i+1)=x(i)-x(1,1)/10;
2.76 A(1,i)=x(i);
2.77 end
2.78 A=rot90(A,2);
2.79 first_dist=distIM(1,1);
2.90 All_distances=[A,distIM];
2.91 L_BPSK_OMA_dB = aL+10*bL*log10(All_distances); % + Xsigma %(3)
    of [1]
2.92 SNR_REQ_BPSK_dB = 17.77;
2.93 P_BPSK_OMA_dBm = SNR_REQ_BPSK_dB + Pnoise_dBm + NF_dB + 2.94
    L_BPSK_OMA_dB - GtBS_BPSK;
    %% OMA ENERGY CALCULATION
2.94 P_BPSK_OMA=10.^(.1*P_BPSK_OMA_dBm);
2.95 P_QAM_OMA=10.^(.1*P_QAM_dBm);
2.96 E_OMA=P_BPSK_OMA*2*one_symbol_d+P_QAM_OMA*6*one_symbol_d;

```

Πρόγραμμα 2.9: Υπολογισμός κατανάλωσης ενέργειας OMA

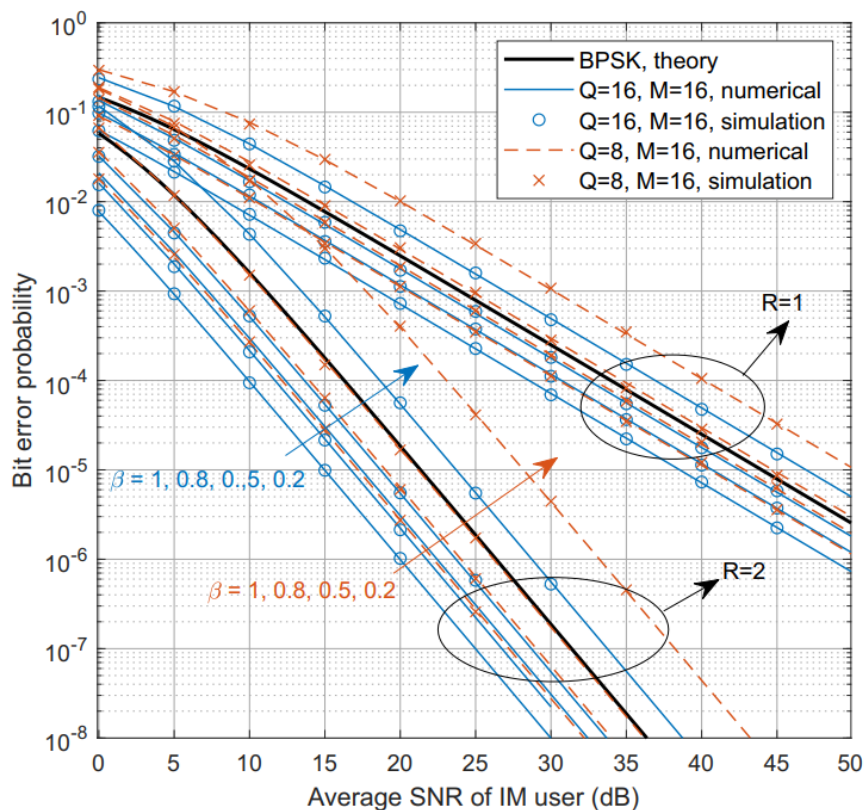
Τώρα, για τον URLLC χρήστη, το σήμα φθάνει σε αυτόν μέσω της BPSK διαμόρφωσης, και οι αποστάσεις που θα υπολογιστούν οι καταναλώσεις ενέργειας για OMA, πρέπει να είναι οι ίδιες με την NOMA τεχνική. Η μόνη διαφορά είναι ότι για την BPSK τεχνική, όσο ο URLLC χρήστης μεταφέρεται πιο κοντά στον σταθμό βάσης η ενέργεια του συνεχίζει να μειώνεται, ενώ για την NOMA τεχνική, όπως αναφέρθηκε αυτό δεν ισχύει λόγω του περιορισμού του μικρότερου δυνατού «β». Στην σειρά 2.92 εισάγετε το απαιτούμενο SNR της BPSK για $\text{BEP}=10^{-8}$ και εν συνεχεία πραγματοποιούνται όλοι οι γνωστοί υπολογισμοί μέχρι την σειρά 2.93μ για να υπολογιστεί η απαιτούμενη ισχύς εκπομπής BPSK. Στην σειρά 2.96, υπολογίζεται η κατανάλωση ενέργειας για αποστολή ενός μικρού πακέτου 32 Byte, σε 2 σύμβολα BPSK, εξυπηρετώντας ταυτόχρονα απaráλλαχτο τον eMBB.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4ο: Αποτελέσματα

4.1 Εισαγωγή

Αφού ολοκληρώθηκε η παρουσίαση του συστήματος OFDM IM-QAM NOMA και USER PAIRING μαζί με την κατανάλωση ενέργειας (Κεφάλαιο 2) και αφού ολοκληρώθηκε και η ανάλυση του κώδικα των αντίστοιχων συστημάτων, σε αυτό το κεφάλαιο θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Αρχικά θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα για το σύστημα OFDM IM-QAM NOMA όπου θα αναδειχθεί με ποιες παραμέτρους συστήματος επιτυγχάνεται το $BEP_{URLLC}=10^{-8}$. Στην συνέχεια θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα για το USER PAIRING, δείχνοντας ποιες μέγιστες αποστάσεις μπορεί να έχει ο URLLC χρήστης ώστε με την NOMA πολυπλεξία να διατηρήσει την απαίτηση του για $BEP = 10^{-8}$. Τέλος θα παρουσιαστεί η σύγκριση των καταναλώσεων ενέργειας OMA και NOMA για αποστολή ενός μηνύματος 32 Byte στον URLLC χρήστη, στις αποστάσεις που υπολογίστηκαν στο USER PAIRING, για ποικίλες περιπτώσεις.

4.2 Πιθανότητα σφάλματος OFDM IM-QAM NOMA



Εικόνα 4.1: Αριθμητικά αποτελέσματα και εξομοίωση για BEP IM χρήστη σε μη συχνοεπιλεκτικό Rayleigh κανάλι, με $R=1$ και $R=2$ για $N=256$, $M=16$ και διάφορες τιμές των Q και β .

Αφού ολοκληρώθηκαν οι μετρήσεις θεωρητικών αποτελεσμάτων και προσομοίωσης απεικονίστηκαν στα σχήματα (Εικόνες 3.1, 3.2, 3.3, 3.4). Τα σχήματα 3.1 και 3.2 παρουσιάζουν τα αποτελέσματα της πιθανότητας σφάλματος για το IM σήμα με διάφορες αλλαγές στις παραμετροποιήσεις του συστήματος. Πιο συγκεκριμένα τα “ β ” παίρνουν τιμές 1,0.8,0.5,0.2. Υπενθυμίζεται δεν μπορεί να γίνει “ $\beta=0$ ” γιατί τότε έχουμε απουσία του IM σήματος και όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα 2.2.6 το “ β ” πρέπει να έχει μια ελάχιστη τιμή για είναι εφικτός ο εντοπισμός του και το Q (αριθμός υποφερόντων ανά ομάδα) είναι 8 και 16 αντίστοιχα. Σε όλες τις

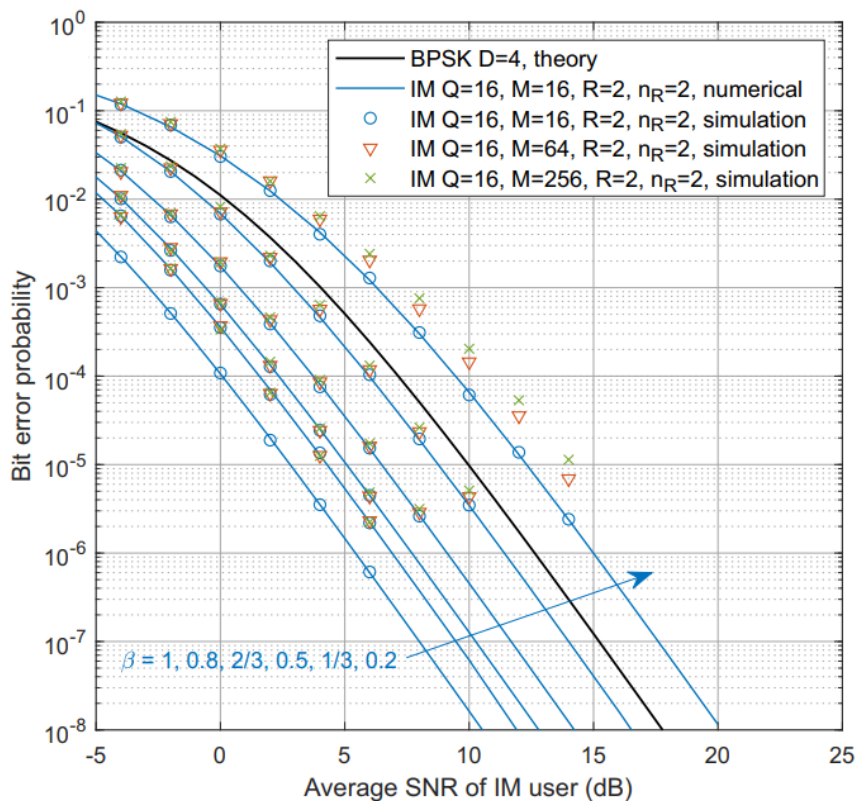
περιπτώσεις, το κανάλι θεωρείται επίπεδο, δηλαδή όχι συχνοεπιλεκτικό στα Q υποφέροντα της κάθε ομάδας, ωστόσο η συχνοεπιλεκτικότητα επιτρέπεται μεταξύ των ομάδων υποφερόντων.

Στην εικόνα 4.1 παρατηρούμε δυο βασικές περιπτώσεις την R=1 και την R=2 με πολύ διαφορετικά ποιοτικά αποτελέσματα η κάθε μια. Ο εντοπισμός του IM σήματος στην R=1 περίπτωση (χωρίς repetitions, αλλά μια μόνο αποστολή) γίνεται από τις σχέσεις (2.25) ενώ ο εντοπισμός του IM σήματος για R=2 (1 repetitions και interleaving) γίνεται με MRC (Maximum Ratio Combining) που γράφεται στην (2.26). Σε όλες τις περιπτώσεις περιλαμβάνεται η θεωρητική BEP του BPSK.

Βασικό συμπέρασμα της εικόνας 4.1 είναι ότι το $BEP=10^{-8}$ μπορεί να επιτευχθεί μόνο για R=2 και όχι για R=1. Αφού επιβεβαιώνεται η συμφωνία της θεωρητικής προσέγγισης με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρατηρείται ότι όσο αυξάνεται το Q, τόσο βελτιώνεται η πιθανότητα σφάλματος (με κόστος την μείωση του data rate). Αυτό συμβαίνει γιατί η ισχύς που αντιστοιχεί στο ενεργό υποφέρον είναι μεγαλύτερη για Q=16 από ότι Q=8. Όπως αναπτύχθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο ισχύει η σχέση (2.8) $P_{SC}^{IM} = P_T^{IM}/G$.

