



ΔΙΕΘΝΕΣ  
ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ  
ΤΗΣ ΕΛΛΑΔΟΣ

ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ  
ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

«Μη ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση με  
συνδυασμό σύμφωνης και ασύμφωνης  
ανίχνευσης»



Του φοιτητή  
Κωνσταντίνος Τσάκος  
Αρ. Μητρώου: 516138

Επιβλέπων  
Ιωσηφίδης Αθανάσιος  
Αναπληρωτής Καθηγητής

Ιανουάριος 2023

Τίτλος Δ.Ε. Μη ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση με συνδυασμό σύμφωνης και ασύμφωνης  
ανίχνευσης

Κωδικός Δ.Ε. 21247

Όνοματεπώνυμο φοιτητή. Κωνσταντίνος Τσάκος

Όνοματεπώνυμο εισηγητή Ιωσηφίδης Αθανάσιος

Ημερομηνία ανάληψης Δ.Ε. 02-04-2021

Ημερομηνία περάτωσης Δ.Ε. ...

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

*Η παρούσα εργασία αποτελεί πνευματική ιδιοκτησία του φοιτητή Κωνσταντίνου Τσάκου 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 οποιοδήποτε 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.

## Πρόλογος

Ζώντας σε μια εποχή που η ταχύτητα μεταφοράς και επεξεργασίας πληροφοριών είναι υψίστης σημασίας, θεωρώ εξαιρετικά ενδιαφέρονσα, την ενασχόλησή μου με την εξέλιξη των τεχνολογιών που σχετίζονται με αυτά.

Συγκεκριμένα, οι ασύρματες επικοινωνίες 5<sup>ης</sup> γενιάς (5<sup>th</sup> Generation – 5G), μου κέντρισαν το ενδιαφέρον και με οδήγησαν στην συγγραφή αυτής της διπλωματικής εργασίας. Γνωρίζοντας πως πλέον αποτελούν αναπόσπαστο μέρος της καθημερινότητας μας, περιέχουν ενδιαφέρουσες τεχνολογικές προσεγγίσεις και εξελίξεις, οι οποίες θα αναλυθούν, και θα μας βοηθήσουν να κατανοήσουμε το όφελος χρήσης αυτών. Συσκευές και εφαρμογές που χρησιμοποιούμε, επωφελούνται από τις αναβαθμισμένες δυνατότητες του 5G. Οι τεχνολογικές εξελίξεις καλπάζουν, με γοργούς ρυθμούς, και θα πρέπει στο μέλλον να προετοιμαστούμε για τις απαιτήσεις που θα πρέπει να καλύψει η 6<sup>η</sup> γενιά (6G).

## Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία έχει ως αντικείμενο την μελέτη ενός σεναρίου χρήσης 5<sup>ης</sup> γενιάς ασύρματου δικτύου (5G). Συγκεκριμένα, εξετάζεται η κάτω ζεύξη ενός συστήματος μη ορθογωνικής πολλαπλής πρόσβασης (Non Orthogonal Multiple Access – NOMA). Το σενάριο περιλαμβάνει δυο χρήστες που χρησιμοποιούν δυο διαφορετικά είδη υπηρεσίας σε ένα δίκτυο 5G. Ο ένας χρήστης λαμβάνει δεδομένα με ευρυζωνική σύνδεση (enhanced mobile broadband – eMBB) ενώ ο δεύτερος είναι μια συσκευή Διαδικτύου των Πραγμάτων (Internet of Things – IoT ή massive Machine Type Communication – mMTC) χαμηλής πολυπλοκότητας. Τα σήματα των χρηστών πολυπλέκονται σε κοινούς φυσικούς πόρους συχνότητας και χρόνου με NOMA σε ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM), με τον χρήστη υπηρεσίας eMBB να χρησιμοποιεί M μέγεθος εγκάρσια διαμόρφωση πλάτους (M-ary Quadrature Amplitude Modulation – MQAM) με σύμφωνη ανίχνευση και το χρήστη υπηρεσίας mMTC να χρησιμοποιεί διαμόρφωση δείκτη (Index Modulation – IM) με ασύμφωνη ανίχνευση.

Η εργασία επικεντρώνεται στην επίδοση του χρήστη mMTC ο οποίος επιπρόσθετα χρησιμοποιεί επαναληπτικές εκπομπές στη συχνότητα και το χρόνο ή/και ένα απλό σχήμα συρόμενης κωδικοποίησης δικτύου (Sliding Network Coding – SNC) για τη βελτίωση της επίδοσης του. Η επίδοση εξετάζεται ως προς την πιθανότητα σφάλματος πακέτου, για πακέτα μικρού μήκους, όπως προβλέπεται σε πολλά είδη υπηρεσιών IoT, όπως βιομηχανικοί αυτοματισμοί, έξυπνα σπίτια, συστήματα επικοινωνιών οχημάτων κλπ. Εξετάζεται η επίδραση των παραμέτρων του συστήματος, όπως η κατανομή της ισχύος εκπομπής μεταξύ των δύο χρηστών, η ομαδοποίηση υποφερόντων της διαμόρφωσης IM και τα διαφορετικά σχήματα εκπομπής σε ένα κανάλι διαλείψεων Rayleigh. Η μελέτη πραγματοποιείται με τη χρήση προσομοίωσης που αναπτύχθηκε για το σκοπό αυτό.

Τα αποτελέσματα της προτεινόμενης μεθόδου είναι ιδιαίτερα ενθαρρυντικά και προσφέρουν χαμηλή πιθανότητα σφάλματος πακέτου, ειδικά με τη χρήση SNC, εισάγοντας μικρή καθυστέρηση αποκωδικοποίησης με πολύ χαμηλή πολυπλοκότητα.

# «Non-orthogonal multiple access (NOMA) with combination of coherent and noncoherent detection»

Konstantinos Tsakos

## Abstract

The subject of this thesis is the study of a 5<sup>th</sup> generation (5G) wireless system use case. In particular, the downlink of a Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) system is examined. The scenario under consideration involves two users with different types of services in a 5G network. One of them receives data through a broadband connection (enhanced Mobile Broadband – eMBB) while the other is a low-complexity Internet of Things (IoT) device classified as a massive Machine Type Communication (mMTC) user. The user signals are multiplexed on common time and frequency resources in a NOMA fashion with Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) underlying. The user with the eMBB service uses MQAM and coherent detection while the mMTC user utilizes Index Modulation (IM) with noncoherent detection.

The study focuses on the performance of the mMTC user which, in addition, uses frequency and time repetitive transmissions and/or a simple Sliding Network Coding (SNC) scheme to improve its performance. The performance is examined in terms of the packet error probability, for short-length packets, as expected in many kinds of IoT services, such as industrial automation, smart homes, vehicle communication systems, etc. The effect of system parameters, such as the distribution of transmission power between the two users, the grouping of subcarriers in IM modulation, and the different transmission techniques is examined, in a Rayleigh fading channel. The study is carried out using a simulation developed for this purpose.

The simulation results of the proposed method are very encouraging offering low packet error probability, especially when SNC is used, while introducing small decoding delay and very low complexity.

# Περιεχόμενα

Πρόλογος.....	iii
Περίληψη.....	iv
Abstract .....	v
Περιεχόμενα .....	vi
Κατάλογος Σχημάτων .....	viii
Κατάλογος Πινάκων.....	ix
Συνομογραφίες.....	x
Κεφάλαιο 1ο: Εισαγωγή.....	1
Κεφάλαιο 2ο: 5G New Radio .....	3
2.1 Εισαγωγή.....	3
2.2 Βασικές αρχές και χαρακτηριστικά 5G New Radio (NR).....	3
2.3 OFDM .....	5
2.4 FFT/IFFT.....	6
2.4.1 Αριθμολογία NR (Numerology NR) .....	7
2.4.2 Το πλέγμα πόρων (Resource Grid).....	9
2.5 Επίλογος.....	9
Κεφάλαιο 3ο: Μη-ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση (NOMA) .....	11
3.1 Εισαγωγή.....	11
3.2 Βασικά χαρακτηριστικά .....	11
3.3 Υπέρθωση (Superposition).....	11
3.4 Διαδοχική ακύρωση παρεμβολής (SIC).....	14
3.5 Επίλογος.....	20
Κεφάλαιο 4ο: Υπό μελέτη σύστημα.....	21
4.1 Εισαγωγή.....	21
4.2 Πομπός .....	22
4.2.1 Πολυπλεξία σημάτων IM και QAM.....	22
4.2.2 Κυκλικός ελέγχος πλεονασμού (CRC).....	25
4.2.3 Συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου (Sliding Network Coding – SNC).....	25
4.3 Μοντέλο καναλιού .....	28
4.4 Δέκτες.....	29
4.4.1 Δέκτης eMBB.....	29
4.4.2 Δέκτης mMTC.....	31

4.5	Επίλογος.....	33
Κεφάλαιο 5ο: Προσομοίωση.....		34
5.1	Εισαγωγή.....	34
5.2	Βασικά μέρη και παράμετροι της προσομοίωσης.....	34
5.3	Πομπός.....	34
5.4	Κανάλι και θόρυβος.....	38
5.5	Δέκτης.....	38
5.6	Επίλογος.....	41
Κεφάλαιο 6ο: Αποτελέσματα.....		43
6.1	Εισαγωγή.....	43
6.2	Παράμετροι συστήματος.....	43
6.3	Επίδραση της κατανομής ισχύος και των χαρακτηριστικών διαμόρφωσης.....	45
6.4	Επίδραση των επαναληπτικών εκπομπών.....	48
6.5	Σύγκριση επαναληπτικών εκπομπών με τη συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου.....	53
6.6	Επίδραση της επιλεκτικότητας του καναλιού.....	55
6.7	Επίλογος.....	57
Κεφάλαιο 7ο: Συμπεράσματα.....		59
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....		60
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α : ΚΩΔΙΚΑΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ.....		62

## Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 2.1: FDM(A) vs OFDM (B) [1] .....	5
Σχήμα 2.2: OFDM σύμβολα με Cyclic Prefix [2].....	6
Σχήμα 2.3: (a) Αναλογικό Block Diagram OFDM (b) Ψηφιακό Block Diagram OFDM [3].....	7
Σχήμα 2.4: Δομή πλαισίου 5G NR [4] .....	7
Σχήμα 2.5: Ευέλικτο Subcarrier Spacing (SCS) [10].....	8
Σχήμα 2.6: Resource element, Resource block, Resource grid στο 5G NR [4] .....	9
Σχήμα 3.1: Γραφικές παραστάσεις των σημάτων $x_1$ και $x_2$ .....	12
Σχήμα 3.2: BPSK διαμόρφωση στα σήματα $x_1$ και $x_2$ .....	12
Σχήμα 3.3: Κλιμάκωση των σημάτων του χρήστη 1 και χρήστη 2.....	13
Σχήμα 3.4: Υπερτεθειμένο σήμα.....	14
Σχήμα 3.5: Παράδειγμα κωδικοποίησης υπέρθεσης (a) αστερισμός σήματος του χρήστη 1 (b) αστερισμός σήματος του χρήστη 2 (c) αστερισμός του υπερτεθειμένου σήματος. [10].....	14
Σχήμα 3.6: Υπερτεθειμένο σήμα.....	15
Σχήμα 3.7: Ακύρωση παρεμβολής με αφαίρεση του BPSK στοιχείου $x_1$ από το $x$ .....	15
Σχήμα 3.8: Παράδειγμα αποκωδικοποίησης υπέρθεσης (a) αποκωδικοποιώντας το σήμα του χρήστη 1 (b) αποκωδικοποιώντας το σήμα του χρήστη 2 [11].....	16
Σχήμα 3.9: Πολλαπλή πρόσβαση για ένα σενάριο δυο χρηστών (a) NOMA (b) OMA. [11].....	18
Σχήμα 3.10: Περιοχές χωρητικότητας NOMA και OMA στην κάτω ζεύξη [11] .....	20
Σχήμα 4.1: Σενάριο downlink με έναν σταθμό βάσης (BS) χρησιμοποιώντας τα δυο κατηγορίες υπηρεσιών .....	21
Σχήμα 4.2: Υπέρθεση IM συμβόλου σε ένα QAM σύμβολο [12] .....	23
Σχήμα 4.3: Αποτελέσματα πιθανότητας σφάλματος bit, θεωρίας και προσομοίωσης για τον QAM χρήστη σε κανάλι Rayleigh, $N = 256$ , διαφορά μεγέθη συνόλου συμβόλων QAM, ομάδων υποφερόντων και τιμών του $\beta$ . [12].....	30
Σχήμα 4.4: Λογικό διάγραμμα αποκωδικοποίησης SNC .....	32
Σχήμα 5.1: Λογικό Διάγραμμα προσομοίωσης.....	35
Σχήμα 5.2: Υπέρθεση ενεργού υπό-φέρον πάνω σε QAM σύμβολο .....	38
Σχήμα 6.1: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου mMTC για χρήστη eMBB με 16QAM, δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και για διάφορες τιμές $\beta$ .....	46
Σχήμα 6.2: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου mMTC για χρήστη eMBB με 64QAM, δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και για διάφορες τιμές $\beta$ .....	46
Σχήμα 6.3: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου mMTC για χρήστη eMBB με 256QAM, δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και για διάφορες τιμές $\beta$ .....	47

Σχήμα 6.4: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου mMTC με επαναληπτικές εκπομπές για χρήστη eMBB με 256QAM, δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και με τιμή $\beta = 0.1$ .....	50
Σχήμα 6.5: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου mMTC με επαναληπτικές εκπομπές για χρήστη eMBB με 256QAM, δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και με τιμή $\beta = 0.3$ .....	50
Σχήμα 6.6: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου mMTC με επαναληπτικές εκπομπές για χρήστη eMBB με 256QAM, δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και με τιμή $\beta = 0.5$ .....	51
Σχήμα 6.7: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου mMTC με επαναληπτικές εκπομπές για χρήστη eMBB με 256QAM, δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και με τιμή $\beta = 0.7$ .....	51
Σχήμα 6.8: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου mMTC με επαναληπτικές εκπομπές για χρήστη eMBB με 256QAM, δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και με τιμή $\beta = 0.9$ .....	52
Σχήμα 6.9: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου για επαναληπτικές εκπομπές και εκπομπές με συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου για δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και $\beta = 0.3$ . .....	54
Σχήμα 6.10: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου για επαναληπτικές εκπομπές και εκπομπές με συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου για δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και $\beta = 0.6$ . .....	54
Σχήμα 6.11: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου για επαναληπτικές εκπομπές και εκπομπές με συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου για δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και $\beta = 0.9$ . .....	55
Σχήμα 6.12: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου για εκπομπές με συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου, μέγεθος ομάδας υποφερόντων $Q = 16$ και $\beta = 0.5$ , για επιλεκτικές και μη επιλεκτικές στη συχνότητα διαλείψεις. ....	57

## Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 2.1: Υποστηριζόμενες αριθμολογίες μετάδοσης.....	8
Πίνακας 4.1: Παράδειγμα SNC με $K = 2$ και καθυστέρηση ενός μπλοκ. [13].....	26
Πίνακας 4.2: Παράδειγμα SNC με $K = 2$ και καθυστέρηση δυο μπλοκ. [13].....	27
Πίνακας 6.1: Bits πληροφορίας και ρυθμοί bits ανά πακέτο για διάφορες τιμές RB και ομάδες υποφερόντων.....	44
Πίνακας 6.2: Ελάχιστες τιμές $\beta$ για κάθε $Q$ και $M$ .....	45