Ενώ όσο μειώνεται το β , χειροτερεύει η πιθανότητα σφάλματος. Αξίζει να σημειωθεί ότι στην περίπτωση που $\beta = 1$, υπάρχει απουσία QAM σήματος.

Σημαντικό στοιχείο είναι ότι η προτεινόμενη τεχνική μπορεί να εφαρμοστεί με BEP χαμηλότερο από το BEP της BPSK τεχνικής ακόμα και για τιμές του β χαμηλότερες από 0.5 ειδικά για Q=16. Γενικά με R=2, το BEP στο όριο του 10^{-8} μπορεί να επιτευχθεί για SNR 32~36dB.

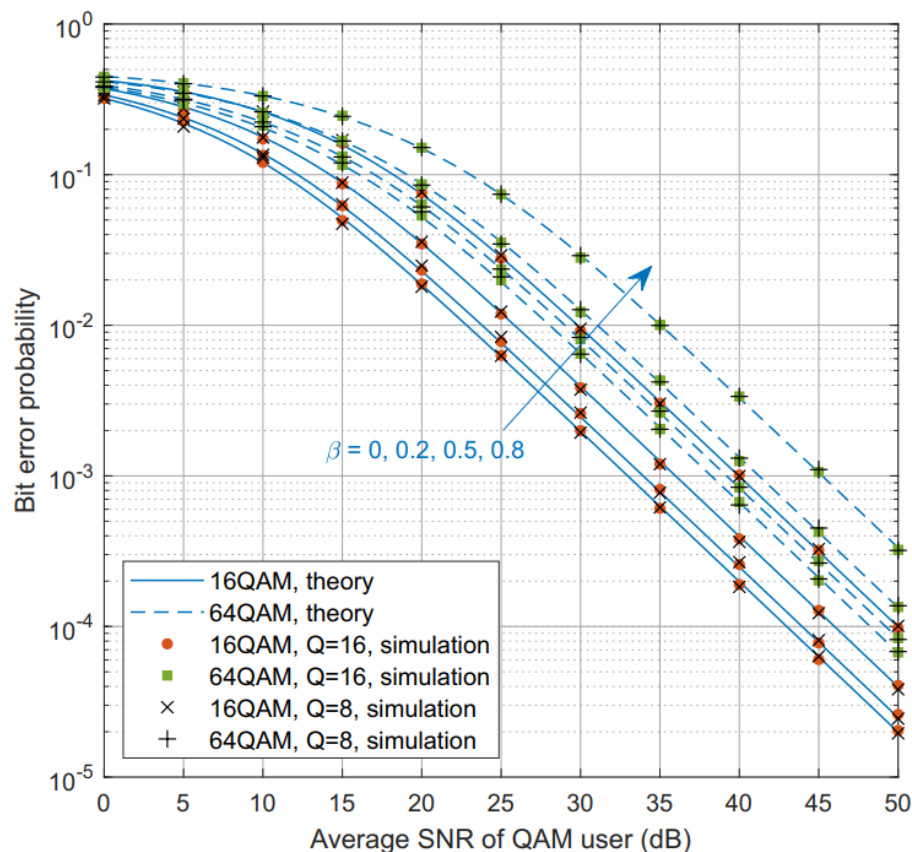


Εικόνα 4.2: Αριθμητικά αποτελέσματα και αποτελέσματα προσομοίωσης για το IM σήμα σε κανάλι Rayleigh μη επιλεκτικό στην συχνότητα με R=2 και δύο κεραιές λήψης ($n_R=2$), για N=256, Q=16 και ποικίλες τιμές για M και β

Στην εικόνα 4.2 παρατηρούμε τα αριθμητικά αποτελέσματα και αποτελέσματα προσομοίωσης για το IM σήμα σε κανάλι Rayleigh μη επιλεκτικό στην συχνότητα με R=2 και δύο κεραιές λήψης

($nR=2$), για $N=256$, $Q=16$ και ποικίλες τιμές για M και β . Τα αριθμητικά αποτελέσματα προέκυψαν από την σχέση (2.31) με $D=R \times nR = 4$, θεωρώντας τις δύο κεραίες ασυσχέτιστες. Τα αποτελέσματα είναι εμφανώς βελτιωμένα όπως αναμενόταν (με δυο repetitions και δυο κεραίες λήψης). Το απαιτούμενο BEP (10^{-8}) μπορεί να επιτευχθεί για SNRs μικρότερα από 17dB (δηλαδή καλύτερα από BPSK) για τιμές του β μεγαλύτερες από $1/3$, για $Q=16$. Ακόμα μια χρήσιμη παρατήρηση σχετίζεται με το μέγεθος M του M-QAM σχήματος. Μια μείωση της απόδοσης συμβαίνει όσο μεγαλώνει το M και το β μικραίνει, επιβεβαιώνοντας ότι σχήματα M-QAM μεγάλης τάξης έχουν σύμβολα σε μεγαλύτερη ισχύ σε σχέση με χαμηλότερα σχήματα M-QAM. Άρα είναι εμφανές ότι για μεγάλες τιμές του β , οι επιπτώσεις των M-QAM σχηματισμών δεν είναι σημαντικές, για παράδειγμα, μείωση μικρότερη του ενός dB παρατηρείται για $M=256$, συγκρινόμενη με την μείωση για $M=16$, $\beta=1/3$, ενώ η μείωση είναι σχεδόν 0 dB για $\beta > 0.5$.

Πάνω στα αποτελέσματα της προσομοίωσης και των θεωρητικών αποτελεσμάτων της εικόνας 4.2 βασίζεται και όλη η ανάλυση για το USER PAIRING και της κατανάλωσης ενέργειας.

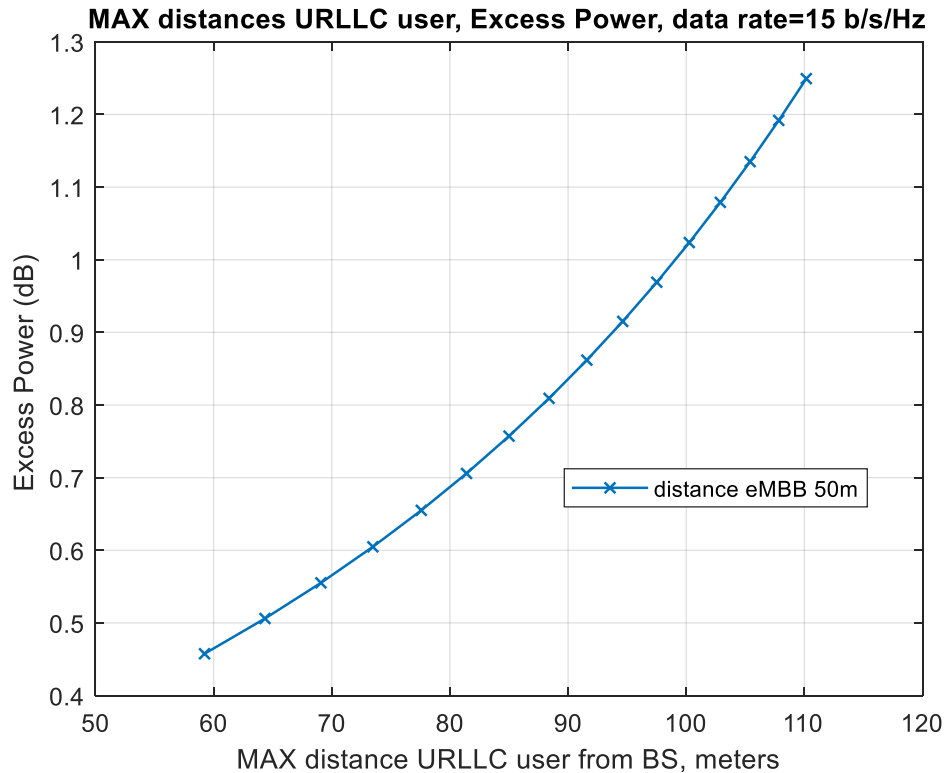


Εικόνα 4.3: Θεωρητικά αποτελέσματα και αποτελέσματα προσομοίωσης για το QAM σήμα σε κανάλι Rayleigh για $N=256$, $Q=8$ και 16 , $M=16$ και 64 και ποικίλα β

Η εικόνα 4.3 παρουσιάζει τα αποτελέσματα BEP του QAM σήματος σε διάφορα σχήματα M-QAM, ποικίλα Q και β σε Rayleigh κανάλι. Τα θεωρητικά αποτελέσματα εξήχθησαν από τις (2.35) και (2.36) αφαιρώντας το IM σήμα όπως αναφέρθηκε νωρίτερα. Τονίζεται ότι στην προσομοίωση, δεν έγινε αυτή η παραδοχή, αλλά υπολογίστηκε η πιθανότητα λάθους του QAM χρήστη με το υπερτεθειμένο IM σήμα και όπως φαίνεται και στο σχήμα, η προσομοίωση ταυτίστηκε με την θεωρία. Άρα επιβεβαιώνεται και από την προσομοίωση ότι η υποβάθμιση του QAM σήματος, πρακτικά εξαρτάται μόνο από την τιμή $(1-\beta)$, που είναι το κομμάτι ισχύος που του αναλογεί από την συνολική ισχύ. Αυτό σημαίνει ότι όση ισχύ και να υπερθέσουμε (IM σήμα) στον QAM χρήστη αυτός δεν θα επηρεαστεί.

4.3 Επιλογή ζευγών χρηστών (user pairing)

Εδώ θα παρουσιαστούν αποτελέσματα για το σε ποιες μέγιστες αποστάσεις από τον BS μπορεί να βρίσκεται ο URLLC χρήστης. Οι μετρήσεις της προσομοίωσης έγιναν για $Q=16$, $M=16$ και β από 0,1 έως 0,25 και $N=256$.