## Συντομογραφίες

AWGN	Additive White Gaussian Noise / Προσθετικός Λευκός Gaussian Θόρυβος
BEP	Bit Error Probability / Πιθανότητα Σφάλματος Bit
BPSK	Binary Phase Shift Key / Δυαδική Μεταλλαγή Μετατόπισης Φάσης
BS	Base Station / Σταθμός Βάσης
CP	Cyclic Prefix / Κυκλικό πρόθεμα
CRC	Cyclic Redundancy Check / Κυκλικός Έλεγχος Πλεονασμού
eMBB	enhanced Mobile Broadband / ενισχυμένη Ευρυζωνική Κινητή Επικοινωνία
FFT	Fast Fourier Transform / Γρήγορος Μετασχηματισμός Fourier
HARQ	Hybrid Automatic Repeat Request / Hybrid αυτόματη αίτηση επανάληψης
ICI	Intercarrier Interference / Παρεμβολή μεταξύ Φερόντων
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform / Γρήγορος Αντίστροφος Μετασχηματισμός Fourier
IM	Index Modulation / Διαμόρφωση Δείκτη
IoT	Internet of Things / Διαδίκτυο των Πραγμάτων
ISI	Intersymbol Interference / Παρεμβολή μεταξύ Συμβόλων
LTE	Long Term Evolution / Μακροπρόθεσμη Εξέλιξη
MIMO	Multiple Input Multiple Output / Πολλαπλές Είσοδοι Πολλαπλές Έξοδοι
mMTC	Massive Machine-Type Communications / Μεγάλη Επικοινωνία Είδος Μηχανής
NC	Network Coding / Κωδικοποίηση Δικτύου
NOMA	Non-Orthogonal Multiple Access / Μη-ορθογωνική Πολλαπλή Πρόσβαση
NR	New Radio / Νέα ραδιοεπικοινωνία
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing / Ορθογωνική Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητάς
PEP	Packet Error Probability / Πιθανότητα Σφάλματος Πακέτου
QAM	Quadrature Amplitude Modulation / Εγκάρσια Διαμόρφωση Πλάτους
SIC	Successive Interference Cancellation / Διαδοχική Ακύρωση Παρεμβολής
SNC	Sliding Network Coding / Συρόμενη Κωδικοποίηση Δικτύου
SNR	Signal Noise Ratio / Λόγος Σήματος προς Θόρυβο

## Κεφάλαιο 1ο: Εισαγωγή

Λόγω του συνεχώς αυξανόμενου αριθμού κινητών συσκευών, της αυξημένης τάσης στη χρήση εφαρμογών και των πιο απαιτητικών σε δεδομένα εφαρμογών, υπάρχει συνεχής ανάγκη για αυξημένους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων. Προβλέπεται ότι θα υπάρξει τεράστια αύξηση της κινητής τηλεφωνίας μέσα στην επόμενη δεκαετία καθώς επίσης προβλέπεται πως ο αριθμός των συνδεδεμένων συσκευών θα ξεπεράσει τα 30 δισεκατομμύρια. Είναι σαφές ότι τα δεδομένα και οι απαιτήσεις των συνδεδεμένων συσκευών αυξάνονται πολύ γρήγορα. Για να καλυφθούν οι συνεχώς αυξανόμενοι -απαιτούμενοι ρυθμοί δεδομένων, η βελτίωση των τεχνολογιών που χρησιμοποιούνται σήμερα, δεν θα είναι αρκετή.

Καθώς το 4G που χρησιμοποιείται σήμερα έχει σχεδόν φτάσει στο θεωρητικό όριο του ρυθμού δεδομένων που μπορεί να διαχειριστεί, θα πρέπει να αναπτυχθούν και να χρησιμοποιηθούν νέες τεχνολογίες για να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις του κοντινού μέλλοντος. Ως εκ τούτου υλοποιούνται νέες 5<sup>ης</sup> γενιάς (5G) τεχνικές. Το δίκτυο 5G επιτυγχάνει εξαιρετικά υψηλή χωρητικότητα, φασματική και ενεργειακή οικονομία, αυξημένο ρυθμό μεταφοράς δεδομένων, 10-20 φορές μεγαλύτερο σε σχέση με το 4G, υψηλότερο αριθμό συνδεδεμένων συσκευών, μειωμένη καθυστέρηση μεταφοράς δεδομένων (latency), 10 φορές μικρότερη αυτής του 4G, καθώς και υψηλή αξιοπιστία. Όλα τα άνω χαρακτηριστικά του 5G είναι αυτά που δίνουν την δυνατότητα υλοποίησης εφαρμογών που μέχρι τώρα δεν μπορούσαν να υποστηριχθούν με τα δίκτυα προηγούμενων γενιών. Απώτερος στόχος είναι, η σύνδεση οποιουδήποτε χρήστη, οποιασδήποτε συσκευής καθώς και η απρόσκοπτη επικοινωνία οπουδήποτε, ανά πάσα στιγμή.

Ωστόσο, η ποσότητα του διαθέσιμου φάσματος που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για κυψελοειδείς επικοινωνίες (κυρίως κινητή τηλεφωνία), εξακολουθεί να είναι περιορισμένη. Λόγω του μειωμένου εύρους αυτού του πόρου, οι τεχνολογίες που χρησιμοποιούνται για τη βελτίωση της αποδοτικότητας των επικοινωνιών, συχνά επικεντρώνονται στην επαναχρησιμοποίηση του διαθέσιμου φάσματος κατά τον βέλτιστο τρόπο .

Στην παρούσα διπλωματική εργασία θα επικεντρωθούμε και θα εξηγήσουμε τεχνικές και εργαλεία, που θα μας βοηθήσουν στην υλοποίηση του 5G. Μία από αυτές είναι το NOMA (Non Orthogonal Multiple Access / Μη-ορθογωνική Πολλαπλή Πρόσβαση). Σε αυτό οι χρήστες μοιράζονται πόρους (δηλ. πολλαπλή πρόσβαση) στο πεδίο της ισχύος, του χρόνου, της συχνότητας και του χώρου. Χρησιμοποιεί δυο τεχνικές για να επιτύχει τα παραπάνω: την υπέρθεση, η οποία γίνεται στην πλευρά του σταθμού βάσης. Προσθέτει όλα τα σήματα με αποτέλεσμα να έχουμε ένα σήμα υπέρθεσης, το οποίο φέρει όλες τις πληροφορίες και την διαδοχική ακύρωση παρεμβολής, η οποία πραγματοποιείται στον δέκτη και χωρίζει το σήμα της υπέρθεσης στους αντίστοιχους χρήστες/συσκευές. Έτσι επιτυγχάνεται ο κάθε χρήστης να λαμβάνει τη δική του πληροφορία.

Άλλες τεχνικές που διευκολύνουν την υλοποίηση του 5G είναι το OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing / ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητάς), όπως επίσης οι ανιχνευτές σύμφωνης και ασύμφωνης ανίχνευσης. Θα μελετήσουμε τις τεχνικές αυτές στο πλαίσιο της ανάλυσης επιδόσεων μέσω τεχνικών προσομοίωσης, οι οποίες μπορούν να αξιολογηθούν, αναλυθούν και να μας δώσουν χαρακτηριστικά καθώς και να μας οδηγήσουν σε συγκεκριμένα συμπεράσματα.

Το σενάριο που εξετάζουμε, είναι να έχουμε NOMA στην κάτω ζεύξη, για την εξυπηρέτηση δύο χρηστών με διαφορετικές υπηρεσίες, με σκοπό να εξοικονομήσουμε πόρους συχνότητας και χρόνου. Έναν χρήστη eMBB (enhanced Mobile Broadband) και έναν χρήστη mMTC (massive Machine Type Communications). Τα eMBB και mMTC είναι δυο είδη χρήσεων που έχει το 5G και το καθένα από

αυτά έχει τα δικά του χαρακτηριστικά. Ο mMTC χρήστης θα χρησιμοποιεί ασύμφωνη ανίχνευση ενώ ο eMBB χρήστης θα χρησιμοποιεί σύμφωνη ανίχνευση. Θα μελετήσουμε επίσης την συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου (Sliding Network Coding – SNC) η οποία είναι μια τεχνική επανάληψης πακέτων, με την οποία επιτυγχάνεται χαμηλή πιθανότητα σφάλματος πακέτου και σε χαμηλή σηματοθορυβική σχέση (Signal to Noise Ratio – SNR). Ο λόγος που επιλέξαμε να έχουμε ασύμφωνη ανίχνευση στον χρήστη mMTC, είναι γιατί θέλουμε να έχουμε χαμηλής πολυπλοκότητας δέκτη μιας και μιλάμε για ηλεκτρονικές συσκευές διαδικτύου των πραγμάτων IoT (Internet of Things) οι οποίες παρέχουν δυνατότητα σύνδεσης μεταξύ τους ή στο διαδίκτυο. Για τον eMBB χρήστη χρησιμοποιούμε διαμόρφωση Quadrature Amplitude Modulation (QAM), ενώ για τον mMTC χρήστη χρησιμοποιούμε διαμόρφωση Index Modulation (IM), η οποία παρέχει καλή επίδοση και μπορεί να ανιχνευτεί ασύμφωνα.

Στην μελέτη αυτή χρησιμοποιήσαμε αποτελέσματα προσομοιώσεων, που αναπτύχθηκαν για το σκοπό αυτό, για να καταλήξουμε σε κάποια συμπεράσματα και εστιάζουμε κυρίως στον mMTC χρήστη. Οι προσομοιώσεις που κάναμε, έγιναν για να κατανοήσουμε, την επίδραση της κατανομής ισχύος που κάνει το NOMA στους χρήστες eMBB και mMTC, την επίδραση των χαρακτηριστικών διαμόρφωσης του eMBB στο σήμα του χρήστη mMTC, καθώς και την επίδραση των επαναληπτικών εκπομπών και της κωδικοποίησης συρόμενου παραθύρου. Τα παραπάνω εξετάζονται σε κανάλι Rayleigh διαλείψεων, επιλεκτικών ή μη-επιλεκτικών στη συχνότητα.

Τα αποτελέσματα είναι ιδιαίτερα ενθαρρυντικά και δείχνουν ότι οι προτεινόμενες μέθοδοι μπορούν να υποστηρίξουν την πολυπλεξία υπηρεσιών διαφορετικών απαιτήσεων αποτελεσματικά και με την απαιτούμενη πολυπλοκότητα.

Στο επόμενο κεφάλαιο θα μιλήσουμε για το OFDM, το κυκλικό πρόθεμα (Cyclic Prefix – CP), γιατί χρησιμοποιούμε ψηφιακά τον μετασχηματισμό Fourier και θα αναλύσουμε κάποιες τεχνικές που χρησιμοποιούνται στο 5G, όπως και τα πλεονεκτήματα αυτού. Στο κεφάλαιο 3 θα εξηγήσουμε το NOMA και τις τεχνικές που χρησιμοποιούμε σε αυτό. Στο κεφάλαιο 4 θα αναλύσουμε το σύστημα που μελετάμε, θα δείξουμε τι διεργασίες συντελούνται στον πομπό, τι είδος καναλιού χρησιμοποιούμε, θα αναλύσουμε τους δυο δέκτες που έχει το σύστημα μας, θα εξηγήσουμε το CRC (Cyclic Redundancy Check) και τέλος θα εξηγήσουμε την συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου. Στο κεφάλαιο 5 εξηγείται πως λειτουργεί ο κώδικας της προσομοίωσης. Στο κεφάλαιο 6 υπάρχουν τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, όπου παρατηρούμε πως αντιδρά το σύστημά μας, βάσει κάποιων συγκεκριμένων αλλαγών που κάνουμε, τα οποία σχολιάζονται και μας βοηθούν να εξάγουμε συμπεράσματα ως προς ποια επιλογή είναι πιο αποτελεσματική. Στο τελευταίο κεφάλαιο συνοψίζονται τα βασικά συμπεράσματα.

## Κεφάλαιο 2ο: 5G New Radio

### 2.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο θα εξηγήσουμε και θα αναλύσουμε τα κύρια κομμάτια που αποτελούν το 5G. Θα μελετήσουμε το OFDM και τα πλεονεκτήματα που μας προσφέρει, θα εξηγήσουμε πολύ περιληπτικά γιατί κάνουμε ψηφιακά και όχι αναλογικά τους μετασχηματισμούς IFFT/FFT και τέλος θα δούμε την αρχή λειτουργίας του 5G.

### 2.2 Βασικές αρχές και χαρακτηριστικά 5G New Radio (NR)

Το 5G αποτελείται από πρότυπα, τα οποία αντικαθιστούν τα πρότυπα LTE (Long-Term Evolution) ασύρματα δίκτυα (4G). Ο κύριος λόγος δημιουργίας του 5G NR είναι να βελτιώσει την αποδοτικότητα του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος ώστε να μπορεί να υποστηρίξει την ραγδαία αύξηση των ασύρματων συσκευών και πιο συγκεκριμένα των κινητών τηλεφώνων.

Το 5G σχεδιάστηκε για να παρέχει το ίδιο εύρος ζώνης μετάδοσης με ένα δίκτυο οπτικής ίνας. Για να υποστηρίξει, εφαρμογές που ζητάνε μεγάλους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων και όγκου πληροφοριών, όπως πλατφόρμες ζωντανής μετάδοσης βίντεο, πολλαπλές συσκευές IoT (Internet of Things), κ.α. Ταυτόχρονα θα υποστηρίξει μεταδόσεις με πολύ χαμηλή καθυστέρηση, όπως συστήματα URLLC (Ultra-Reliable and Low-Latency) και άλλες εφαρμογές που απαιτούν χαμηλές καθυστερήσεις.

Το 5G έχει τρία κύρια είδη χρήσεως

- a) eMBB – Το οποίο μας παρέχει γρήγορες ταχύτητες δεδομένων, μεγαλύτερο εύρος ζώνης και χαμηλότερη καθυστέρηση για εφαρμογές όπως VR, 4K κ.α.
- b) URLLC – Αυτό το σενάριο χρήσης έχει κατασκευαστεί για εφαρμογές που χρειάζονται υψηλή αξιοπιστία και πολύ χαμηλή καθυστέρηση. Κάποιες εφαρμογές του URLLC μπορούν να βρεθούν στην υγειονομική περίθαλψη και στα αυτόνομα οχήματα.
- c) mMTC – Το mMTC έχει σχεδιαστεί για περιοχές όπου υπάρχουν πολλές συσκευές και προσπαθούν να συνδεθούν μεταξύ τους. Κάποιες εφαρμογές του mMTC είναι βιομηχανίες IoT, έξυπνες πόλεις κ.α.

Αυτό που κάνει το 5G γρήγορο είναι η χρήση μικρότερων συχνοτήτων (σήματα millimeter στο εύρος ζώνης 30GHz και 300GHz) γι' αυτόν τον λόγο το 5G είναι πιο γρήγορο σε σύγκριση με τις προηγούμενες γενιές δικτύου.