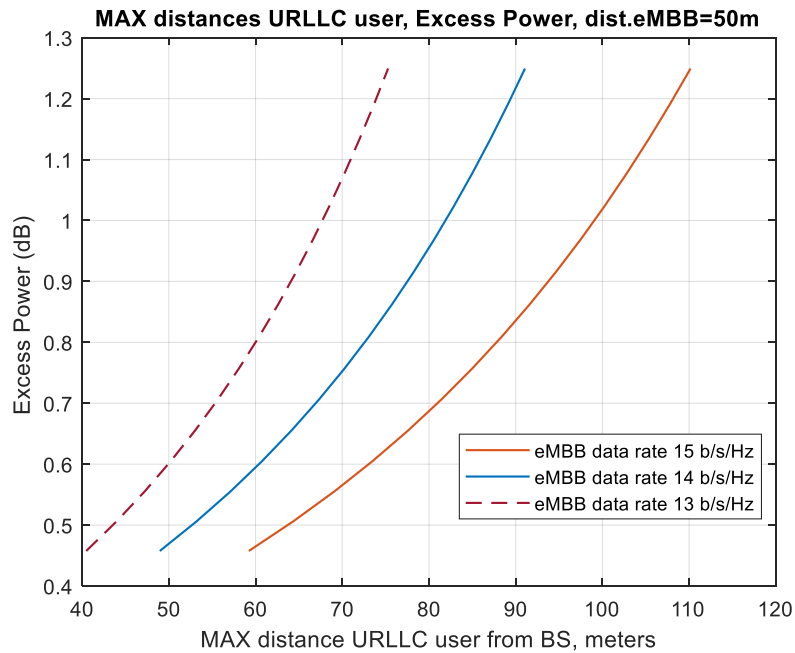


Εικόνα 4.4: Οι μέγιστες αποστάσεις του URLLC χρήστη από τον BS, για ποικίλες πρόσθετες ισχύες

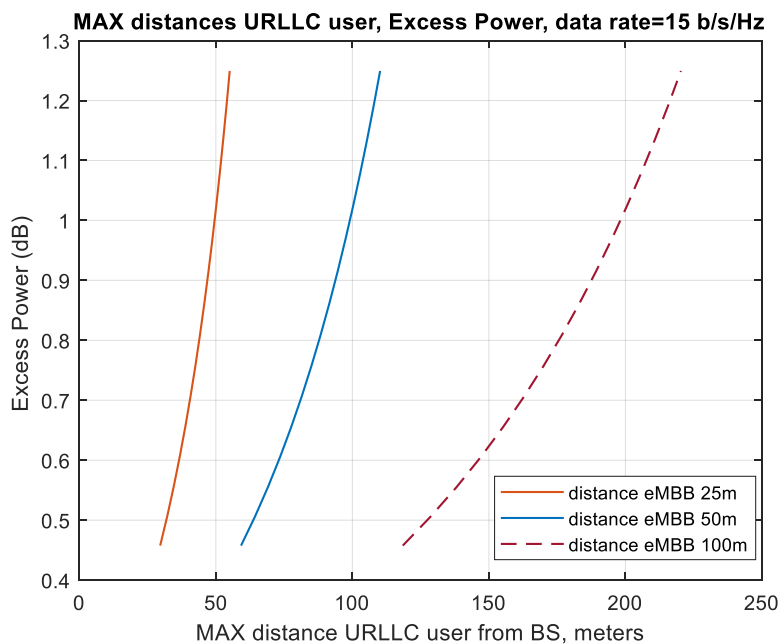
Στο σχήμα 4.4 παρατηρούμε τις μέγιστες αποστάσεις που μπορεί να φτάσει ο URLLC χρήστης ανάλογα με το ποσό πρόσθετης ισχύος και για δεδομένο ρυθμό μετάδοσης και απόσταση του eMBB από τον BS (15b/s/Hz και 50 μέτρα αντίστοιχα). Φαίνεται καθαρά πως όσο αυξάνεται η πρόσθετη ισχύς τόσο μεγαλώνει και η απόσταση που μπορεί εκείνος να εξυπηρετηθεί.

Στην εικόνα 4.5 παρουσιάζεται ουσιαστικά η ίδια απεικόνιση με την εικόνα 4.4, αλλά έχοντας πρόσθετες καμπύλες για σύγκριση τους διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης, κρατώντας διαρκώς σταθερή την απόσταση του eMBB από το BS. Εδώ παρατηρούμε ότι όσο αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης του eMBB τόσο αυξάνεται και η μέγιστη απόσταση του URLLC. Αυτό εξηγείται από το γεγονός ότι μεγαλώνοντας ο ρυθμός μετάδοσης μεγαλώνει και η απαιτούμενη ισχύς. Άρα το IM σήμα, κατά NOMA, προστίθεται σε μεγάλο (πιο ισχυρό σε ισχύ) QAM σήμα. Άρα βελτιώνονται τα χαρακτηριστικά του URLLC.

Στην εικόνα 4.6 παρουσιάζεται ουσιαστικά η ίδια απεικόνιση με την εικόνα 4.5, αλλά έχοντας ως πρόσθετες καμπύλες σύγκρισης τις διαφορετικές αποστάσεις του eMBB από το BS. Εδώ παρατηρούμε ότι όσο αυξάνεται η απόσταση του eMBB τόσο αυξάνεται και η μέγιστη απόσταση του URLLC. Αυτό εξηγείται από το γεγονός ότι μεγαλώνοντας η απόσταση μεγαλώνει και η απαιτούμενη ισχύς. Άρα το IM σήμα, κατά NOMA, προστίθεται σε μεγάλο (πιο ισχυρό σε ισχύ) QAM σήμα. Άρα βελτιώνονται τα χαρακτηριστικά του URLLC. Ακριβώς όπως συνέβη και με τον ρυθμό μετάδοσης



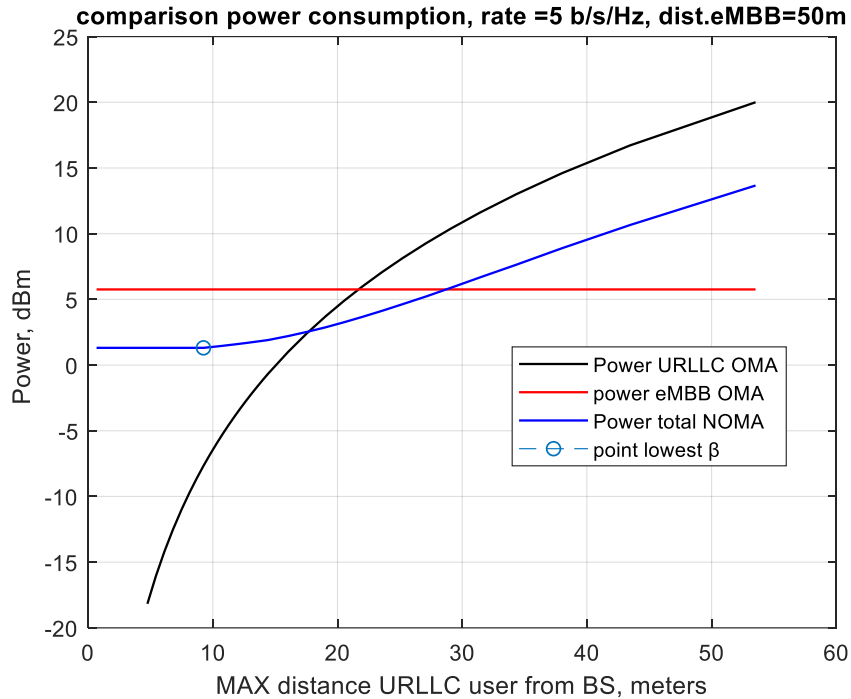
Εικόνα 4.5: Οι μέγιστες αποστάσεις του URLLC χρήστη από τον BS, για ποικίλες πρόσθετες ισχύες και για διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης του eMBB χρήστη (13,14,15 b/s/Hz), με σταθερή την απόσταση eMBB χρήστη από το BS (50μ)



Εικόνα 4.6: Οι μέγιστες αποστάσεις του URLLC χρήστη από τον BS, για ποικίλες πρόσθετες ισχύες και για ποικίλες αποστάσεις του eMBB χρήστη από το BS (25, 50 και 100μ από το BS) με σταθερό το ρυθμό μετάδοσης στα 15 b/s/Hz

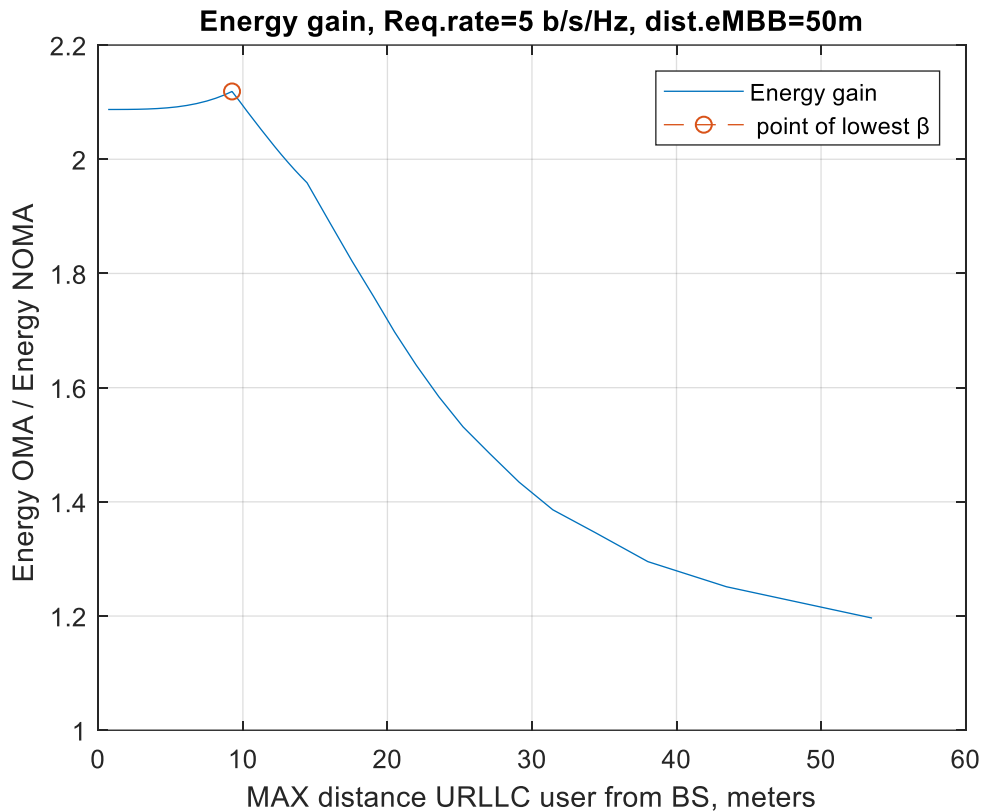
4.4 Συγκριτικά αποτελέσματα κατανάλωσης ενέργειας NOMA και OMA

Σε αυτά τα αποτελέσματα έχει χρησιμοποιηθεί όλο το εύρος των $\beta=0,1 \sim 0,95$, $Q=16$, $N=256$ και $M=256$, για αυτό υπάρχει και διαφορά σε σχέση με τα παραπάνω σχήματα στις τιμές των αποτελεσμάτων.



Εικόνα 4.7: Κατανάλωση ισχύος για OMA και NOMA σχήμα, για ρυθμό μετάδοσης eMBB 5 b/s/Hz και απόσταση από BS 50μ.

Στην εικόνα 4.7 καταγράφεται η κατανάλωση ισχύος ανάλογα με την απόσταση του URLLC χρήστη από το BS. Η κατανάλωση του eMBB χρήστη είναι σταθερή (κόκκινη γραμμή), αφού είναι σταθερά τα χαρακτηριστικά του. Η κατανάλωση OMA για τον URLLC χρήστη (μαύρη γραμμή) φαίνεται ότι αυξάνεται διαρκώς όσο μεγαλώνει η απόσταση, αλλά και μειώνεται συνεχώς όσο ο URLLC πλησιάζει στον σταθμό βάσης. Εν αντιθέσει με τη NOMA κατανάλωση που, στο σημείο που υπάρχει το θαλασσί κυκλάκι, δεν υπάρχει περαιτέρω μείωση της κατανάλωσης όσο πλησιάζει προς το BS, λόγω του ελάχιστου β που μπορεί να χρησιμοποιηθεί. Σε μια πρώτη ανάγνωση φαίνεται ότι το NOMA σχήμα καταναλώνει μικρότερη συνολική ισχύ.