Το 5G χρησιμοποιεί διάφορες νέες τεχνικές οι οποίες του επιτρέπουν να μεταφέρει περισσότερα δεδομένα, κάνοντας χρήση λογισμικού (software) καθώς και υλικού (hardware), προσαρμοσμένα σε αυτό. Κάποιες από τις βελτιώσεις που έχει προσφέρει το 5G NR είναι:

- Ευελιξία στο εύρος ζώνης συχνοτήτων από εκατοντάδες kHz σε millimeter σήματα, κάτι το οποίο μας επιτρέπει να έχουμε διάφορες χρήσεις και ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων.
- Επιτρέπει καινούργιους τρόπους διαμόρφωσης OFDM.
- Προσφέρει MIMO (Multiple Input – Multiple Output) δυνατότητες, όπως επίσης βελτιωμένη μορφοποίηση δέσμης.
- Λειτουργίες χρονοθυρίδων, οι οποίες προσφέρουν πολύ χαμηλές καθυστερήσεις επικοινωνιών.

## Κεφάλαιο 2

Όλες αυτές οι δυνατότητες είναι θεμελιώδης του 5G NR, με σημαντικά κέρδη στην χωρητικότητα, διεκπεραιωτική ικανότητα και κάλυψη.

Όπως αναφέραμε μια από της βελτιώσεις του 5G είναι το MIMO και συγκεκριμένα το Τεράστιο MIMO το οποίο είναι μια επέκταση του MIMO, το οποίο προσθέτει έναν μεγαλύτερο αριθμό κεραιών στον σταθμό βάσης. Ο μεγαλύτερος αριθμός κεραιών βοηθάει στο να επικεντρώνουμε την ενέργεια σε ένα καλύτερο βαθμό το οποίο βελτιώνει την απόδοση του συστήματος. Ταυτόχρονα ο μεγαλύτερος αριθμός κεραιών βοηθάει στην υλοποίηση περισσότερων πολύπλοκων σχεδίων δικτύου και κινητών συσκευών οι οποίες συντονίζονται με τις λειτουργίες του MIMO.

Τα πλεονεκτήματα του τεράστιου MIMO είναι τα εξής:

- Καλύτερη κάλυψη
- Καλύτερη εμπειρία χρήστη
- Μεγαλύτερη χωρητικότητα δικτύου

Το Beamforming είναι μια άλλη ασύρματη τεχνική η οποία χρησιμοποιεί τεχνικές κεραιών τόσο στον σταθμό βάσης όσο και στις κινητές συσκευές για να εστιάσει ένα ασύρματο σήμα σε μια συγκεκριμένη κατεύθυνση, αντί να εκπέμπει σε ένα μεγάλο μήκος περιοχής. Επειδή έχουμε πιο πολλές κεραιές το Beamforming καταλήγει να γίνεται 3D Beamforming το οποίο δημιουργεί κατακόρυφες και οριζόντιες ακτίνες προς τους χρήστες/συσκευές, αυτό με την σειρά του βελτιώνει την χωρητικότητα και την ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων.

Κάποια από τα κύρια ζητούμενα για να έχουμε 5G NR είναι:

- Η σύνδεση θα πρέπει να έχει ένα προσαρμοζόμενο εύρος ζώνης, το οποίο θα επιτρέπει στις συσκευές να μεταβαίνουν σε χαμηλότερο εύρος ζώνης και χαμηλότερη ισχύ όταν μπορούν. Αυτό με την σειρά του επιτρέπει στις συσκευές να εξοικονομούν ισχύ για μεγαλύτερα εύρη ζώνης όταν χρειάζονται.
- Θα πρέπει να επιβάλει αυστηρούς περιορισμούς στις απαιτήσεις μετάδοσής δεδομένων. Αυτό θα το επιτυγχάνει με το να ορίζει συγκεκριμένους κανόνες για όλες τις συσκευές, σαν αποτέλεσμα το δίκτυο θα λειτουργεί πιο γρήγορα και πιο αποτελεσματικά.

Τα πλεονεκτήματα του 5G NR σε σχέση με το LTE είναι τα ακόλουθα:

- Αυξημένη εξοικονόμηση ενέργειας κάθε συσκευής.
- Χαμηλότερη αναμονή.
- Μεγαλύτερο αριθμό συνδεδεμένων χρηστών στο δίκτυο.
- Μεγαλύτερη ταχύτητα και ρυθμοί δεδομένων.
- Βελτιωμένη αποδοτικότητα στη διαμοίραση δεδομένων.

Κάποιες από τις εφαρμογές του 5G:

- Έξυπνες πόλεις.
- Κρίσιμες εφαρμογές οι οποίες ζητάνε χαμηλή πιθανότητα σφάλματος.
- Εφαρμογές με δίκτυο των πραγμάτων (IoT).
- Αυτόνομη οδήγηση.
- Βιομηχανίες αυτοματισμών και πραγματικής στιγμής παρακολούθησης.

- Έξυπνοι αισθητήρες για φάρμες.
- Εφαρμογές υγειονομικής περιθάλψης.

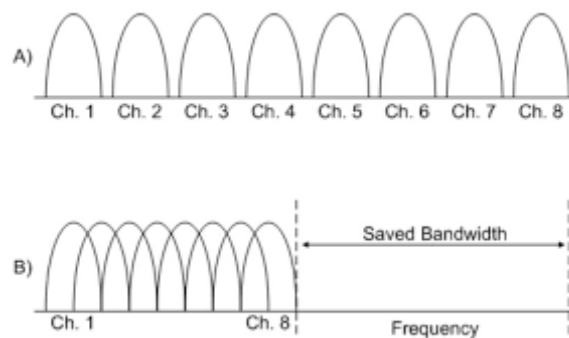
### 2.3 OFDM

Η ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (orthogonal frequency-division multiplexing) OFDM, είναι μια τεχνική μεταφοράς δεδομένων, η οποία παίρνει το σήμα πληροφορίας και το μοιράζει σε μικρά στενού εύρους υποφέροντα (subcarriers) τα οποία είναι τοποθετημένα σε μικρή απόσταση μεταξύ τους.

Στα καθιερωμένα συστήματα διαμόρφωσης, που είχαμε ένα φέρον μετάδοσης πληροφορίας, αυτά μεταδιδόταν διαδοχικά καθώς και σειριακά. Με την χρήση του OFDM μπορούμε να στέλνουμε τις πληροφορίες (bits) παράλληλα ή ταυτόχρονα. Αυτό το καταφέρνουμε γιατί χωρίζουμε το ένα φέρον που είχαμε σε μικρά υποφέροντα. Έτσι μας δίνεται η δυνατότητα μεταφοράς δεδομένων σε υψηλούς ρυθμούς.

Το OFDM βασίστηκε πάνω στην πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (Frequency-Division Multiplexing - FDM). Το FDM χωρίζει το φέρον σε πολλά υποφέροντα, όπου το κάθε ένα μεταφέρει πληροφορίες. Κάθε υποφέρον έχει μια απόσταση ασφαλείας μεταξύ των υπόλοιπων υποφερόντων, ώστε να μην επικαλύπτονται μεταξύ τους και αλληλοπαρεμβάλλονται.

Στο OFDM τα υποφέροντα επικαλύπτονται μεταξύ τους, διότι είναι ορθογώνιες οι υποφέρουσες. Η ορθογωνικότητα υποδηλώνει πως δυο ή και περισσότερα αντικείμενα δρουν ανεξάρτητα. Το βασικό πλεονέκτημα που παρέχει το OFDM είναι πως έχουμε πιο πολλά υποφέροντα μέσα σε ένα συγκεκριμένο εύρος ζώνης σε σχέση με το FDM. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να έχουμε καλύτερη φασματική απόδοση, καθώς μηδενίζει την πιθανότητα παρεμβολής μεταξύ υποφερόντων, η οποία λέγεται Inter-Carrier-Interference (ICI).



Σχήμα 2.1: FDM(A) vs OFDM (B) [1]

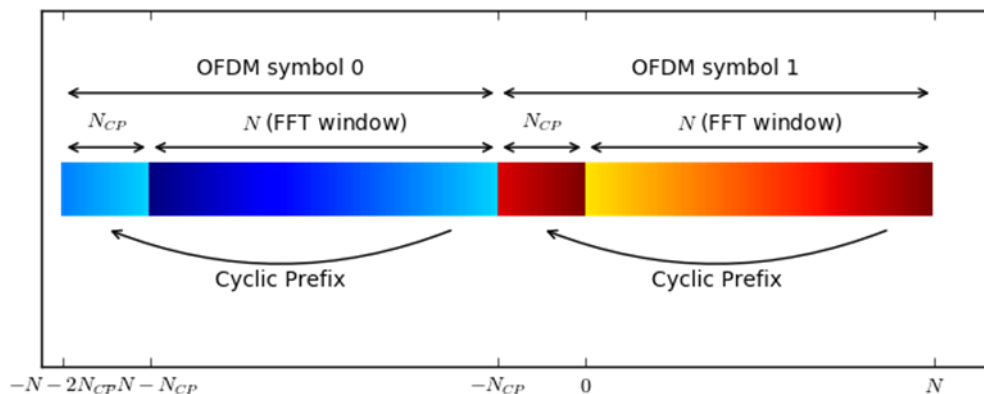
Το OFDM χρησιμοποιείται πάρα πολύ στα πιο καινούργια ασύρματα και τηλεπικοινωνιακά πρότυπα. Μια από τις πιο σημαντικές προκλήσεις στις ασύρματες μεταδόσεις, σε σύγκριση με τις ενσύρματες, είναι το φαινόμενο της εξασθένησης των πολλαπλών διαδρομών (Multipath Fading) και της παρεμβολής μεταξύ συμβόλων (Inter-Symbol Interference (ISI)). Με το OFDM μπορούμε να περιορίσουμε και τα δυο φαινόμενα, κάνοντάς το μια από τις κύριες τεχνολογίες που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για ασύρματες μεταδόσεις.

Ο τρόπος που περιορίζουμε το φαινόμενο της εξασθένησης των πολλαπλών διαδρομών (multipath), είναι με το να στέλνουμε τα υψηλής ταχύτητας σήματα (sub-signals) σε χαμηλότερους ρυθμούς. Στέλνοντας σε χαμηλότερο ρυθμό τις μεταδόσεις, οι καθυστερήσεις των πολλαπλών διαδρομών, δεν μας επηρεάζουν τόσο πολύ σε σύγκριση με ένα κανάλι με υψηλό ρυθμό μετάδοσης (π.χ αν υποθέσουμε πως το σήμα υψηλής ταχύτητας είναι 1MHz εύρος ζώνης, τότε η διάρκεια του συμβόλου είναι  $T_s =$

$1/1 \text{ MHz} = 1 \mu\text{s}$ . Και αν υποθέσουμε πως το delay spread είναι ίσο με  $2 \mu\text{s}$ , τότε θα ήταν  $3 \mu\text{s}$ , άρα  $2/3$  της διάρκειας είναι αχρησιμοποίητα. Τώρα εάν διασπάσουμε το σήμα υψηλής ταχύτητας σε πολλαπλά υπό-σήματα χαμηλής ταχύτητας, ας πούμε  $10 \text{ kHz}$  εύρος ζώνης για κάθε υπό-σήμα, τότε η διάρκεια ενός συμβόλου θα είναι  $T_s = 1/10 \text{ kHz} = 100 \mu\text{s}$  και με  $2 \mu\text{s}$  delay spread η συνολική διάρκεια θα είναι  $102 \mu\text{s}$ , άρα  $2 \mu\text{s}$  από τα  $102 \mu\text{s}$  μένουν αχρησιμοποίητα, τα οποία είναι αμελητέα).

Επίσης για να περιορίσουμε την παρεμβολή μεταξύ συμβόλων, χρησιμοποιούμε μια ορολογία που ονομάζεται κυκλικό πρόθεμα (Cyclic Prefix). Το κυκλικό πρόθεμα έχει δυο κύριες ιδιότητες. [5]

- Προσφέρει ένα διάστημα φύλαξης (Guard Interval), το οποίο εξαλείφει το φαινόμενο της παρεμβολής μεταξύ συμβόλων από το προηγούμενο διάστημα συμβόλων.
- Επαναλαμβάνει το τελευταίο κομμάτι του συμβόλου, έτσι ώστε η γραμμική συνέλιξη ενός συχνοτικά επιλεκτικού πολλαπλών διαδρομών καναλιού, να μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν κυκλική συνέλιξη. Η οποία με την σειρά της, μπορεί να τροποποιηθεί στο πεδίο της συχνότητας, με την χρήση του διακριτού μετασχηματισμού Fourier. Αυτή η προσέγγιση ικανοποιεί απλή ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας, όπως είναι η εκτίμηση καναλιού και η εξισορρόπησή του.



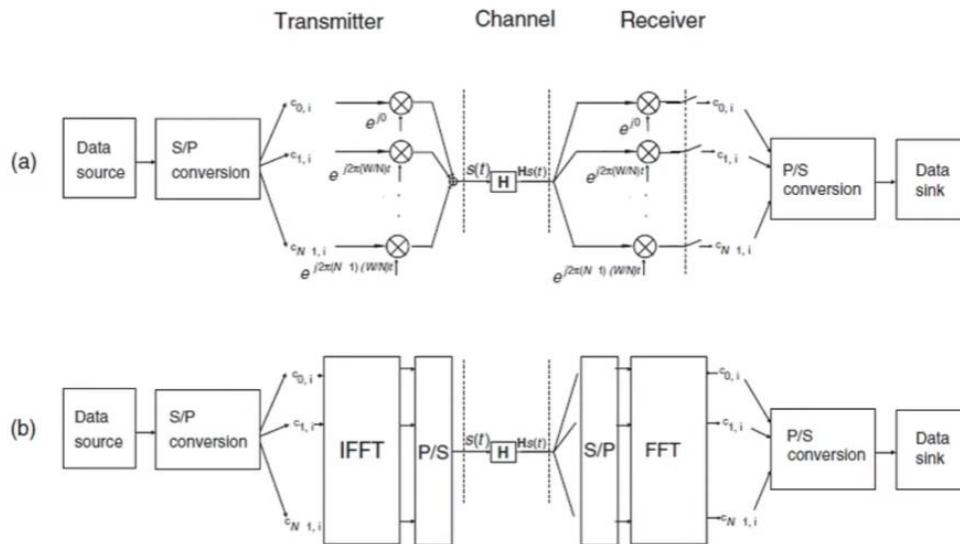
Σχήμα 2.2: OFDM σύμβολα με Cyclic Prefix [2]

## 2.4 FFT/IFFT

Όπως αναφέραμε πιο πριν, στο OFDM έχουμε αρχικά ένα φέρον υψηλής ταχύτητας, το οποίο διασπάμε σε διάφορα παράλληλα υπό-φέροντα χαμηλής ταχύτητας. Αυτό μπορούμε να το επιτύχουμε είτε αναλογικά είτε ψηφιακά. Για να το επιτύχουμε αναλογικά, θα χρειαζόμασταν πολλούς τοπικούς ταλαντωτές συχνότητας. Κάτι το οποίο έχει αρκετά μειονεκτήματα, όπως: οι ταλαντωτές θα πρέπει να έχουν ο καθένας τους μια συγκεκριμένη συχνότητα λειτουργίας, η κάθε συχνότητα θα πρέπει να είναι ορθογωνική, σε σχέση με όλες τις υπόλοιπες (το οποίο είναι ένα δύσκολο ζητούμενο) και θα πρέπει να έχουν μικρή απόκλιση γωνίας. Το να έχουμε πολλαπλούς ταλαντωτές και στον πομπό και στον δέκτη, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.3, είναι πολύ κοστοβόρο και δεν είναι πρακτικό.