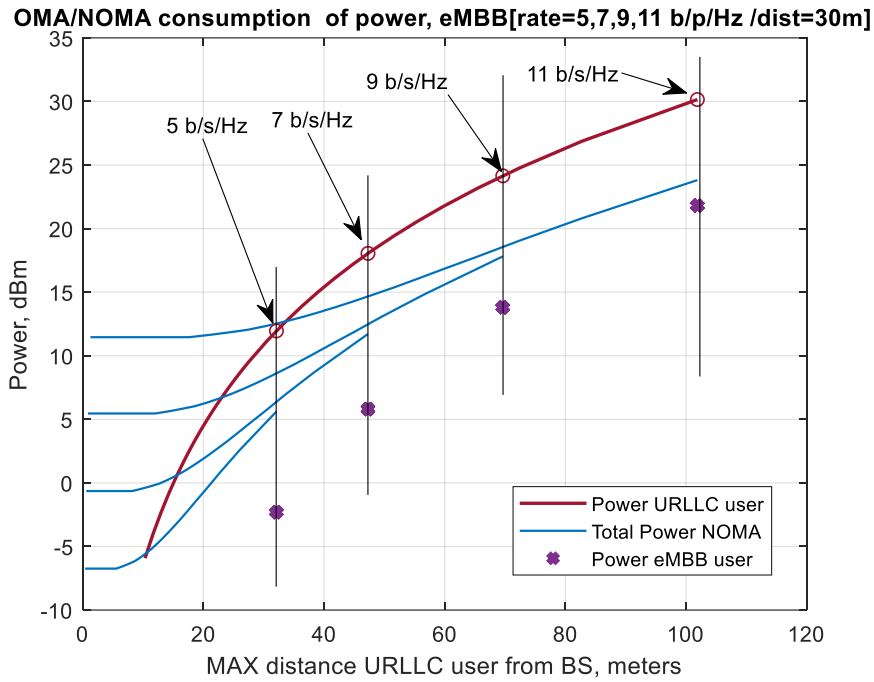


Εικόνα 4.8: Όφελος ενέργειας NOMA τεχνικής σε σχέση με OMA, για ρυθμό μετάδοσης eMBB 5 b/s/Hz και απόσταση από BS 50μ για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte

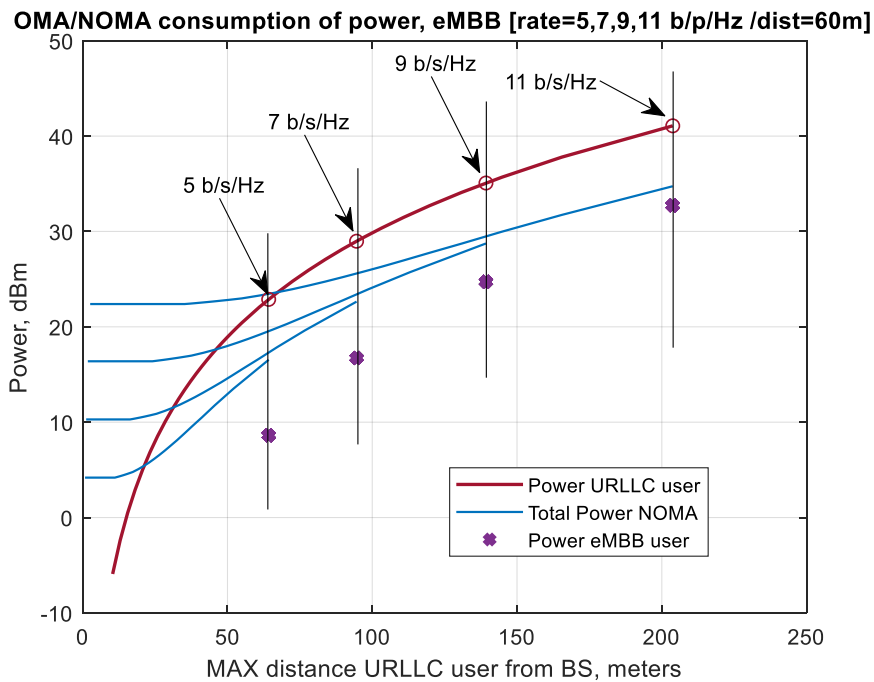
Στην εικόνα 4.8 καταγράφεται το όφελος της NOMA της τεχνικής στην κατανάλωση ενέργειας για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte. Στο σημείο με το κυκλάκι στο σχήμα και πίσω, επισημαίνεται ότι για το OMA σχήμα υπάρχει περεταίρω μείωση της ενέργειας, ενώ για το NOMA όχι. Για μικρά β , άρα για κοντινές αποστάσεις αποστάσεις το όφελος της NOMA είναι μεγάλο. Όσο αυξάνεται το β , άρα και η απόσταση το όφελος της NOMA τεχνικής μικραίνει αλλά πάντα υπάρχει.

4.4.1 Μεταβαλλόμενος ρυθμός μετάδοσης και σταθερή απόσταση από το BS.

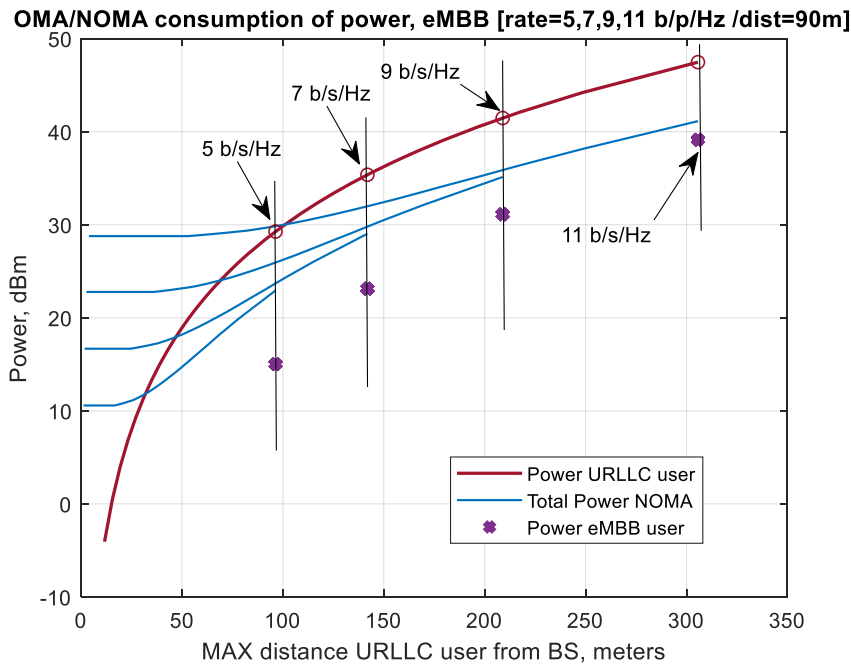
Στις εικόνες 4.9, 4.10, 4.11 και 4.12 καταγράφεται η κατανάλωση ενέργειας για διάφορα σενάρια αποστάσεων του eMBB από το σταθμό βάσης λαμβάνοντας τιμές για διάφορους ρυθμούς μετάδοσης. Όσο αυξάνεται η απόσταση και ο ρυθμός μετάδοσης του eMBB μεγαλώνει και η απόσταση του URLLC χρήστη όπως σχολιάστηκε και παραπάνω. Η ισχύς OMA του eMBB σε κάθε σενάριο είναι σταθερή, αφού είναι σταθερά τα χαρακτηριστικά του. Στα σχήματα απεικονίζεται ως ένα βυσσινί σημείο, ενώ στην πραγματικότητα είναι μια ευθεία γραμμή, από την αρχή του κάθετου άξονα έως εκείνο το σημείο. Ορίστηκε όμως ως σημείο και όχι ως ευθεία για να περισσότερο κατανοητή η πληροφορία στο σχήμα. Σε κάθε σχήμα είναι σταθερή η τιμή της απόστασης του eMBB από το BS και αλλάζει ο ρυθμός μετάδοσης του eMBB (5, 7, 9, 11 b/s/Hz)



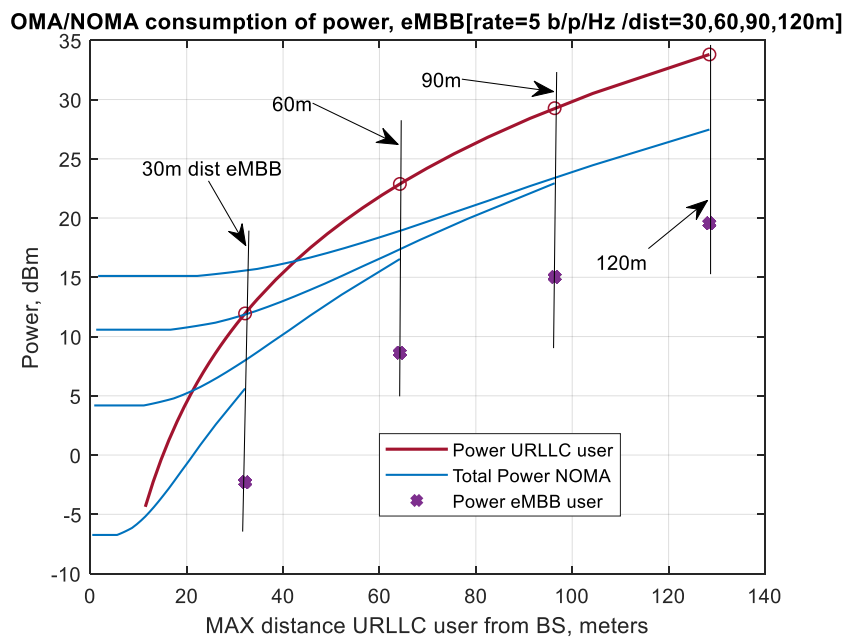
Εικόνα 4.9: Καταγραφή κατανάλωσης ισχύος OMA eMBB χρήστη, OMA NOMA χρήστη και συνολική NOMA, με σταθερή απόσταση eMBB χρήστη από το BS (30μ) αλλά με ποικίλους ρυθμούς μετάδοσης 5, 7, 9, 11 b/s/Hz



Εικόνα 4.10: Καταγραφή κατανάλωσης ισχύος OMA eMBB χρήστη, OMA NOMA χρήστη και συνολική NOMA, με σταθερή απόσταση eMBB χρήστη από το BS (60μ) αλλά με ποικίλους ρυθμούς μετάδοσης 5, 7, 9, 11 b/s/Hz



Εικόνα 4.11: Καταγραφή κατανάλωσης ισχύος OMA eMBB χρήστη, OMA NOMA χρήστη και συνολική NOMA, με σταθερή απόσταση eMBB χρήστη από το BS (90μ) αλλά με ποικίλους ρυθμούς μετάδοσης 5, 7, 9, 11 b/s/Hz