Ψηφιακά όμως είναι πιο εύκολο να καταφέρουμε να υλοποιήσουμε αυτό το κομμάτι. Αυτό μπορούμε να το επιτύχουμε με την βοήθεια του IFFT/FFT στον πομπό και στον δέκτη. Η λογική του IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) και FFT (Fast Fourier Transform) στον πομπό και στον δέκτη αντίστοιχα, είναι πως με τον IFFT διασπάμε το ένα φέρον υψηλής ταχύτητας σε πολλαπλά παράλληλα υποφέροντα, με το καθένα από αυτά να έχει τη δική του συχνότητα. Και από το πεδίο της συχνότητας όπου είμαστε πάμε στο πεδίο του χρόνου. Στην συνέχεια τα σήματά μας περνάνε μέσα από το κανάλι και έπειτα φτάνουν στον δέκτη. Σε αυτό το σημείο χρησιμοποιούμε FFT ώστε να επαναφέρουμε τα πολλαπλά σήματά μας, στο πεδίο της συχνότητας από το πεδίο του χρόνου που ήταν και να “ενώσουμε” τα

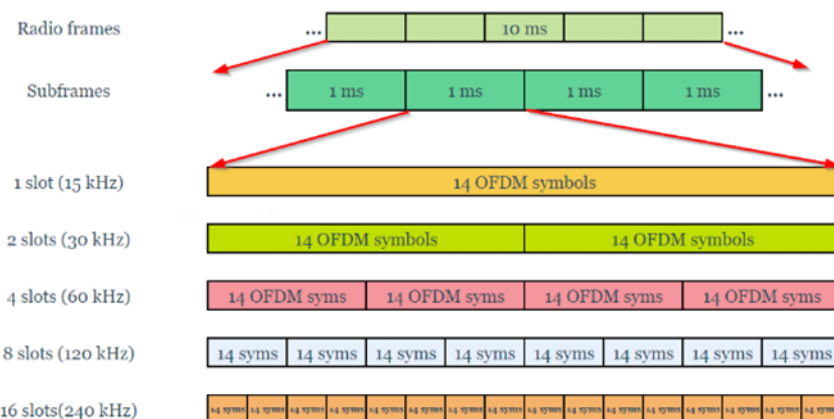
πολλαπλά σήματα σε ένα φέρον υψηλής ταχύτητας. Με λίγα λόγια στον πομπό, ο IFFT διασπά το σήμα σε πολλαπλά σήματα, όπου καταχωρούμε το καθένα από αυτά σε ένα υποφέρον μικρής ταχύτητας. Στον δέκτη ο FFT ενώνει όλα τα υποφέροντα χαμηλής ταχύτητας σε ένα φέρον υψηλής ταχύτητας. Τα πλεονεκτήματα της χρήσης του IFFT/FFT είναι πως η υλοποίησή τους είναι πολύ πιο εύκολη, πιο απλή και φθηνή σε σχέση με τον αναλογικό τρόπο.



Σχήμα 2.3: (a) Αναλογικό Block Diagram OFDM (b) Ψηφιακό Block Diagram OFDM [3]

#### 2.4.1 Αριθμολογία NR (Numerology NR)

Η αριθμολογία είναι βασισμένη πάνω στο OFDM, όπως γίνεται και στο LTE. Ας υποθέσουμε πως οι ράδιο πόροι του LTE μοιράζονται σε κομμάτια τα οποία ονομάζονται υποφέροντα (subcarriers) με υποφέρουσα απόσταση των 15kHz. Ο σταθμός βάσης του LTE κατανέμει τους πόρους στο πεδίο της συχνότητας στις συσκευές (κινητά τηλέφωνα, κονσόλες, κ.α). Αυτό επιτυγχάνεται με το να παίρνει ομάδες των 12 υποφερόντων. Στο πεδίο του χρόνου οι ράδιο πόροι εκχωρούνται σε διαστήματα του 1 ms [7].



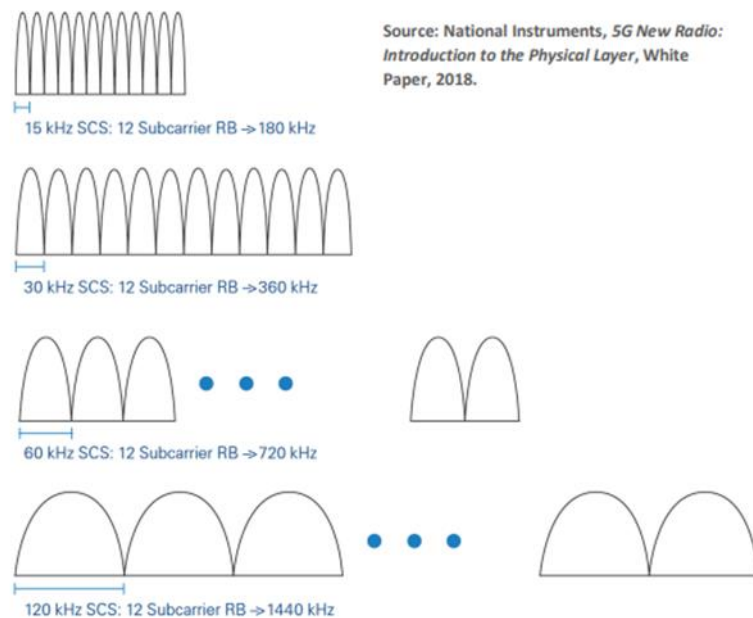
Σχήμα 2.4: Δομή πλαισίου 5G NR [4]

Ας υποθέσουμε πως μια συσκευή που απαιτεί πολύ χαμηλή καθυστέρηση πρέπει να περιμένει 1ms στην ουρά για να εξυπηρετηθεί και να πάρει τους απαραίτητους ράδιο πόρους.

Η αριθμολογία μας δίνει την δυνατότητα να καταχωρούμε τους ράδιο πόρους του σταθμού βάσης με έναν πιο πρακτικό και αποτελεσματικό τρόπο. Μας επιτρέπει να αυξήσουμε την απόσταση των υποφερόντων από 15 kHz σε 30 kHz. Αυτό με την σειρά του σημαίνει πως διπλασιάζουμε τους πόρους στο πεδίο της συχνότητας και σαν αποτέλεσμα, το OFDM σύμβολο μετά την αριθμολογία να έχει το μισό μήκος. Ουσιαστικά αυτό που κάνουμε είναι να στέλνουμε την ίδια πληροφορία στο μισό του χρόνου, χρησιμοποιώντας τους διπλάσιους πόρους συχνότητας. Άρα με το πιο πάνω παράδειγμα, αντί να έχουμε μια ομάδα υποφερόντων 15 kHz διάρκειας 1ms, θα έχουμε μια ομάδα υποφερόντων 30 kHz μικρότερης διάρκειας (0.5 ms) [7]. Η δομή πλαισίου και τα κύρια χαρακτηριστικά της κάθε αριθμολογίας δίνονται στο Σχήμα 2.4 και στον Πίνακα 2.1, αντίστοιχα. Στο Σχήμα 2.5 δίνεται μια απεικόνιση κάθε αριθμολογίας στο πεδίο της συχνότητας.

Πίνακας 2.1: Υποστηριζόμενες αριθμολογίες μετάδοσης

$\mu$	Subcarrier Spacing $\Delta f = 2^\mu \times 15$ kHz	Resource block bandwidth (12 subcarriers)	Frame duration	Slots per frame	Slot duration	OFDM Symbols per slot	Symbol duration	Cyclic prefix
0	15 kHz	180 kHz	10 ms	10	1 ms	14	71.43 $\mu$ s	Normal
1	30 kHz	360 kHz	10 ms	20	500 $\mu$ s	14	35.71 $\mu$ s	Normal
2	60 kHz	720 kHz	10 ms	40	250 $\mu$ s	14	17.86 $\mu$ s	Normal, Extended
3	120 kHz	1.44 MHz	10 ms	80	125 $\mu$ s	14	8.93 $\mu$ s	Normal
4	240 kHz	2.88 MHz	10 ms	160	62.5 $\mu$ s	14	4.46 $\mu$ s	Normal



Σχήμα 2.5: Ευέλικτο Subcarrier Spacing (SCS) [10]

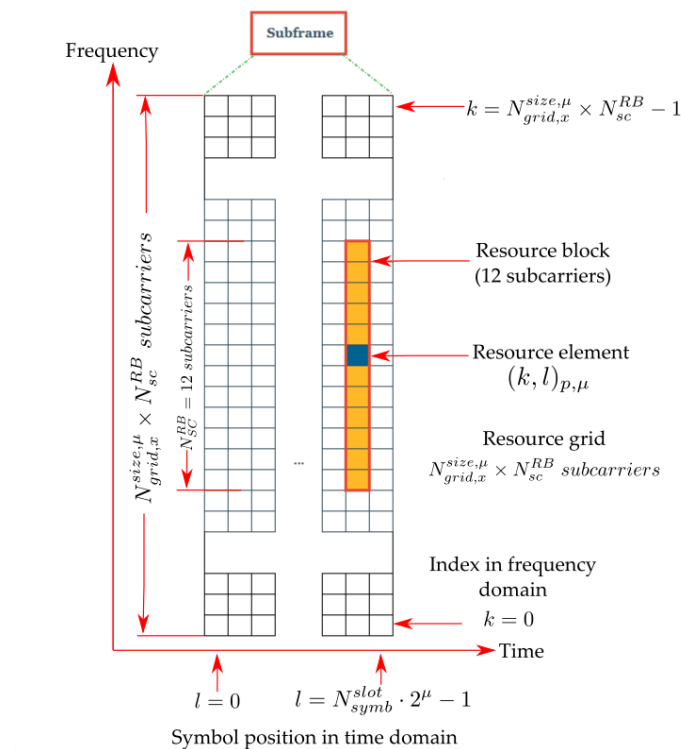
Όπως αναφέραμε, κάποια από τα ζητούμενα του NR είναι η ταχύτητα και η προσαρμοστικότητα εύρους ζώνης. Για να το επιτύχουμε αυτό χρησιμοποιούμε την έννοια των διάφορων αριθμολογιών NR. Αρχικά θα πρέπει να δούμε την δομή του ράδιο πλαισίου (Radio frame structure), κοιτώντας την δομή πλαισίου

του 5G NR από την πλευρά του πεδίου του χρόνου (time domain). Οι ραδιο μεταδόσεις κατηγοριοποιούνται σε ραδιο πλαίσια (radio frames), υπό-πλαίσια (subframes) και σχισμές (slots).

Καταλήγουμε πως η διάρκεια ενός OFDM συμβόλου έχει να κάνει με την χρονική διάρκεια της απόστασης των υποφερόντων. Ταυτόχρονα ανάλογα με την αριθμολογία που επιλέγουμε η απόσταση των υποφερόντων θα είναι συγκεκριμένη.

## 2.4.2 Το πλέγμα πόρων (Resource Grid)

Το μικρότερο στοιχείο πόρου που ονομάζεται (Resource Element), βρίσκεται πάνω από ένα υποφέρον ενός OFDM συμβόλου. Ένα φυσικό μπλοκ πόρου (Physical Resource Block – PRB), είναι ένα μπλοκ που αποτελείται από 12 υποφέροντα στο οποίο η μετάδοση είναι προγραμματισμένη. Στο Σχήμα 1.6 δίνονται σχηματικά τα παραπάνω μεγέθη.



Σχήμα 2.6: Resource element, Resource block, Resource grid στο 5G NR [4]

## 2.5 Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό αναφερθήκαμε στο OFDM και κάποιες τεχνικές που χρησιμοποιούμε για να το εκμεταλλευτούμε με τον καλύτερο τρόπο. Στην συνέχεια εξηγήσαμε πολύ περιληπτικά γιατί χρησιμοποιούμε ψηφιακό IFFT/FFT και τέλος αναλύσαμε επιγραμματικά την σύνθεση του 5G.



## Κεφάλαιο 3ο: Μη-ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση (NOMA)

### 3.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο 3 θα αναλύσουμε το NOMA και θα εξηγήσουμε δυο πολύ βασικές τεχνικές που χρησιμοποιεί, την υπέρθεση και την διαδοχική ακύρωση παρεμβολής. Οι δυο αυτές τεχνικές θα εξηγηθούν με ένα απλό παράδειγμα και στην συνέχεια με ένα πιο πρακτικό τρόπο μαζί με μαθηματικές εκφράσεις.

### 3.2 Βασικά χαρακτηριστικά

Η μη-ορθογωνική πολλαπλή πρόσβαση (Non-Orthogonal Multiple Access – NOMA) είναι μια υποσχόμενη τεχνική για τις μελλοντικές γενιές ασύρματων επικοινωνιών. Τα πλεονεκτήματα που φέρνει το NOMA σε σχέση με την ορθογωνική διαίρεση συχνότητας πολλαπλής πρόσβασης (Orthogonal Frequency Division Multiple Access – OFDMA), είναι τα ακόλουθα:

- λιγότερη καθυστέρηση
- αυξημένη αξιοπιστία
- τεράστια χωρητικότητα συνδεσιμότητας
- καλύτερη απόδοση φάσματος

Αυτό που θέλει να επιτύχει το NOMA είναι να μπορεί να εξυπηρετεί πολλούς χρήστες και συσκευές χρησιμοποιώντας τους ίδιους πόρους συχνότητας, χρόνου και χώρου.

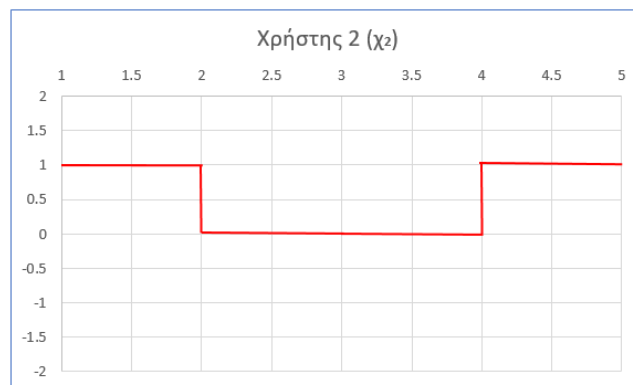
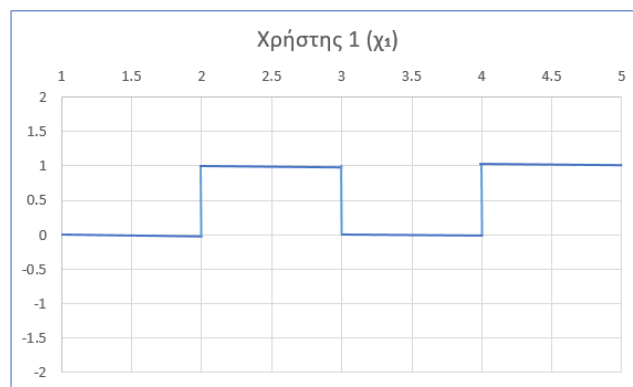
Γενικά τα υπάρχοντα NOMA σχήματα μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε δυο κατηγορίες: Πεδίο ισχύος (Power Domain) NOMA και Πεδίο κώδικα (Code Domain) NOMA. Εμείς θα ασχοληθούμε με το Power Domain NOMA, το οποίο εκχωρεί ένα μοναδικό επίπεδο ισχύος στον χρήστη. Πολλαπλοί χρήστες μπορούν να μεταδίδουν τα σήματα τους, μοιράζοντας τους ίδιους πόρους συχνότητας/χρόνου, ο καθένας χρησιμοποιώντας την κατανομημένη ισχύ του. Το επίπεδο της ισχύος κάθε χρήστη επιλέγεται ανάλογα με το κέρδος του καναλιού τους. Σε χρήστη με μεγαλύτερο κέρδος καναλιού συχνά εκχωρείτε μικρότερο επίπεδο ισχύος. Στα άκρα λήψης, ξεχωριστά σήματα χρηστών μπορούν να διαχωριστούν χρησιμοποιώντας τα επίπεδα ισχύος των χρηστών βασιζόμενα πάνω στην διαδοχική ακύρωση παρεμβολής (Successive Interference Cancellation – SIC).

Με βάση τα παραπάνω, δυο σημαντικά κομμάτια που επιτρέπουν στο NOMA να μοιράζεται τους ίδιους πόρους ανάμεσα σε πολλαπλούς χρήστες είναι η υπέρθεση (Superposition) η οποία γίνεται στον πομπό και η ακύρωση παρεμβολής στην πλευρά του δέκτη.

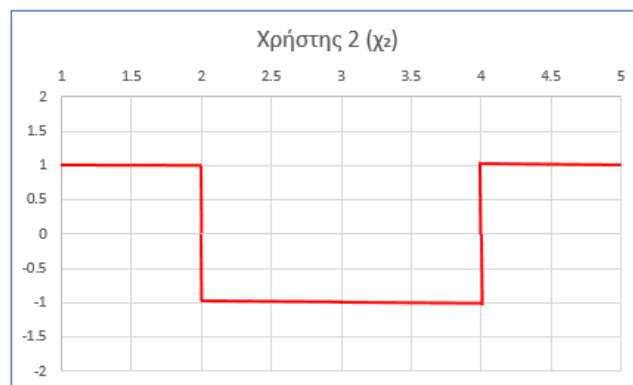
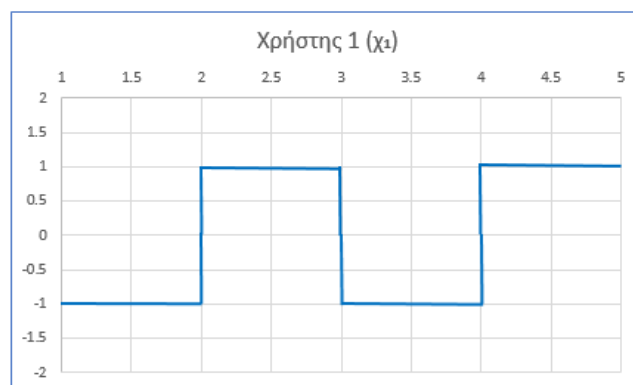
### 3.3 Υπέρθεση (Superposition)

Θα προσπαθήσουμε να εξηγήσουμε την υπέρθεση με ένα παράδειγμα. Ας υποθέσουμε πως έχουμε δυο χρήστες, χρήστης 1 και χρήστης 2 σκοπεύουν να επικοινωνήσουν ταυτόχρονα, χρησιμοποιώντας την ίδια συχνότητα. Για λόγους απλότητας, θα θεωρήσουμε πως ο κάθε χρήστης έχει 4 bits δεδομένων που θέλουν να στείλουν. Ας πούμε πως ο χρήστης 1 ( $x_1$ ) στέλνει τα bits: 0101 και ο χρήστης 2 ( $x_2$ ) στέλνει τα bits: 1001. Τα σήματα του  $x_1$  και  $x_2$  πρέπει να υποβληθούν σε ψηφιακή διαμόρφωση πριν από την μετάδοση τους. Θα χρησιμοποιήσουμε BPSK για λόγους ευκολίας. Το BPSK αντιστοιχίζει τα 0 σε  $-1$  και τα 1 σε  $+1$ . Άρα μετά την BPSK διαμόρφωση ο  $x_1$  θα είναι  $-1 + 1 - 1 + 1$  και ο  $x_2$  θα είναι  $+1 - 1 - 1 + 1$ . Στα Σχήματα 3.1 και 3.2 παρουσιάζονται οι παραπάνω διεργασίες [8]

### Κεφάλαιο 3



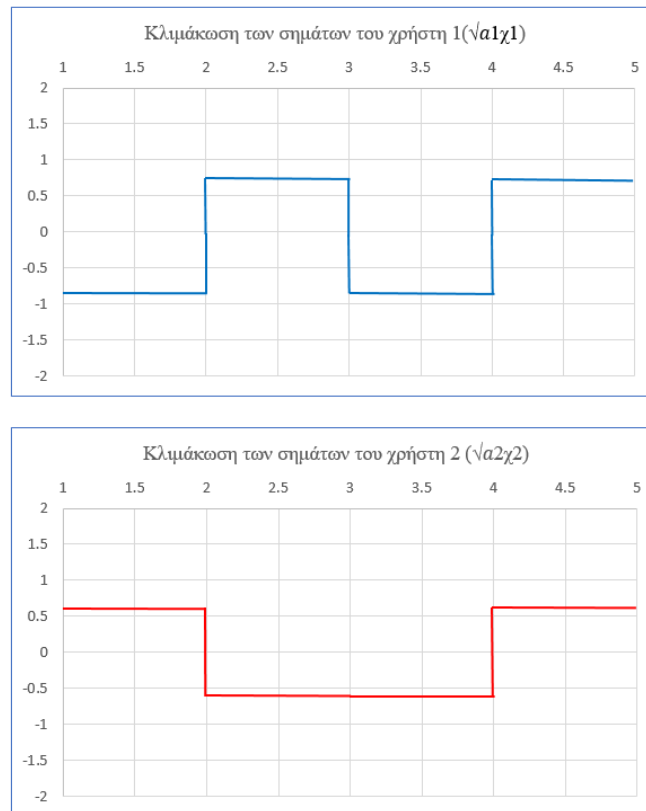
Σχήμα 3.1: Γραφικές παραστάσεις των σημάτων  $x_1$  και  $x_2$



Σχήμα 3.2: BPSK διαμόρφωση στα σήματα  $x_1$  και  $x_2$

Το NOMA απαιτεί κωδικοποίηση υπέρθεσης στην πλευρά του πομπού. Η κωδικοποίηση υπέρθεσης είναι πολυπλεξία στο πεδίο ισχύος. Υπέρθεση σημαίνει προσθήκη. Οπότε βασικά θα προσθέσουμε τα  $x_1$  και  $x_2$ . Αλλά πριν το κάνουμε αυτό, θα πολλαπλασιάσουμε τα  $x_1$  και  $x_2$  με διαφορετικά επίπεδα ισχύος. [8]

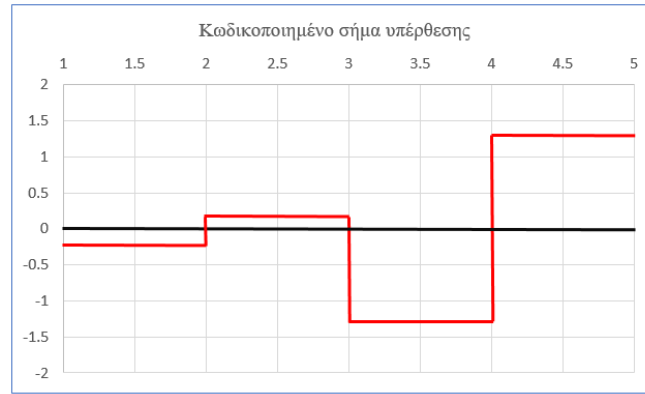
Από τα σχήματα που έχουμε μπορούμε να δούμε ότι τόσο το  $x_1$  όσο και το  $x_2$  έχουν πλάτος κορυφής  $\pm 1$ . Αυτό σημαίνει ότι και τα δύο έχουν μονάδα ισχύος, 1W (Ισχύς = Πλάτος<sup>2</sup>). Δίνεται επίπεδο ισχύος  $a_1 = 0.70$  στον χρήστη 1 και  $a_2 = 0.30$  στον χρήστη 2. Το άθροισμα των επιπέδων ισχύος πρέπει πάντα να είναι μονάδα. Πρώτα όμως πρέπει να κλιμακώσουμε το  $x_1$  και  $x_2$  με τα  $\sqrt{a_1}$  και  $\sqrt{a_2}$  αντίστοιχα. Ο λόγος που χρησιμοποιούμε τετραγωνική ρίζα είναι γιατί το  $a_1$  και  $a_2$  αντιπροσωπεύουν τους συντελεστές κλίμακας ισχύος. Για να τους κάνουμε να αντιπροσωπεύουν τα πλάτη παίρνουμε την τετραγωνική ρίζα. Μετά την κλιμάκωση τα σήματα μας μοιάζουν όπως στο Σχήμα 3.3. Το πλάτος του  $x_1$  κλιμακώνεται σε  $\sqrt{a_1} = \sqrt{0.70} = 0.836$  και το πλάτος του  $x_2$  κλιμακώνεται σε  $\sqrt{a_2} = \sqrt{0.30} = 0.547$ .



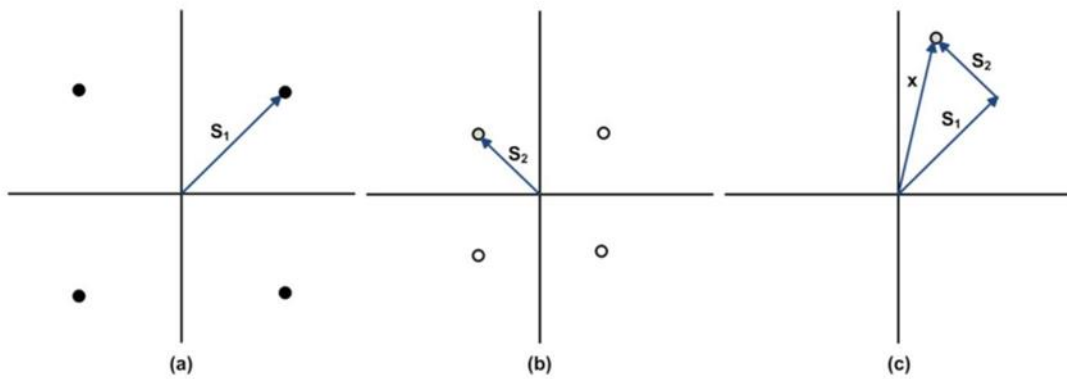
Σχήμα 3.3: Κλιμάκωση των σημάτων του χρήστη 1 και χρήστη 2

Έτσι, οι εκδόσεις των δεδομένων με κλίμακα πλάτους είναι,  $\sqrt{a_1}x_1 = -0.836 \ 0.836 - 0.836 \ 0.836$  και  $\sqrt{a_2}x_2 = 0.547 - 0.547 - 0.547 \ 0.547$ . [8]

Στη συνέχεια πραγματοποιείται η υπέρθεση. Το τελικό σήμα λέγεται σήμα υπέρθεσης και συμβολίζεται με  $x = \sqrt{a_1}x_1 + \sqrt{a_2}x_2$  και είναι  $x = -0.289 \ 0.289 - 1.383 \ 1.383$  όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.4 [8].



Σχήμα 3.4: Υπερτεθειμένο σήμα



Σχήμα 3.5: Παράδειγμα κωδικοποίησης υπέρθεσης (a) αστερισμός σήματος του χρήστη 1 (b) αστερισμός σήματος του χρήστη 2 (c) αστερισμός του υπερτεθειμένου σήματος. [10]

Ένα άλλο παράδειγμα υπέρθεσης με διαμόρφωση QPSK (Quadrature phase-shift keying) και για τους δύο χρήστες φαίνεται στο Σχήμα 3.5. Σε αυτή την περίπτωση, ο αστερισμός του χρήστη 1 με υψηλότερη ισχύ εκπομπής επικαλύπτεται από αυτόν του χρήστη 2 με χαμηλότερη ισχύ.

$$X_{(n)} = \sqrt{P\beta_1}S_1(n) + \sqrt{P\beta_2}S_2(n) \quad (1)$$

όπου το  $\beta_i$  αντιπροσωπεύει το κλάσμα της συνολικής ισχύος  $P$  που ανατίθεται στον χρήστη  $i$ , με τον περιορισμό  $\beta_1 + \beta_2 = 1$ .

### 3.4 Διαδοχική ακύρωση παρεμβολής (SIC)

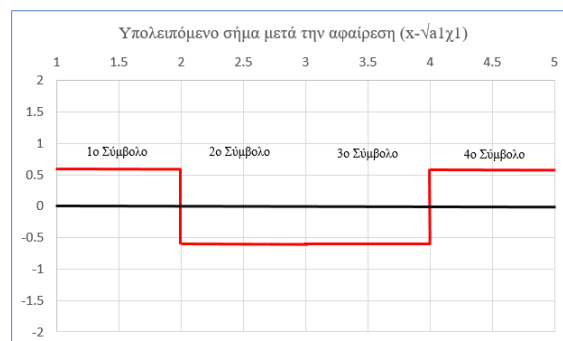
Ας εξηγήσουμε τώρα πως λειτουργεί το SIC. Είναι ένας επαναληπτικός αλγόριθμος όπου τα δεδομένα αποκωδικοποιούνται με την σειρά των φθινουσών επιπέδων ισχύος. Αυτό σημαίνει πως τα δεδομένα του χρήστη με την υψηλότερη ισχύ αποκωδικοποιούνται πρώτα, ακολούθως τα δεδομένα του χρήστη στον οποίον έχει δοθεί η επόμενη υψηλότερη ισχύς θα αποκωδικοποιηθούν. Αυτή η διαδικασία επαναλαμβάνεται μέχρι να έχουμε αποκωδικοποιήσει τα δεδομένα όλων των χρηστών. Για την περίπτωση μας, όπου έχουμε σχήμα NOMA δυο χρηστών, τα βήματα που περιλαμβάνει το SIC είναι [9]:

- **Βήμα 1:** Να αποκωδικοποιήσουμε κατευθείαν το  $x$  και να πάρουμε το σήμα με την υψηλότερη ισχύ. Για παράδειγμα ο  $x_1$  έχει μεγαλύτερο βάρος ( $a_1 > a_2$ ), οπότε κατευθείαν αποκωδικοποίηση του  $x$  θα μας δώσει το  $x_1$ .
- **Βήμα 2:** Να πολλαπλασιάσουμε το αποκωδικοποιημένο σήμα στο βήμα 1 με το αντίστοιχο βάρος και να το αφαιρέσουμε από το  $x$ . Για παράδειγμα, αν το  $x_1$  έχει αποκωδικοποιηθεί στο προηγούμενο βήμα, θα αφαιρέσουμε  $\sqrt{a_1}x_1$  από το  $x$ . Αυτό θα μας δώσει  $x - \sqrt{a_1}x_1$ .
- **Βήμα 3:** Να αποκωδικοποιήσουμε το σήμα από το βήμα 2 ώστε να πάρουμε το άλλο σήμα το οποίο είχε υποστεί πολυπλεξία με χαμηλή ισχύ. Για παράδειγμα, άμα αποκωδικοποιήσουμε το  $x - \sqrt{a_1}x_1$ , το οποίο προήλθε από το προηγούμενο βήμα, θα μας δώσει το  $x_2$ .