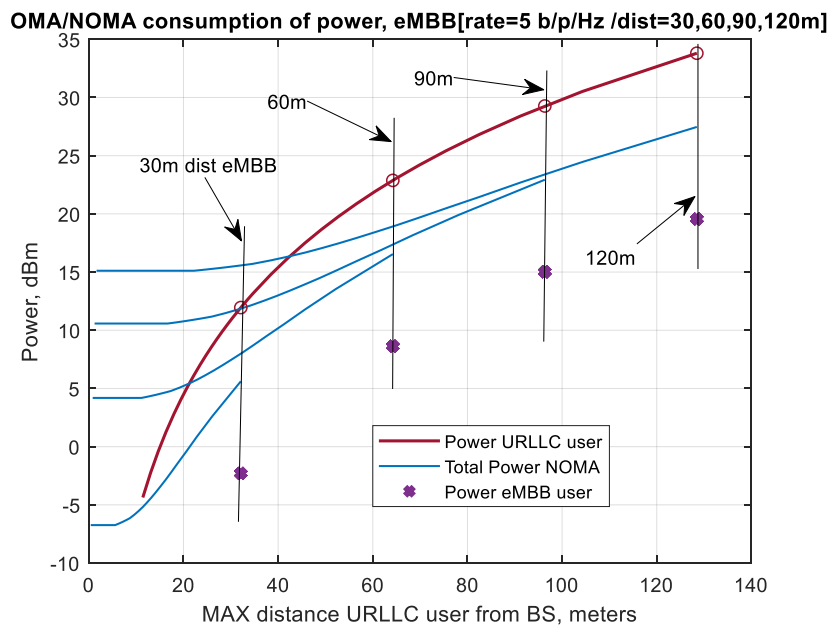
Εικόνα 4.12: Καταγραφή κατανάλωσης ισχύος OMA eMBB χρήστη, OMA NOMA χρήστη και συνολική NOMA, με σταθερή απόσταση eMBB χρήστη από το BS (120μ) αλλά με ποικίλους ρυθμούς μετάδοσης 5, 7, 9, 11 b/s/Hz

4.4.2 Μεταβαλλόμενες αποστάσεις eMBB από το BS με σταθερό ρυθμό μετάδοσης

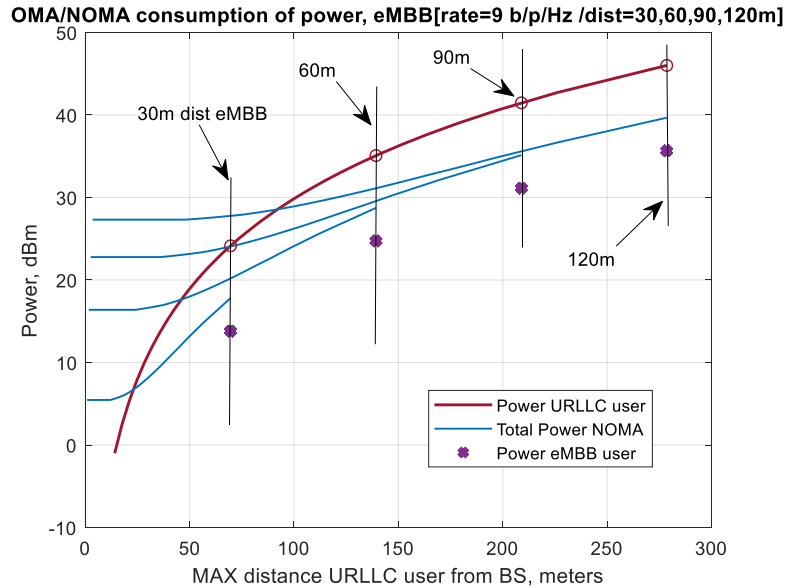
Συνεχίζοντας τη λήψη μετρήσεων με την προσομοίωση, παρουσιάζονται στις εικόνες 4.13, 4.14, 4.15 και 4.16 η κατανάλωση ενέργειας OMA eMBB, OMA URLLC και συνολική NOMA, για διάφορα σενάρια αποστάσεων του eMBB από το σταθμό βάσης λαμβάνοντας τιμές για διάφορους

Κεφάλαιο 4

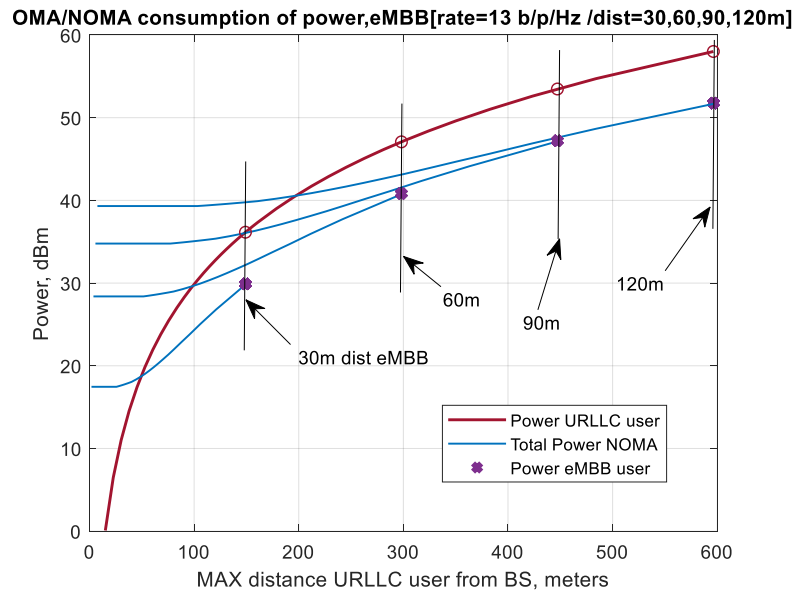
ρυθμούς μετάδοσης. Σε κάθε σχήμα είναι σταθερή η τιμή του ρυθμού μετάδοσης και αλλάζει η απόσταση του eMBB από τον σταθμό βάσης (90, 60, 90, 120μ).



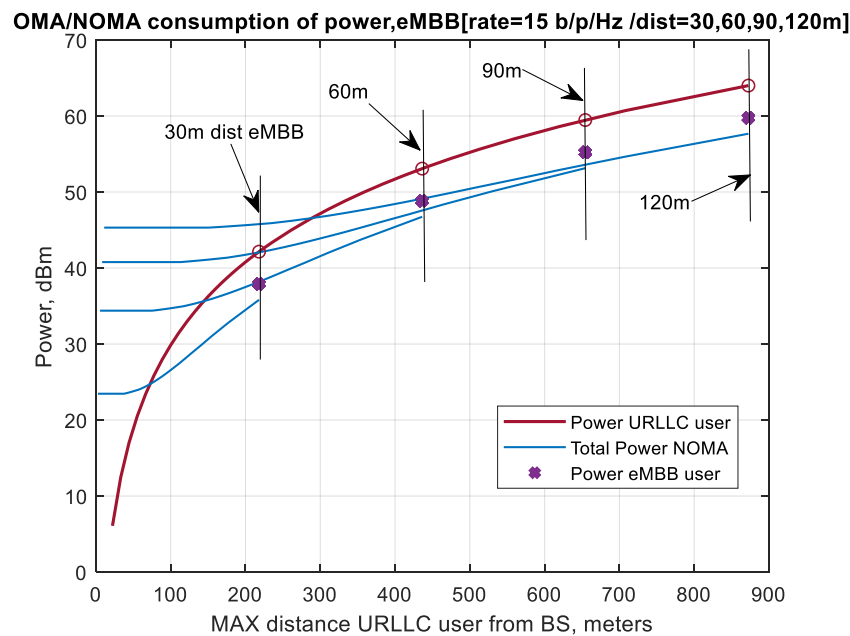
Εικόνα 4.13: Καταγραφή κατανάλωσης ισχύος OMA eMBB χρήστη, OMA NOMA χρήστη και συνολική NOMA, με σταθερό ρυθμό μετάδοσης 5 b/s/Hz eMBB χρήστη, και ποικίλες αποστάσεις του eMBB από το BS (30, 60, 90, 120μ)



Εικόνα 4.14: Καταγραφή κατανάλωσης ισχύος OMA eMBB χρήστη, OMA NOMA χρήστη και συνολική NOMA, με σταθερό ρυθμό μετάδοσης 9 b/s/Hz eMBB χρήστη, και ποικίλες αποστάσεις του eMBB από το BS (30, 60, 90, 120μ)



Εικόνα 4.15: Καταγραφή κατανάλωσης ισχύος OMA eMBB χρήστη, OMA NOMA χρήστη και συνολική NOMA, με σταθερό ρυθμό μετάδοσης 13 b/s/Hz eMBB χρήστη, και ποικίλες αποστάσεις του eMBB από το BS (30, 60, 90, 120μ)

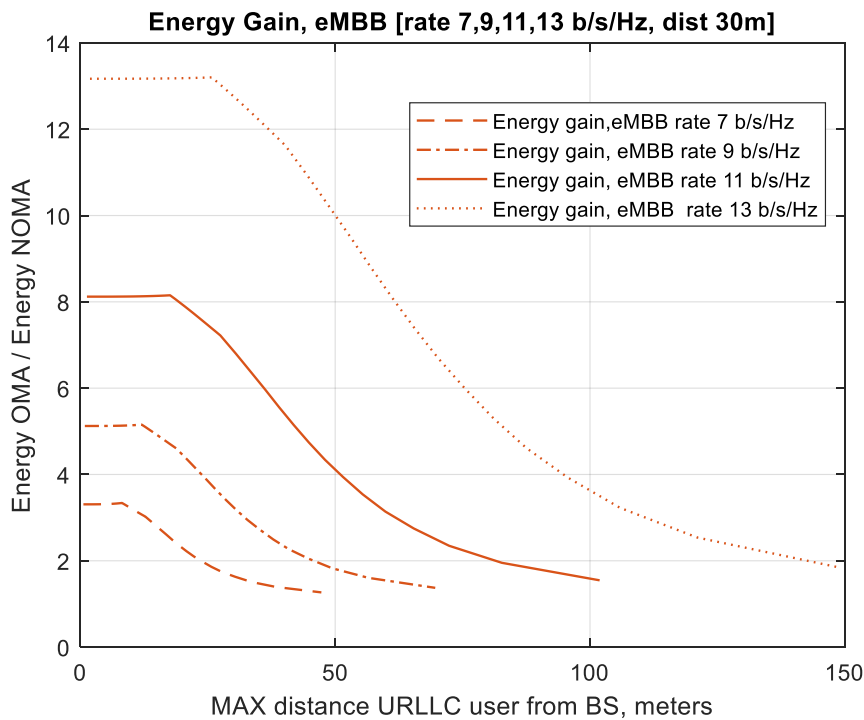


Εικόνα 4.16: Καταγραφή κατανάλωσης ισχύος OMA eMBB χρήστη, OMA NOMA χρήστη και συνολική NOMA, με σταθερό ρυθμό μετάδοσης 15 b/s/Hz eMBB χρήστη, και ποικίλες αποστάσεις του eMBB από το BS (30, 60, 90, 120μ)

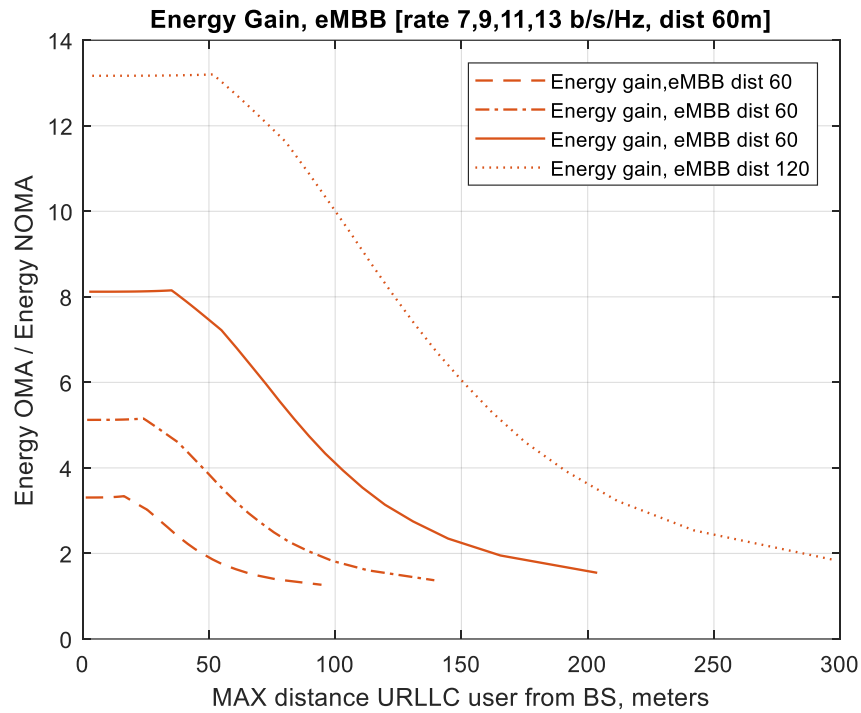
Πρέπει να σημειωθεί πως τιμές ισχύος της τάξης των 45~50dB και πάνω είναι πολύ μεγάλες και είναι μη ρεαλιστικές για την κινητή τηλεφωνία. Ο λόγος που αυξάνεται τόσο πολύ η ισχύς, είναι οι απαιτήσεις του eMBB σε ρυθμό μετάδοσης και σε μεγάλη απόσταση. Στην πράξη, ο υψηλός ρυθμός μετάδοσης θα μπορούσε να υποστηριχθεί και με άλλες τεχνικές ώστε να υπάρξει μείωση της ισχύος, όπως περισσότερα υποφέροντα και όχι μόνο 256 όπως είναι στο παρόν σύστημα.

4.4.3 Σύγκριση ενεργειών για διάφορους ρυθμούς μετάδοσης και σταθερή απόσταση

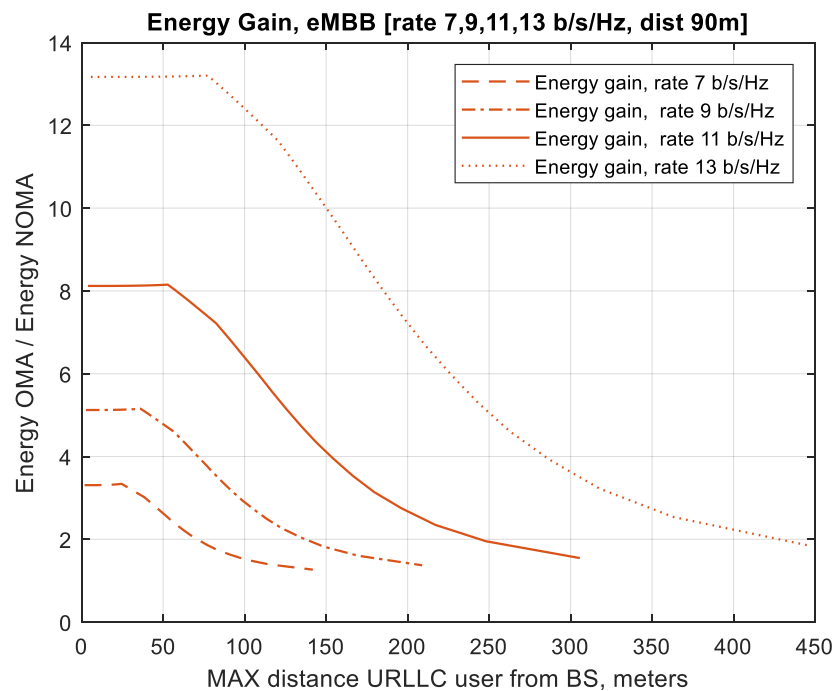
Αρχικά θα παρουσιαστεί ένα σενάριο μετρήσεων, εικόνες 4.17, 4.18, 4.19 και 4.20 σύγκρισης κατανάλωσης ενέργειας OMA NOMA για αποστολή ενός μηνύματος 32 Byte στον URLLC χρήστη, με σταθερή την απόσταση του eMBB και μεταβαλλόμενο τον ρυθμό μετάδοσης του (7, 9, 11, 13 b/s/Hz). Παρατηρούμε ότι αυξάνονται οι τιμές του ρυθμού μετάδοσης και της απόστασης του eMBB τόσο αυξάνεται και το όφελος της NOMA τεχνικής ειδικά για μικρότερα β . Σε μεγάλα β , $\beta > 0.5$, το όφελος πάλι είναι σημαντικό. Είναι γεγονός ότι σε όλες τις περιπτώσεις το όφελος της NOMA τεχνικής είναι τουλάχιστον μεγαλύτερο κατά 1.25 φορές (ακόμα και για $\beta=0.95$) όπως φαίνεται για παράδειγμα στην εικόνα 4.17.



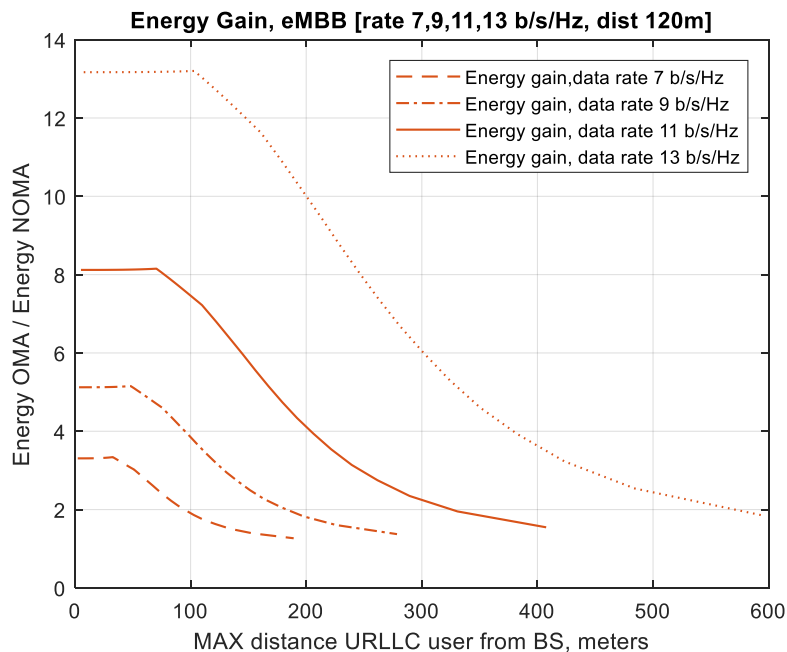
Εικόνα 4.17: Σύγκριση κατανάλωσης ενέργειας OMA NOMA για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte στον URLLC, με σταθερή την απόσταση του eMBB (30μ) και μεταβαλλόμενη τιμή το ρυθμό μετάδοσης του.