Ας προσπαθήσουμε να εφαρμόσουμε τον SIC στο παράδειγμα μας που αναφέραμε πιο πάνω στην υπέρθεση με τους δυο χρήστες, όπου επιλέξαμε συντελεστές ισχύος  $a_1 = 0.70$  και  $a_2 = 0.30$ . Έχουμε δώσει στον  $x_1$  παραπάνω ισχύ σε σχέση με τον  $x_2$ . Άρα αν ακολουθήσουμε το βήμα 1, όταν κάνουμε κατευθείαν αποκωδικοποίηση του  $x$ , θα πάρουμε το  $x_1$ . Κατευθείαν αποκωδικοποίηση, στην προκειμένη περίπτωση όπου χρησιμοποιούμε BPSK διαμόρφωση, σημαίνει πως εφαρμόζουμε BPSK αποδιαμόρφωση κατευθείαν στο  $x$ . Μπορεί να σκεφτούμε πως αυτό μπορεί να είναι προβληματικό γιατί ξέρουμε πως το  $x$  περιλαμβάνει τον γραμμικό συνδυασμό του  $x_1$  και  $x_2$  τα οποία είναι δυο διαφορετικά μηνύματα, όμως θα παρατηρήσουμε πως ο SIC δεν έχει θέμα να το χειριστεί σωστά αυτό το ζητούμενο. Η αποδιαμόρφωση BPSK είναι βασικά ένα απλό κατώφλι. Ας ορίσουμε το κατώφλι στο 0. Για κάθε σύμβολο, εάν το πλάτος υπερβαίνει το μηδέν, θα το αποκωδικοποιήσουμε σαν 1 αλλιώς σαν 0 [9].



Σχήμα 3.6: Υπερτεθειμένο σήμα

Σχήμα 3.7: Ακύρωση παρεμβολής με αφαίρεση του BPSK στοιχείου  $x_1$  από το  $x$ 

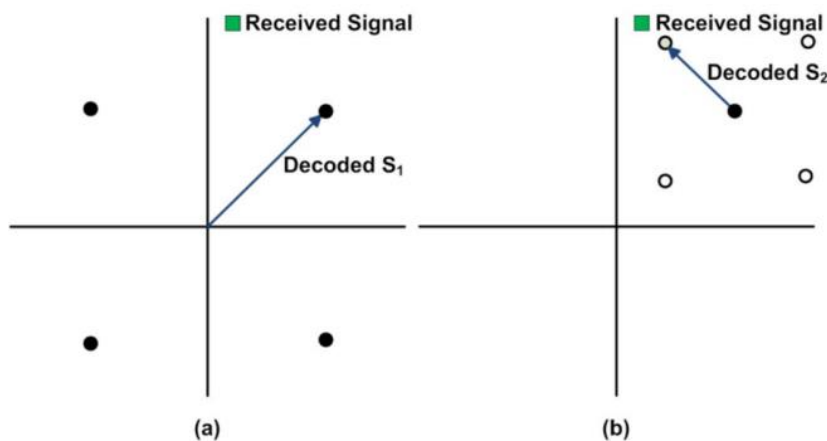
Ας αποκωδικοποιήσουμε το  $x$  σήμα ανά σύμβολο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.6. Παρατηρούμε πως το πρώτο και τρίτο σύμβολο βρίσκονται πάνω από το κατώφλι του μηδέν. Άρα διαπιστώνουμε πως το

πρώτο και τρίτο απεσταλμένα bits είναι μηδέν. Το δεύτερο και τέταρτο σύμβολο βρίσκονται πάνω από το κατώφλι. Αυτό σημαίνει πως το δεύτερο και τέταρτο απεσταλμένα bits είναι άσσοι. Σαν αποτέλεσμα η αποκωδικοποιημένη ακολουθία σε σειρά είναι 0101. Η οποία είναι ίδια με το αρχικό  $x_1$ . Συνεπώς, φτάσαμε στο  $x_1$  με το να κάνουμε κατευθείαν BPSK αποδιαμόρφωση στο  $x$ , αγνοώντας πως το  $x$  είχε το στοιχείο  $x_2$ . Αυτό συμβαίνει γιατί δώσαμε μεγαλύτερο συντελεστή ισχύος στο στοιχείο  $x_1$  του  $x$ . Έτσι η παρουσία του άλλου στοιχείου  $x_2$  στο  $x$  μπορεί να αγνοηθεί με ασφάλεια. Άρα θεωρούμε το  $x_2$  σαν μια παρεμβολή και το αγνοούμε. Έτσι ολοκληρώσαμε το βήμα 1 και θα εστιάσουμε στην λογική των άλλων δυο βημάτων. [9]

Γνωρίζουμε πως το  $x = \sqrt{a_1}x_1 + \sqrt{a_2}x_2$ . Οι τιμές των  $\sqrt{a_1}$  και  $\sqrt{a_2}$  είναι γνωστές γιατί εμείς τις επιλέξαμε για σχεδιαστικούς λόγους. Περαιτέρω αποκτήσαμε το  $x_1$  με το να ακολουθήσουμε το βήμα 1. Οπότε αν αφαιρέσουμε το  $\sqrt{a_1}x_1$  από το  $x$  θα μας μείνει το  $\sqrt{a_2}x_2$ . Από το  $\sqrt{a_2}x_2$  είναι πολύ εύκολο να ανιχνεύσουμε το  $x_2$ . [9]

Ας πάμε στο βήμα 2. θα πρέπει να πολλαπλασιάσουμε το στοιχείο  $x_1$  με τον αντίστοιχο συντελεστή ισχύος και να τον αφαιρέσουμε από το  $x$ . Έχουμε αποκτήσει το  $x_1$  και είναι 0101. Όμως το  $x_1$  είναι παρόν στο  $x$  στην διαμορφωμένη BPSK μορφή. Συνεπώς, το  $x$  δεν περιλαμβάνει το  $x_1$  σαν 0101. Το  $x$  περιλαμβάνει το  $x_1$  σαν  $-1 + 1 - 1 + 1$ , το οποίο είναι η διαμορφωμένη BPSK μορφή του 0101. Άρα πρέπει να αφαιρέσουμε αυτή την διαμορφωμένη BPSK μορφή του στοιχείου  $x_1$  πολλαπλασιασμένη με το βάρος  $\sqrt{a_1} = 0.836$  από το  $x$ . Μετά την αφαίρεση θα είναι όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.7. Παρατηρούμε πως αυτό το γράφημα είναι όμοιο με τα κλιμακούμενα δεδομένα του χρήστη 2. [9]

Τελειώσαμε με το βήμα 2 και προχωράμε στο βήμα 3 τώρα. Μετά την αφαίρεση, πρέπει απλά να αποκωδικοποιήσουμε το προκύπτον σήμα χρησιμοποιώντας BPSK όπως πριν. Χρησιμοποιώντας BPSK παρατηρούμε πως το πρώτο και τέταρτο σύμβολο θα αναδιαμορφώνονταν σαν άσσοι και τα άλλα σύμβολα σαν μηδέν. Έτσι το αποδιαμορφωμένο σήμα θα είναι 1001 το οποίο είναι ίδιο με το  $x_2$ . [9]



Σχήμα 3.8: Παράδειγμα αποκωδικοποίησης υπέρθεσης (a) αποκωδικοποιώντας το σήμα του χρήστη 1 (b) αποκωδικοποιώντας το σήμα του χρήστη 2 [11]

Στη γενικότερη περίπτωση, για να αποκωδικοποιήσουμε την υπερτιθέμενη πληροφορία σε κάθε δέκτη, ο Cover πρότεινε πρώτος την τεχνική SIC [11]. Το SIC εκμεταλλεύεται τις προδιαγραφές στις διαφορές της ισχύος της ενέργειας μεταξύ των σημάτων ενδιαφέροντος. Η βασική ιδέα του SIC είναι πως τα

σήματα των χρηστών αποκωδικοποιούνται διαδοχικά. Αφού ένα σήμα ενός χρήστη έχει αποκωδικοποιηθεί, αφαιρείται από το συνολικό σήμα πριν την αποκωδικοποίηση του σήματος του επόμενου χρήστη. Όταν εφαρμόζεται το SIC, ένα από τα σήματα των χρηστών αποκωδικοποιείται, αντιμετωπίζοντας το άλλο σήμα χρήστη σαν παρεμβολή, αλλά το ακόλουθο σήμα αποκωδικοποιείται με το πλεονέκτημα πως το σήμα του προηγούμενου έχει ήδη αφαιρεθεί. Όμως, πριν το SIC, οι χρήστες έχουν ταξινομηθεί σύμφωνα με την ισχύ του σήματος τους, έτσι ώστε ο δέκτης να μπορεί να αποκωδικοποιήσει το πιο δυνατό σήμα πρώτα, να το αφαιρέσει από το συνολικό σήμα, και να απομονώσει το ασθενέστερο σήμα από τα υπόλοιπα. Κάθε χρήστης αποκωδικοποιείται αντιμετωπίζοντας τους υπόλοιπους χρήστες, σαν παρεμβολείς που επιδρούν ως θόρυβος στην λήψη του επιθυμητού σήματος [11].

Το Σχήμα 3.8 μας παρουσιάζει την τεχνική για να αποκωδικοποιήσουμε το υπερτιθέμενο σήμα (Σχήμα 3.5) στην μεριά του δέκτη. Εδώ, το σημείο αστερισμού του χρήστη 1 αποκωδικοποιείται πρώτα στο λαμβανόμενο σήμα. Στην συνέχεια η αποκωδικοποίηση του σημείου αστερισμού του χρήστη 2 εκτελείται σε σχέση με το αποκωδικοποιημένο σημείο αστερισμού του χρήστη 1. Εν συντομία, η συγκεκριμένη διαδικασία η οποία εμπλέκεται στην αποκωδικοποίηση του υπερτιθέμενου σήματος μπορεί να εκφραστεί μαθηματικά ως εξής [11]:

- 1) Στον χρήστη 1, ένας μονός-χρήστη αποκωδικοποιητής  $g_1: C^T \rightarrow \{0, 1\}^{2^{TR_1}}$  αποκωδικοποιεί τα μηνύματα  $S_1(n)$  με το να φέρεται σαν θόρυβος το  $S_2(n)$ .
- 2) Στον χρήστη 2 εκτελούμε τα παρακάτω βήματα για να ανακτήσουμε με επιτυχία το μήνυμα από το εισερχόμενο σήμα  $Y_2(n)$ :

- Αποκωδικοποίηση του μηνύματος του χρήστη 1  $S_1(n)$  με το να χρησιμοποιήσουμε τον μονό χρήστη αποκωδικοποιητή  $g_1: C^T \rightarrow \{0, 1\}^{2^{TR_1}}$ .
- Αφαιρούμε  $\sqrt{P\beta_1}h_2S_1(n)$  από το λαμβανόμενο σήμα  $Y_2(n)$  όπου

$$Y'_2(n) = Y_2(n) - \sqrt{P\beta_1}h_2S_1(n) \quad (2)$$

όπου  $h_2$  είναι το κέρδος του σύνθετου καναλιού του χρήστη 2.

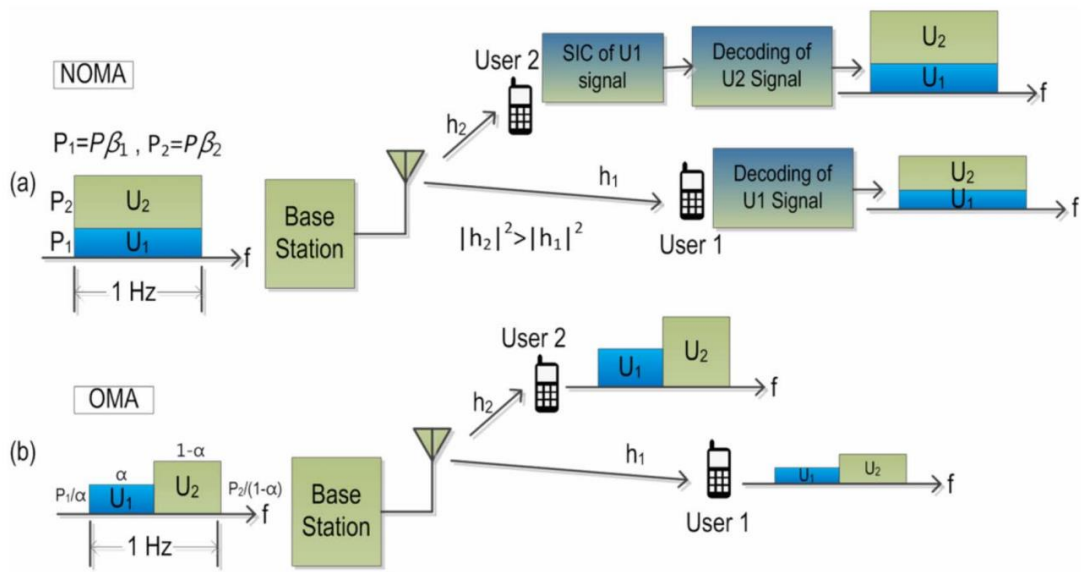
- Αποκωδικοποίηση του μηνύματος του χρήστη 2  $S_2(n)$  με το να εφαρμόσουμε άλλο ένα μονό χρήστη αποκωδικοποιητή  $g_2: C^T \rightarrow \{0, 1\}^{2^{TR_2}}$  στο  $Y'_2(n)$ .

Σε αυτό το σημείο έχουμε καλύψει πως λειτουργούν τα δυο σημαντικά κομμάτια του NOMA, η υπέρθεση και η διαδοχική ακύρωση παρεμβολής. Είναι σημαντικό να αναφέρουμε ένα τυπικό σχήμα NOMA ώστε να καταλάβουμε πως εφαρμόζονται οι δυο τεχνικές που αναφέραμε πιο πάνω σε ένα πραγματικό σενάριο.

Στο NOMA σενάριο που παρατίθεται στο Σχήμα 3.9 [11] θεωρούμε ένα σενάριο στην κάτω ζεύξη (downlink) μιας κυψέλης στο οποίο υπάρχει ένας σταθμός βάσης (BS), και  $N$  χρήστες  $U_i$ , με το  $i \in N = \{1, 2, \dots, N\}$ , και όλα τα τερματικά έχουν εφοδιαστεί με μία μονή κεραία. Να σημειώσουμε πως ένα παρόμοιο σενάριο μπορεί επίσης να περιγραφεί στην άνω ζεύξη (uplink) και ένα NOMA σχήμα να χρησιμοποιηθεί αντίστοιχα εκεί.