Εικόνα 4.18: Σύγκριση κατανάλωσης ενέργειας OMA NOMA για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte στον URLLC, με σταθερή την απόσταση του eMBB (60μ) και μεταβαλλόμενη τιμή το ρυθμό μετάδοσης του



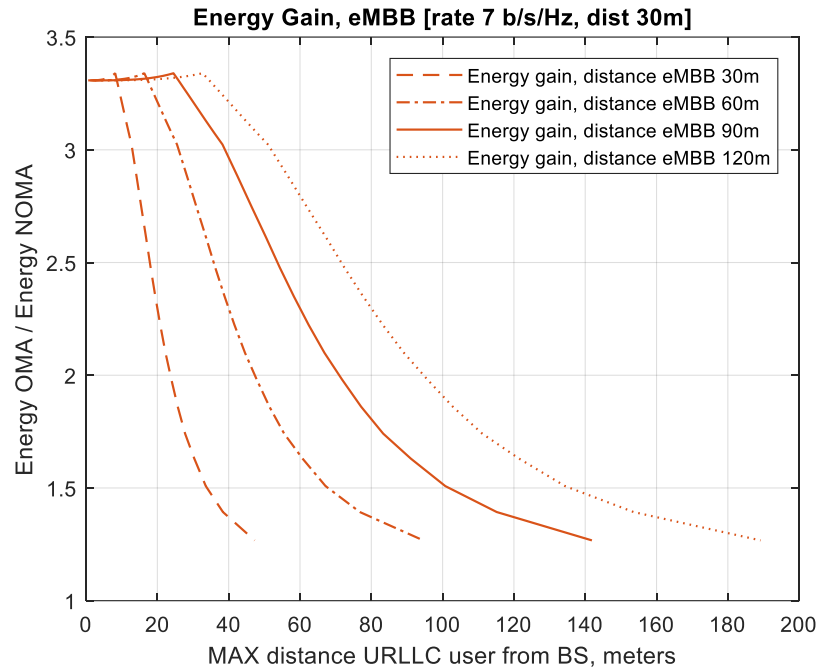
Εικόνα 4.19: Σύγκριση κατανάλωσης ενέργειας OMA NOMA για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte στον URLLC, με σταθερή την απόσταση του eMBB (90μ) και μεταβαλλόμενη τιμή το ρυθμό μετάδοσης του



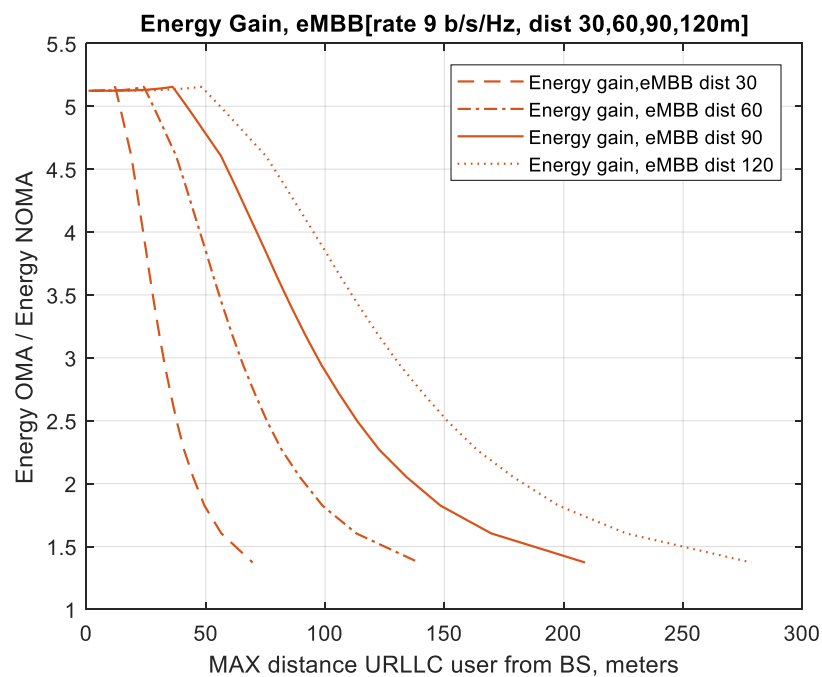
Εικόνα 4.20: Σύγκριση κατανάλωσης ενέργειας OMA NOMA για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte στον URLLC, με σταθερή την απόσταση του eMBB (120μ) και μεταβαλλόμενη τιμή το ρυθμό μετάδοσης του

4.4.4 Σύγκρισης ενεργειών για σταθερό ρυθμό μετάδοσης μεταβαλλόμενη απόσταση eMBB από το BS

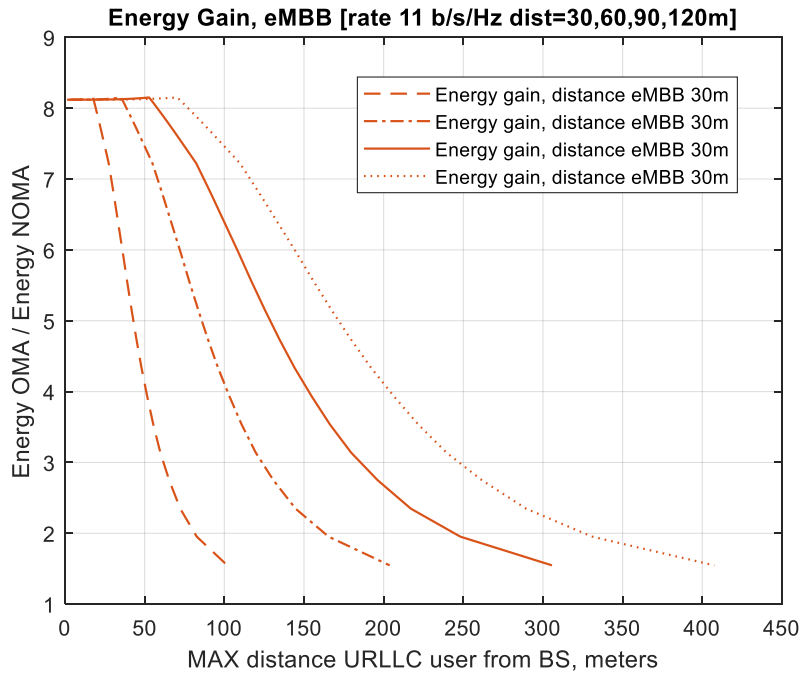
Αρχικά θα παρουσιαστεί ένα σει μετρήσεων, εικόνες 4.21, 4.22, 4.23 και 4.24 της σύγκρισης κατανάλωσης ενέργειας OMA NOMA για αποστολή ενός μηνύματος 32 Byte στον URLLC χρήστη, με σταθερό τον ρυθμό μετάδοσης του eMBB και μεταβαλλόμενη την απόστασή του από το BS (30, 60, 90, 120)μ. Στο σχήμα της εικόνας 4.21 παρατηρούμε ότι όλες οι καμπύλες συγκλίνουν στην τιμή 3.3 περίπου για μικρές αποστάσεις του URLLC. Αυτό συμβαίνει γιατί για έχουμε αφενός σταθερό ρυθμό μετάδοσης και αφετέρου γιατί, για μικρές αποστάσεις από το BS, η NOMA τεχνική δεν έχει περαιτέρω μείωση της κατανάλωσης ενέργειας ενώ η OMA έχει. Όποτε αυτή η ευθεία, με μικρή αρνητική κλίση αυτό δηλώνει.



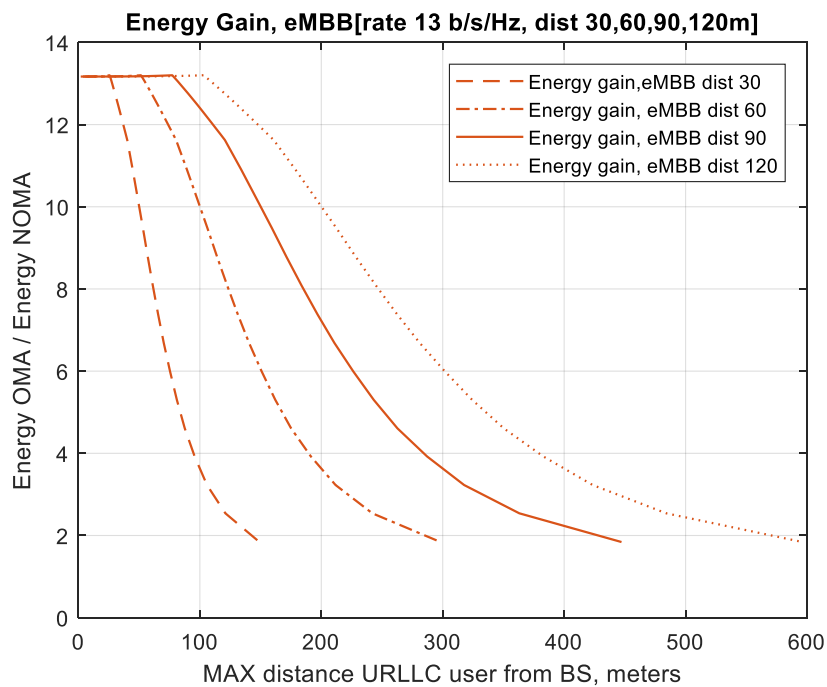
Εικόνα 4.21: Σύγκριση κατανάλωσης ενέργειας OMA NOMA για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte στον URLLC, με σταθερό τον ρυθμό μετάδοσης eMBB (7 b/s/Hz) και μεταβαλλόμενη την απόστασή του από το BS (30, 60, 90, 120)μ



Εικόνα 4.22: Σύγκριση κατανάλωσης ενέργειας OMA NOMA για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte στον URLLC, με σταθερό τον ρυθμό μετάδοσης eMBB (9 b/s/Hz) και μεταβαλλόμενη την απόστασή του από το BS (30, 60, 90, 120)μ



Εικόνα 4.23: Σύγκριση κατανάλωσης ενέργειας OMA NOMA για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte στον URLLC, με σταθερό τον ρυθμό μετάδοσης eMBB (11 b/s/Hz) και μεταβαλλόμενη την απόστασή του από το BS (30, 60, 90, 120)μ



Εικόνα 4.24: Σύγκριση κατανάλωσης ενέργειας OMA NOMA για αποστολή ενός πακέτου 32 Byte στον URLLC, με σταθερό τον ρυθμό μετάδοσης eMBB (15 b/s/Hz) και μεταβαλλόμενη την απόστασή του από το BS (30, 60, 90, 120)μ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο: Συμπεράσματα

Η ανάγκη των κοινωνιών και της οικονομίας για όλο και μεγαλύτερη συνδεσιμότητα συσκευών, μηχανών και ανθρώπων σε ένα κοινό δίκτυο, δημιουργεί τεράστιες τεχνολογικές προκλήσεις για τους επιστήμονες. Το 5G δίκτυο προσπαθεί να είναι το σκαλοπάτι από την παραδοσιακή κινητή τηλεφωνία 4G στο 6G δίκτυο. Αυτές οι προκλήσεις απαιτούν νέες τεχνικές, εξυπηρετώντας παράλληλα διαφορετικές απαιτήσεις. Η ταυτόχρονη εξυπηρέτηση χρηστών διαφορετικών υπηρεσιών στα δίκτυα νέας γενιάς είναι σημαντική πρόκληση, αφού οι χρήστες έχουν πολύ διαφορετικά και αντιδιαμετρικά χαρακτηριστικά. Πολύ υψηλή αξιοπιστία (10^{-8}) και χαμηλή καθυστέρηση διάδοσης (latency < 1 ms) για τον χρήστη URLLC και υψηλός ρυθμός μετάδοσης για τον χρήστη eMBB είναι κάποια από αυτά.

Μελετώντας την ανάπτυξη και τα αποτελέσματα του OFDM IM-QAM NOMA συστήματος παρατηρήθηκε ότι έγινε εφικτή, με πολύ καλές τιμές σηματοθορυβικής σχέσης, η πιθανότητα σφάλματος 10^{-8} για τον χρήστη URLLC για β μεγαλύτερα από $1/3$ με SNR μικρότερο από 17 dB. Ενώ για $\beta=1$ (απουσία eMBB σήματος) η πιθανότητα λάθους 10^{-8} είναι εφικτή ακόμα και για SNR ίσο με 10.5 dB. Η διαμόρφωση δείκτη με ενεργοποίηση ενός μόνο υποφέροντος ανά ομάδα υποφερόντων με κατάλληλο τρόπο, επιτυγχάνει το επιθυμητό αποτέλεσμα, αφού συγκεντρώνει όλη την ισχύ της ομάδας υποφερόντων σε ένα μόνο υποφέρον, καθιστώντας το σήμα του URLLC εύκολα ανιχνεύσιμο. Αυτό όμως μειώνει τον ρυθμό μετάδοσης. Για $Q=16$ τα αποτελέσματα BEP ήταν καλύτερα από ό,τι για $Q=8$, όπως και αναμενόταν. Επίσης, για τα πολύ καλά αποτελέσματα, συνείφερε αισθητά και ο διαφορισμός, έχοντας στις παραμέτρους του συστήματος, $D=4$ ($R=2$, $n_R=2$). Το σύστημα με τα χαρακτηριστικά που είχε την καλύτερη συμπεριφορά, χρησιμοποιήθηκε στην υπόλοιπη μελέτη.