Ο σταθμός βάσης πάντα στέλνει δεδομένα σε όλους τους χρήστες ταυτόχρονα, υπόκειται στον περιορισμό της συνολικής ισχύος  $P$ . Θεωρούμε πως οι ασύρματες συνδέσεις δέχονται ανεξάρτητες και ίδιας κατανομής (independent and identically distributed – i.i.d) μπλοκ Rayleigh εξασθένιση και προσθετικό λευκό Gaussian θόρυβο (AWGN). Τα κανάλια έχουν ταξινομηθεί έτσι ώστε  $0 < |h_1|^2 \leq |h_2|^2 \leq \dots \leq |h_i|^2 \dots \leq |h_N|^2$ , το οποίο υποδηλώνει πως ο χρήστης  $U_i$  πάντα κρατάει το  $i$ th πιο

αδύναμο στιγμιαίο κανάλι. Το NOMA σχέδιο επιτρέπει την ταυτόχρονη εξυπηρέτηση όλων των χρηστών με το να χρησιμοποιεί το συνολικό εύρος ζώνης του συστήματος (BW) για να μεταδώσει τα δεδομένα με την βοήθεια της υπέρθεσης στον σταθμό βάσης και τις SIC τεχνικές αποκωδικοποιήσεις στους χρήστες. Εδώ, πολυπλεξία χρηστών εκτελείται στο πεδίο της ισχύος. Ο σταθμός βάσης εκπέμπει μια γραμμική υπέρθεση δεδομένων  $N$  χρηστών με το να δεσμεύει ένα ποσοστό  $\beta_i$  της συνολικής ισχύος σε κάθε  $U_i$  το οποίο είναι η ισχύς που έχει δεσμευτεί ο  $i$ th χρήστης που ισοδυναμεί με  $P_i = \beta_i P$ . Στο μέρος του δέκτη, κάθε χρήστης αποκωδικοποιεί τα σήματα των μακρινότερων χρηστών τα οποία έχουν μεγαλύτερο συντελεστή βάρους από αυτόν του χρήστη  $U_i$ , δηλ. μπορεί να αποκωδικοποιήσει τα σήματα για κάθε  $U_m$  με  $m < i$ . Τα σήματα από τους μακρινότερους χρήστες τότε αφαιρούνται από το λαμβανόμενο σήμα για να γίνει η αποκωδικοποίηση του σήματος του χρήστη  $U_i$ , για τον οποίο τα σήματα των πιο κοντινότερων (με μικρότερα βάρη) χρηστών,  $U_m$ , με  $m > i$ , φαίνονται σαν παρεμβολή.



Σχήμα 3.9: Πολλαπλή πρόσβαση για ένα σενάριο δυο χρηστών (a) NOMA (b) OMA. [11]

Το λαμβανόμενο σήμα στον χρήστη  $U_i$  μπορεί να γραφεί σαν

$$y_i = h_i x + w_i \quad (3)$$

Εδώ το  $x = \sum_{i=1}^N \sqrt{P\beta_i} S_i$  είναι το υπερτιθέμενο σήμα που έχει μεταδοθεί από τον σταθμό βάσης, με  $S_i$  να είναι το σήμα του χρήστη  $U_i$ . Επίσης το  $w_i$  είναι το AWGN του χρήστη  $U_i$  με μηδενική μέση διασπορά  $\sigma_n^2$ . Όταν στον σταθμό βάσης γίνει υπέρθεση και στον  $U_i$  SIC, και γίνουν με επιτυχία, τότε ο ρυθμός μετάδοσης για τον χρήστη  $U_i$  για 1 Hz BW συστήματος δίνεται από την σχέση

$$R_i = \log_2 \left( 1 + \frac{\beta_i P |h_i|^2}{P |h_i|^2 \sum_{k=i+1}^N \beta_k + \sigma_n^2} \right) \quad (4)$$

Να σημειώσουμε πως ο ρυθμός των δεδομένων του χρήστη  $U_N$  είναι

$$R_N = \log_2 \left( 1 + \frac{\beta_N P |h_N|^2}{\sigma_N^2} \right)$$

μιας και αυτός ο χρήστης έχει αποκωδικοποιήσει επιτυχώς και έχει αφαιρέσει τα σήματα όλων των άλλων χρηστών πριν αποκωδικοποιήσει το δικό του σήμα. [11]

Ας σημειώσουμε επίσης πως ένας δυνατός χρήστης (με ισχυρότερο σήμα λήψης) διαθέτει μια καλύτερη κατάσταση καναλιού, όμως αυτό δεν σημαίνει πως η ισχύς του σήματος είναι πιο δυνατή. Στην πραγματικότητα, μια χαμηλότερη ισχύ εκπομπής εκχωρείται σε έναν δυνατό χρήστη, και σε έναν αδύναμο χρήστη εκχωρείται μεγαλύτερη ισχύς. Με αυτόν τον τρόπο το σήμα του αδύναμου χρήστη είναι το πιο δυνατό, στον χρήστη με το πιο δυνατό κανάλι. Ως εκ τούτου, το NOMA δεν αντιτίθεται στην βασική έννοια του SIC, η οποία λέει πως πρέπει να αποκωδικοποιούμε πρώτα το δυνατό σήμα. Αξίζει να αναφερθεί πως οι δυνατοί χρήστες λαμβάνουν υψηλές παρεμβολές (intra-cell interference) από τους αδύναμους χρήστες, μιας και σχετικά μεγάλη ισχύ εκπομπής δεσμεύεται στους αδύναμους χρήστες. Ωστόσο, αδύναμοι χρήστες δέχονται πιο μικρή παρεμβολή από τους δυνατούς χρήστες μιας και σχετικά πιο μικρή ισχύ εκπομπής δεσμεύεται στους δυνατούς χρήστες και οι δυνατοί χρήστες συνήθως είναι πιο κοντά στον σταθμό βάσης. Το Σχήμα 3.9 απεικονίζει το προαναφερόμενο σχήμα NOMA με δυο χρήστες. Αυτό το σχήμα παρουσιάζει και το OMA για να φανερώσει τα ιδιαίτερα πλεονεκτήματα του NOMA σε σχέση με ένα του OMA. Με NOMA το συνολικό 1Hz BW χρησιμοποιείται ταυτόχρονα από τους δυο χρήστες. Ωστόσο, με το OMA ο χρήστης 1 χρησιμοποιεί  $\alpha$  Hz και τα υπόλοιπα  $(1 - \alpha)$  Hz αναθέτονται στον χρήστη 2. Στο NOMA, ο χρήστης 2 πρώτα πραγματοποιεί SIC για να αποκωδικοποιήσει το σήμα του χρήστη 1, εφόσον το κέρδος καναλιού του χρήστη 2 είναι μεγαλύτερο σε σχέση με του χρήστη 1. Το αποκωδικοποιημένο σήμα τότε αφαιρείται από το λαμβανόμενο σήμα του χρήστη 2. Το προκύπτον σήμα τελικά χρησιμοποιείται για να αποκωδικοποιήσει το σήμα του χρήστη 2. Για τον χρήστη 1, SIC δεν εκτελείται και το σήμα αποκωδικοποιείται κατευθείαν. Έτσι ο εφικτός ρυθμός δεδομένων για τον χρήστη 1 και χρήστη 2 δίνονται από τις εξισώσεις

$$R_1 = \log_2 \left( 1 + \frac{P_1 |h_1|^2}{P_2 |h_1|^2 + \sigma_n^2} \right) \quad (5)$$

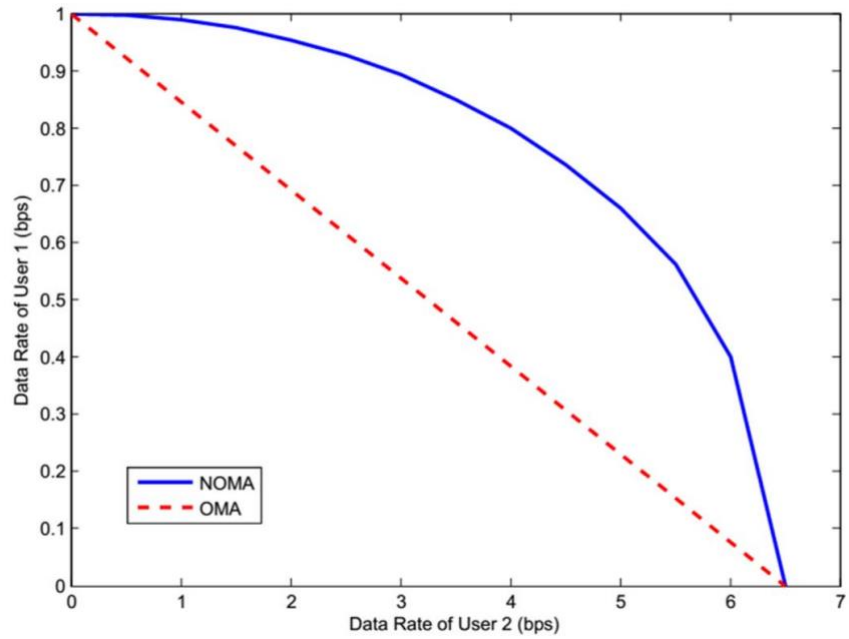
$$R_2 = \log_2 \left( 1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{\sigma_n^2} \right) \quad (6)$$

Για το OMA, ο εφικτός ρυθμός δεδομένων για τον χρήστη 1 και χρήστη 2 δίνονται από τις εξισώσεις

$$R_1 = \alpha \log_2 \left( 1 + \frac{P_1 |h_1|^2}{\sigma_n^2} \right) \quad (7)$$

$$R_2 = (1 - \alpha) \log_2 \left( 1 + \frac{P_2 |h_2|^2}{\sigma_n^2} \right). \quad (8)$$

Είναι ξεκάθαρο από τις (5) και (6) πως το NOMA σχήμα ελέγχει το ρυθμό κάθε χρήστη με το να ρυθμίζει την ποσότητα δέσμευσης ισχύος,  $P_1/P_2$ . Έτσι, ο συνολικός ρυθμός και η αμεροληψία των χρηστών είναι στενά συνδεδεμένα στο σχήμα δέσμευσης ισχύος. Σε ένα ασύμμετρο κανάλι, στο οποίο η αναλογία σήματος προς θόρυβο (SNR) των δυο χρηστών είναι διαφορετική, τότε θεωρείται πως μπορεί να δειχθεί αριθμητικά, πως οι τιμές των  $R_1$  και  $R_2$ , υπολογισμένα από (5) και (6) αντίστοιχα, είναι ιδιαίτερα πολύ πιο υψηλές από αυτές των  $R_1$  και  $R_2$  όπως υπολογίστηκαν από τις (7) και (8). Αυτή η αριθμητική σύγκριση είναι βασικά μια ειδική περίπτωση ανάλυσης χωρητικότητας καναλιού πολλαπλών χρηστών [21]. Το Σχήμα 3.10 μας δίνει μια ιδέα μιας γενικευμένης σύγκρισης χωρητικότητας του NOMA και OMA για δυο χρήστες. Δείχνει πως το όριο των εφικτών ρυθμών ζευγών με το NOMA είναι εκτός περιοχής της χωρητικότητας του OMA γενικά. Ως εκ τούτου, το NOMA είναι αρκετά αποδοτικό σε όρους ρυθμού επιπέδων συστήματος όταν τα κανάλια είναι διαφορετικά για δυο χρήστες. Έτσι, το NOMA θεωρείται μια υποσχόμενη τεχνική πολλαπλής πρόσβασης για μελλοντικές τεχνικές και συστήματα ραδιο-πρόσβασης [11].



Σχήμα 3.10: Περιοχές χωρητικότητων NOMA και OMA στην κάτω ζεύξη [11]

### 3.5 Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκαν οι δυο κύριες τεχνικές του NOMA μαζί με παραδείγματα και μαθηματικές εκφράσεις ώστε να τις καταλάβουμε όσο καλύτερα μπορούμε. Εξηγήσαμε επίσης και τους λόγους που θα θέλαμε να χρησιμοποιήσουμε NOMA σε σχέση με το OMA.

## Κεφάλαιο 4ο: Υπό μελέτη σύστημα

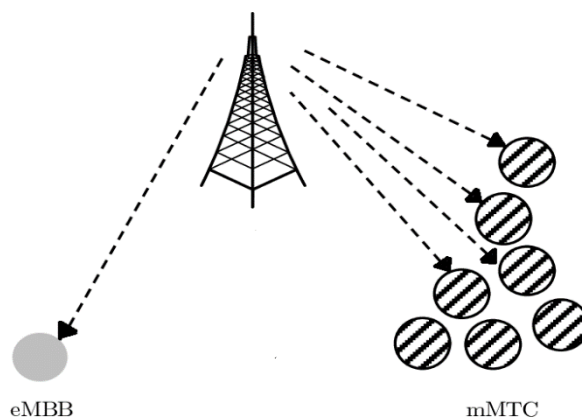
### 4.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται το μοντέλο του συστήματος που βασίζεται στην εργασία [12] και έχει επεκταθεί στην παρούσα εργασία για να συμπεριλάβει διαφορετικές περιπτώσεις χρήσης πολυπλέκοντας με NOMA την πληροφορία ενός eMBB χρήστη με την πληροφορία ενός mMTC (IoT) χρήστη ο οποίος έχει περιορισμούς σε ότι αφορά το εύρος ζώνης που μπορεί να λάβει αλλά και στο είδος της ανίχνευσης που πραγματοποιεί προκειμένου να μπορεί να λειτουργεί αποδοτικά με χαμηλή κατανάλωση ενέργειας.

Το σύστημα περιλαμβάνει έναν πομπό και δυο δέκτες [12]. Ο ένας θα είναι ένας eMBB παραλήπτης ο οποίος χρησιμοποιεί QAM διαμόρφωση και ο άλλος θα είναι ένας mMTC παραλήπτης που χρησιμοποιεί διαμόρφωση δείκτη (Index Modulation – IM).

Ο QAM (Quadrature Amplitude Modulation) παραλήπτης θα είναι ο χρήστης ο οποίος διαθέτει καλύτερο υλικό σύστημα (hardware) και γι' αυτό τον λόγο έχει μια πιο περίπλοκη διαμόρφωση σε σχέση με τον IM παραλήπτη. Αυτό του δίνει την δυνατότητα να λαμβάνει μεγαλύτερη ποσότητα πληροφορίας και να χρησιμοποιεί σύμφωνη ανίχνευση. Ως εκ τούτου, ο QAM χρήστης αναφέρεται σε μια eMBB υπηρεσία.

Ο IM παραλήπτης είναι ο χρήστης ο οποίος έχει απλούστερο υλικό σύστημα και γι' αυτό τον λόγο πραγματοποιεί πιο απλή ανίχνευση. Συγκεκριμένα, λόγω του κατώτερου υλικού συστήματος που διαθέτει η συσκευή δεν μπορεί να υποστηρίξει σύμφωνη ανίχνευση και για αυτόν το λόγο χρησιμοποιεί ασύμφωνη ανίχνευση. Με τα δεδομένα αυτά ο IM χρήστης αντιστοιχεί σε μια υπηρεσία mMTC υπηρεσία η οποία επικεντρώνεται σε συσκευές/υπηρεσίες IoT. Ένα παράδειγμα συσκευών που χρησιμοποιούν IM είναι οι συσκευές στα έξυπνα σπίτια οι οποίες δεν διαθέτουν ακριβό υλικό για το κομμάτι της επικοινωνίας και ούτε χρειάζονται να στέλνουν και να λαμβάνουν μεγάλη ποσότητα πληροφορίας για να λειτουργήσουν σωστά.



Σχήμα 4.1: Σενάριο downlink με έναν σταθμό βάσης (BS) χρησιμοποιώντας τα δυο κατηγορίες υπηρεσιών

Στο συγκεκριμένο σύστημα θα επικεντρωθούμε κυρίως στον IM χρήστη παρά στον QAM χρήστη. Ο σκοπός είναι να παρέχουμε ένα χαμηλό σφάλμα πακέτων για τον IM χρήστη με όσο πιο μικρή κατανάλωση ισχύος γίνεται. Ένα από τα χαρακτηριστικά που συζητήσαμε στο NOMA είναι το επίπεδο ισχύος που εκχωρεί ο πομπός στις συσκευές. Για τον IM χρήστη θέλουμε να έχουμε ένα μικρό επίπεδο

ισχύος αφού δεν χρειάζεται μεγάλη ισχύ εκπομπής και ο QAM χρήστης να έχει το μεγαλύτερο επίπεδο ισχύος μιας και θα χρειαστεί μεγάλη ισχύ εκπομπής για να υποστηρίξει την eMBB υπηρεσία η οποία παρέχει υψηλό ρυθμό πληροφορίας (data rate). Ένα σχηματικό παράδειγμα του συστήματός φαίνεται στο Σχήμα 4.1, στο οποίο η συσκευή eMBB μπορεί να είναι ένα κινητό, virtual headset, laptop και οι συσκευές mMTC να είναι συσκευές IoT.