Διαπιστώθηκε ακόμα ότι το σήμα του URLLC πάνω στο σήμα του eMBB (κατά NOMA) δεν επηρεάζει τα χαρακτηριστικά του δεύτερου. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το URLLC σήμα έχει πολύ μικρή πιθανότητα λάθους, πολύ μικρότερη σε σχέση με του eMBB, οπότε η ανίχνευση του δεύτερου μπορεί να γίνει θεωρώντας ότι δεν υπάρχει το πρώτο από πάνω του. Ως εκ τούτου ο eMBB χρήστης επηρεάζεται μόνο από την ανάθεση ισχύος β ($1-\beta$, για την ακρίβεια). Αυτή η διαπίστωση είναι πολύ σημαντική καθώς με αυτή έγινε το επόμενο βήμα στην εργασία που είναι η επιλογή των κατάλληλων χρηστών για πολυπλεξία. Η ισχύς του eMBB παραμένει σταθερή (άρα σταθερό λαμβανόμενο SNR, σταθερό data rate) και πάνω σε αυτή την σταθερή ισχύ τοποθετείται πρόσθετη ισχύς και μέσω αυτής εξυπηρετείται κάποιος URLLC. Το ποιος μπορεί να είναι ο URLLC χρήστης (ποια η θέση του ή το SNR του) ώστε ταυτόχρονα να έχει BEP 10^{-8} και να εξυπηρετηθεί με αυτή την πρόσθετη ισχύ, είναι το αντικείμενο μελέτης του user pairing. Μέσω ενός μοντέλου διάδοσης απωλειών και μέσω άλλων υπολογισμών καταγράφηκαν οι μέγιστες αποστάσεις για διάφορες πρόσθετες ισχύες και διάφορες παραμέτρους του συστήματος (ρυθμός μετάδοσης, απόσταση eMBB από σταθμό βάσης). Ενδεικτικά, για ρυθμό μετάδοσης 15 b/s/Hz και απόσταση 50 m από το BS, URLLC χρήστης μπορεί να εξυπηρετηθεί ακόμα και στα 110 m από τον σταθμό βάσης.

Καταγράφοντας τα αποτελέσματα κατανάλωσης ενέργειας NOMA και OMA παρατηρήθηκε όφελος της NOMA τεχνικής σε σχέση με της OMA σε όλες τις περιπτώσεις. Ειδικά για μικρά $\beta < 0.5$ το όφελος ήταν πολλαπλάσιο. Ενώ για μεγάλα β το όφελος πάλι υπήρχε και ήταν μεγαλύτερο της μονάδας. Ο λόγος που υπερτερεί η NOMA τεχνική είναι γιατί επιτυγχάνει το BEP 10^{-8} , με χαμηλότερο SNR, από ό,τι η BPSK (OMA) διαμόρφωση για $\beta > 1/3$. Ενώ και στα $\beta < 1/3$, υπάρχει σημαντικό όφελος γιατί χρειάζεται λίγη πρόσθετη ισχύ η πολυπλεξία NOMA.

Συνολικά, παρουσιάστηκε ένα OFDM IM-QAM NOMA σύστημα στο οποίο ρυθμίζοντας κατάλληλα τις παραμέτρους εκχώρησης ισχύος (β), τον αριθμό υποφερόντων ανά ομάδα (Q), την τάξη

διαφορισμού (D), επιτεύχθηκε BEP 10^{-8} για τον χρήστη URLLC ακόμα για SNT της τάξης των 10 dB, ενώ ο χρήστης eMBB εξυπηρετείται αναλλοίωτος και εξαρτώμενος μόνο από την εκχώρηση ισχύος που τον αφορά. Στην συνέχεια μελετήθηκε η δυνατότητα σύστασης ζευγών χρηστών (user pairing) για πολυπλεξία κατά NOMA διατηρώντας και οι δυο χρήστες τις 5G απαιτήσεις τους. Τέλος, η ενέργεια που απαιτείται για την αποστολή ενός μηνύματος 32 byte με την προτεινόμενη τεχνική στον χρήστη URLLC είναι πάντα μικρότερη της αντίστοιχης με ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση (OMA).

Επεκτάσεις της προτεινόμενης τεχνικής άξιες περαιτέρω μελέτης περιλαμβάνουν τη χρήση περισσότερων του ενός ενεργού υποφέροντος στην διαμόρφωση δείκτη (IM) σε συνδυασμό με κατάλληλη μέθοδο διόρθωσης σφαλμάτων, τη μελέτη εξυπηρέτησης περισσότερων του ενός χρήστη URLLC στο ίδιο εύρος ζώνης με ένα χρήστη eMBB, κλπ. Τέλος, η μελέτη σε μη ιδανικά συστήματα σε ότι αφορά την εκτίμηση του καναλιού και πιθανές παρεμβολές παρουσιάζει επίσης ενδιαφέρον.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] A. Anand, G.de Veciana, and S. Shakkottai, "Joint Scheduling of URLLC and eMBB Traffic in 5G Wireless Networks," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, Vol. 28, No. 2, pp. 477–490, Apr. 2020.
- [2] M. Almekhlafi, M. A. Arfaoui, C. Assi, and A. Ghrayeb, "Joint Resource and Power Allocation for URLLC-eMBB Traffics Multiplexing in 6G Wireless Networks," *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Montreal, QC, Canada, June 14–23, 2021.
- [3] M. Darabi, V. Jamali, L. Lampe, and R. SchoBEP, "Hybrid Puncturing and Superposition Scheme for Joint Scheduling of URLLC and eMBB Traffic," *IEEE Communications Letters*, Early Access, Feb. 4, 2022.
- [4] M. B. Shahab, M. Irfan, M. F. Kader, and S. Y. Shin, "User pairing schemes for capacity maximization in non-orthogonal multiple access systems," *Wireless Communications and Mobile Computing*, Vol. 16, No. 17, pp. 2884–2894, Dec. 2016.
- [5] N. S. Mouni, A. Kumar, and P. K. Upadhyay, "Adaptive User Pairing for NOMA Systems With Imperfect SIC," *IEEE Wireless Communications Letters*, Vol. 10, No. 7, pp. 1547–1551, July 2021.
- [6] A. Tusha, S. Dogan, and H. Arslan, "A Hybrid Downlink NOMA With OFDM and OFDM-IM for Beyond 5G Wireless Networks," *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 27, pp. 491–495, 2020.
- [7] A. Iossifides, A. Lioumpas, and T.V. Yioultis, "A Robust OFDM IM-QAM NOMA Scheme for URLLC and eMBB Downlink Service Coexistence", under review, 2022, https://www.techrxiv.org/articles/preprint/A_Robust_OFDM_IM-QAM_NOMA_Scheme_for_URLLC_and_eMBB_Downlink_Service_Coexistence/19779601.
- [8] Φ.Κωνσταντίνου, Α. Κανατάς, Α. Πάντος, *Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών*, Αθήνα, Παπασωτηρίου 2013
- [9] ΟΤΕ «Το 5G ήρθε, το 3G φεύγει» [Online]. Available: https://www.cosmote.gr/cs/otegroup/gr/5g_is_here.html
- [10] Cisco Annual Internet Report (2018–2023) White Paper, March 9, 2020 [Online]. Available: <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/executive-perspectives/annual-internetreport/white-paper-c11-741490.html>
- [11] *Engineering the 5G World, Design and Test Insights*. Keysight Technologies, 2019
- [12] TU-R, ITU-R Recommendation M.2083, ITU-R, 4 July 2018. [Online]. Available: <http://www.itu.int/rec/R-REC-M.2083>. [Accessed 4 July 2018].
- [13] ITU-T, "ITU-T Focus Group IMT-2020 Deliverables," 2017. [Online]. Available: https://www.itu.int/dms_pub/itu-t/opb/tut/T-TUT-IMT-2017-2020-PDF-E.pdf.
- [14] H. Ji, S. Park, J. Yeo, Y. Kim, J. Lee, and B. Shim "Ultra-Reliable and Low-Latency Communications in 5G Downlink: Physical Layer Aspects" *IEEE International Conference on Wireless Communications '06*, 2018
- [15] S. Dogan, A. Tusha , and H. Arslan "NOMA With Index Modulation for Uplink URLLC Through Grant-Free Access", *IEEE*, VOL. 13, NO. 6, '10, 2019
- [16] A. Mukherjee *5G New Radio: Beyond Mobile Broadband*, Artech, 2019

- [17] E. Dahlman, S. Parkvall, J. Sköld, *4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband, Second Edition*, Elsevier Science and Technology Books, 2014
- [18] E. Başar, Ü. AYGÖLÜ, E. Panayırıcı, “Orthogonal Frequency Division Multiplexing With Index Modulation” *IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING*, VOL. 61, NO. 22, NOVEMBER 15, 2013
- [19] E. Arslan, A.T. Dogukan, E. Basar, “Index Modulation-Based Flexible Non-Orthogonal Multiple Access”, *IEEE* 2020
- [20] R. Abu-alhiga and H. Haas “Subcarrier-Index Modulation OFDM” Presented at 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Communications, Tokyo, Japan, *IEEE*, 2009
- [21] Time Division Multiple Access (TDMA) applicable for mobile satellite communications [Online]. Available: [https://www.semanticscholar.org/paper/Time-Division-Multiple-Access-\(TDMA\)-applicable-for-Lcev/d31671530be211532e7d1a2951c538fc32f6c713](https://www.semanticscholar.org/paper/Time-Division-Multiple-Access-(TDMA)-applicable-for-Lcev/d31671530be211532e7d1a2951c538fc32f6c713)
- [22] Y. Saito, Y. Kishiyama, A. Benjebbour, T. Nakamura, “Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for Cellular Future Radio Access”, *IEEE* 2013
- [23] Shannon Theorem [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Shannon-Hartley_theorem
- [24] L. Xiao and X. Dong, "New Analytical Expressions for Orthogonal, Biorthogonal, and Transorthogonal Signaling in Nakagami Fading Channels With Diversity Reception," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 4, No. 4, July 2005, pp. 1418–1424.
- [25] E. Basar, "OFDM With Index Modulation Using Coordinate Interleaving," *IEEE Wireless Communications Letters*, Vol. 4, No. 4, Aug. 2015, pp. 381–384.
- [26] J. Li, X.-D. Zhang, Q. Gao, Y. Luo and D. Gu, "Exact BEP Analysis for Coherent M-ary PAM and QAM over AWGN and Rayleigh Fading Channels," *Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) Spring 2008*, Marina Bay, Singapore, May 11-14, 2008.
- [27] International Telecommunication Union Requirements [Online] Available: https://www.itu.int/en/ITU-T/studygroups/rsg5/rwp5d/imt2020/Documents/S011_Requirements%20for%20IMT-2020_Rev.pdf
- [28] M.-S. Alouini, A.J. Goldsmith, “Capacity of Rayleigh Fading Channels Under Different Adaptive Transmission and Diversity Combining Techniques”, *IEEE*, 1999
- [29] J.S. Hur, T. Kim, J. Park, “Millimeter-Wave Channel Measurements and Analysis for Statistical Spatial Channel Model in In-Building and Urban Environments at 28 GHz”, *IEEE*, 2017
- [30] L. Resteghini, C. Mazzucco, M. Zorzi, “Study of Realistic Antenna Patterns in 5G mmWave Cellular Scenarios Mattia Rebato”, University of Padova, Italy and HUAWEI Technologies, Milan, Italy, 2018
- [31] National Instruments, “5G New Radio: Introduction to the Physical Layer”, White Paper, 2018
- [32] M. Darabi, V. Jamali, L. Lampe, and R. SchoBEP, "Hybrid Puncturing and Superposition Scheme for Joint Scheduling of URLLC and eMBB Traffic," *IEEE Communications Letters*, Early Access, Feb. 4, 2022