Σε αυτό το σημείο έχουμε πάρει μια μικρή ιδέα ως προς το μοντέλο του συστήματος και μπορούμε να προχωρήσουμε με τον τρόπο που δουλεύει και τις ιδιαιτερότητες του.

## 4.2 Πομπός

### 4.2.1 Πολυπλεξία σημάτων IM και QAM

Όπως αναφέραμε πιο πάνω έχουμε δυο χρήστες, έναν eMBB (QAM χρήστη) και έναν mMTC (IM χρήστη). Ο σταθμός βάσης (BS) θα χρησιμοποιήσει ένα απλό, ειδικά σχεδιασμένο OFDM-IM/OFDM-QAM σχήμα για να μεταφέρει την mMTC πληροφορία πάνω στους ήδη υπάρχοντες QAM χρήστες με NOMA τρόπο, το οποίο καλείται IM-QAM NOMA. Άρα με αυτόν τον τρόπο θεωρούμε πως και οι δυο χρήστες αποστέλλουν πληροφορίες χρησιμοποιώντας το ίδιο μπλοκ πόρων (RB) ενός 5G OFDM πλέγματος.

Ας πούμε πως έχουμε  $N$  υποφέροντα με μια συγκεκριμένη αριθμολογία (με το  $N$  να συμβολίζει το μέγεθος FFT) τα οποία έχουν κατανεμηθεί στους δυο χρήστες και ας θεωρήσουμε πως το  $P_t$  είναι η συνολική ισχύς αποστολής πάνω στα  $N$  υποφέροντα. Η ισχύς μοιράζεται στους δυο χρήστες με τον εξής τρόπο:  $P_t^{IM} = \beta P_t$  και  $P_t^{QAM} = (1 - \beta)P_t$  οι οποίες είναι η συνολική ισχύς για τον IM (mMTC) χρήστη και η συνολική ισχύς για τον QAM (eMBB) χρήστη, αντίστοιχα.

Ο σταθμός βάσης κατανέμει  $N \log_2 M$  bit για κάθε OFDM σύμβολο συνολικά για τον QAM χρήστη. Το  $P_t^{QAM}$  θεωρείται πως μοιράζεται ισόποσα σε όλα τα υποφέροντα, οδηγώντας σε μια μέση ισχύ που ισούται με  $P_{sc}^{QAM} = P_t^{QAM}/N$  για κάθε υποφέρουσα. Τα σύμβολα πληροφορίας του QAM χρήστη δημιουργούνται με το συνηθισμένο τρόπο σχηματίζοντας ένα OFDM σύμβολο

$$X = [X_0, X_1, \dots, X_k, \dots, X_{N-1}] \quad (9)$$

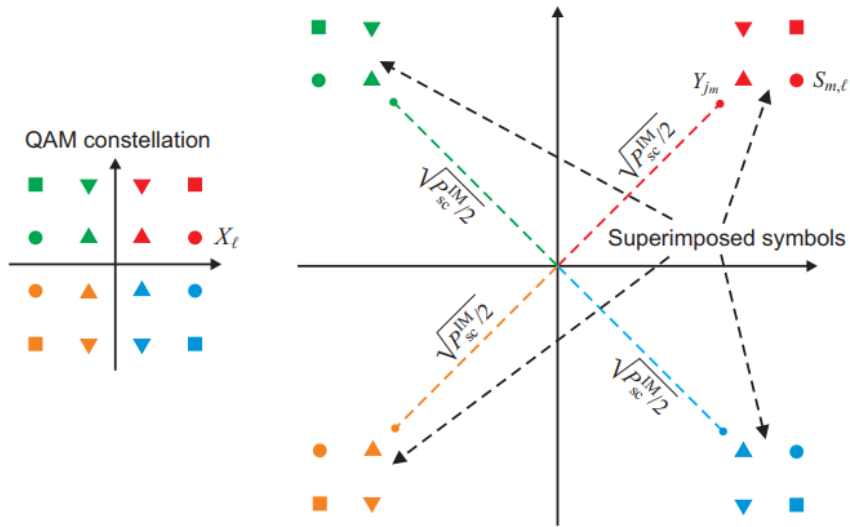
με  $X_k = \sqrt{P_{sc}^{QAM}} x_k$  να είναι ένα MQAM σύμβολο, όπου  $x_k = k_{QAM}[\pm(2p-1) \pm j(2q-1)]$  με  $j = \sqrt{-1}$  και  $p, q \in \{1, \dots, \sqrt{M}/2\}$  και έχει γίνει κανονικοποίηση με  $k_{QAM} = \sqrt{2(M-1)/3}$  για να κρατήσουμε μια μέση ισχύ ίση με μονάδα για όλα τα MQAM σύμβολα.

Για τον IM χρήστη, ο σταθμός βάσης, χωρίζει τα  $N$  διαθέσιμα υποφέροντα σε  $G$  ομάδες των  $Q$  υποφερόντων η καθεμία, όπου το  $Q$  είναι δύναμη του δυο και αντιστοιχίζει  $\log_2 Q$  bits πληροφορίας σε κάθε ομάδα, ενεργοποιώντας ένα από τα  $Q$  υποφέροντα. Σε αυτό το πλαίσιο ο συνολικός αριθμός των υποφερόντων πρέπει να είναι ένας ακέραιος αριθμός πολλαπλάσιος του  $Q$ . Έτσι ο αριθμός των ομάδων είναι επίσης ακέραιος αριθμός και ίσος με  $G = N/Q$ . Ο συνολικός αριθμός των bits για κάθε OFDM σύμβολο ισούται με  $G \log_2 Q$  οδηγώντας σε μια φασματική απόδοση λιγότερη από 0.5 b/s/Hz η οποία αντιστοιχεί σε  $Q = 2$ , όπου ένα bit αποστέλλεται με κάθε ζευγάρι υποφερόντων. Η συνολική απεσταλμένη ισχύ  $P_t^{IM}$  προς τον IM χρήστη διαιρείται ισόποσα πάνω σε όλα τα ενεργά υποφέροντα οδηγώντας σε μια ισχύ ίση με  $P_{sc}^{IM} = P_t^{IM}/G$  για κάθε ενεργό υποφέρων. Άμα υποθέσουμε ισόποση κατανομή ισχύος στους eMBB και mMTC χρήστες, δηλαδή επιλέξουμε  $\beta = 0.5$ , προκύπτει πως  $P_t^{IM} = P_t^{QAM}$  ή  $G P_{sc}^{IM} = N P_{sc}^{QAM}$ , καταλήγοντας ότι  $P_{sc}^{IM} = Q P_{sc}^{QAM}$ . Αυτό σημαίνει ότι υπάρχει ένα κέρδος

ισχύος τάξης  $Q$  στο επίπεδο των υποφερόντων για τον mMTC χρήστη που χρησιμοποιεί IM σε σχέση με τον eMBB χρήστη που χρησιμοποιεί QAM. Αυτό είχε ήδη σημειωθεί σε προηγούμενες μελέτες OFDM-IM [28], όπου χρησιμοποιήθηκαν περισσότερα από ένα ενεργά υποφέροντα, με το κάθε ένα να κουβαλάει πρόσθετα bits πληροφορίας μέσω ενός QAM συμβόλου. Στη περίπτωση του σχήματος που μελετούμε, η πληροφορία του IM χρήστη έχει οργανωθεί σε  $G$  ομάδες και τα  $\log_2 Q$  bits ορίζουν το ενεργό υποφέρον σε κάθε ομάδα, σχηματίζοντας για την  $m$ th ομάδα ( $0 \leq m \leq G - 1$ ), το διάνυσμα

$$Y_m = [0, \dots, Y_{j_m}, \dots, 0]_{(1 \times Q)} \quad (10)$$

όπου  $j_m$  ( $0 \leq j_m \leq Q - 1$ ), είναι η θέση του ενεργού υποφέροντος η οποία προκύπτει με βάση τα bits πληροφορίας του IM χρήστη.



Σχήμα 4.2: Υπέρθωση IM συμβόλου σε ένα QAM σύμβολο [12]

Η τιμή του  $Y_{j_m}$  (το οποίο καλείται IM σύμβολο) επιλέγεται με συγκεκριμένους κανόνες, για να επιτρέψουμε ελάχιστη παρεμβολή από τον eMBB χρήστη στον mMTC χρήστη και αντίστροφα. Πιο συγκεκριμένα  $Y_{j_m} = \sqrt{P_{sc}^{IM}}/2 y_{j_m}$ , με το  $y_{j_m}$  να σχηματίζεται με βάση το υπάρχον MQAM σύμβολο του eMBB χρήστη όπως δείχνει το Σχήμα 4.2:

$$y_{j_m} = \begin{cases} 1 + j, & \Re\{X_\ell\} > 0, \Im\{X_\ell\} > 0 \\ -1 + j, & \Re\{X_\ell\} < 0, \Im\{X_\ell\} > 0 \\ -1 - j, & \Re\{X_\ell\} < 0, \Im\{X_\ell\} < 0 \\ 1 - j, & \Re\{X_\ell\} > 0, \Im\{X_\ell\} < 0 \end{cases} \quad (11)$$

όπου  $\Re\{\cdot\}$  και  $\Im\{\cdot\}$  δηλώνουν το πραγματικό και φανταστικό κομμάτι αντίστοιχα της έκφρασης και  $\ell = (m - 1)G + j_m$  δηλώνει τη θέση του ενεργού υποφέροντος της  $m$ th ομάδας υποφερόντων.  $X_\ell$  είναι το αντίστοιχο σύμβολο QAM του eMBB χρήστη στο ενεργό υποφέρον του IM χρήστη. Το IM σύμβολο έχει υπερτεθεί στο συγκεκριμένο QAM σύμβολο για να σχηματίσει το διάνυσμα

$$S_m = [S_{m,0}, \dots, S_{m,k'}, \dots, S_{m,Q-1}] \quad (12)$$

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  $k' = j_m$ . Το απεσταλμένο OFDM σύμβολο έχει σχηματιστεί με το να συνδυάσουμε τα  $G$  διανύσματα  $S_m$  για να μας δώσει

$$S = [S_0, \dots, S_m, \dots, S_{G-1}]_{(1 \times N)} \quad (13)$$

Για να μπορούμε να ανακτήσουμε την πληροφορία του σχήματος IM του mMTC χρήστη, δηλαδή το ενεργό υποφέρον μεταξύ των  $Q$  υποφερόντων από κάθε ομάδα, το σήμα υπέρθεσης του ενεργού υποφερόντος θα πρέπει να είναι ευδιάκριτο από τα QAM σύμβολα των μη ενεργών υποφερόντων. Είναι προφανές από το Σχήμα 4.2 πως όταν το  $\beta$  μειώνεται (το  $P_{sc}^{IM}$  πλησιάζει το  $P_{sc}^{QAM}$ ), η χαμηλότερη ισχύς σημείου αστερισμού του υπερτιθέμενου συμβόλου πλησιάζει στην υψηλή ισχύ σημείου αστερισμού του MQAM στο ίδιο τεταρτημόριο. Θεωρώντας, χωρίς απώλεια γενικότητας, πως τα υπερτιθέμενα και τα QAM σύμβολα υπάρχουν στο πρώτο (πάνω δεξιά) τεταρτημόριο, αυτά τα δυο σημεία συμπίπτουν όταν

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

ή

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

Έτσι, πρέπει να υπάρχει μια συνθήκη για τα σύμβολα μεταξύ των ενεργών υπερτιθέμενων IM-QAM και των μη ενεργών (QAM) υποφερόντων ώστε να είναι διακριτά. Για να το επιτύχουμε αυτό θα πρέπει η αναλογία ισχύος μεταξύ των δύο χρηστών να είναι μεγαλύτερη από:

$$r_p = \frac{P_T^{IM}}{P_T^{QAM}} = \frac{3(\sqrt{M}-2)^2}{Q(M-1)} \quad (14)$$

Αυτή η αναλογία παρέχει ένα όριο στις δυνατότητες ανίχνευσης του IM σήματος στον mMTC δέκτη. Άμα μεταβούμε σε χαμηλότερη τιμή αναλογίας τότε το IM σήμα θα παρουσιάσει πάρα πολλά σφάλματα και πρακτικά δε θα μπορεί να ανιχνευθεί το ενεργό φέρον μεταξύ των ανενεργών. Αντικαθιστώντας  $P_T^{IM} = \beta P_T$  και  $P_T^{QAM} = (1-\beta)P_T$ , στην (14), παίρνουμε

$$\beta > \frac{r_p}{1+r_p} \quad (15)$$

Αυτός είναι ο κανόνας έτσι ώστε η ανίχνευση του σήματος IM στον δέκτη του χρήστη mMTC να είναι εφικτή.

Για την ολοκλήρωση της δημιουργίας του εκπεμπόμενου σήματος ακολουθεί IFFT προκειμένου να μετατρέψουμε το σήμα από το πεδίο της συχνότητας στο πεδίο του χρόνου, με βάση τη σχέση

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} S_{m,k} e^{\frac{j2\pi nk}{N}}, 0 \leq n \leq N-1, 0 \leq m \leq G-1. \quad (16)$$

Στο σύστημα που έχουμε υλοποιούμε επαναλήψεις στην συχνότητα όπου χωρίζουμε το συνολικό αριθμό υποφερόντων στα δύο, δηλαδή  $\frac{N}{2} + \frac{N}{2} = N$  και επαναλαμβάνουμε τα ίδια σύμβολα IM (την ίδια πληροφορία) και στις δύο ομάδες υποφερόντων. Αυτό το κάνουμε για να μειώσουμε την πιθανότητα

σφάλματος μιας και επαναλαμβάνουμε τα σύμβολα του IM σήματος που αφορούν στον mMTC χρήστη (όχι τα QAM σύμβολα του eMBB χρήστη όπου η επεξεργασία γίνεται ανεξάρτητα).

Στη συνέχεια εισάγεται κυκλικό πρόθεμα (cyclic prefix – CP) και πραγματοποιείται τυπική I/Q διαμόρφωση των δειγμάτων του χρόνου.

#### 4.2.2 Κυκλικός έλεγχος πλεονασμού (CRC)

Ένας έλεγχος που θα εφαρμόσουμε στο σύστημα μας για να γνωρίζει ο δέκτης άμα το πακέτο που έλαβε ήταν σωστό θα είναι το CRC (Cyclic Redundancy Check) το οποίο μας δίνει την δυνατότητα να ελέγχουμε το λαμβανόμενο πακέτο στον δέκτη βάση των CRC bits που δημιουργούνται από τα bits πληροφορίας του σήματος. Ο δέκτης με το που λάβει αυτά τα CRC bits και τα bits πληροφορίας ελέγχει εάν αυτά τα CRC bits που έλαβε είναι ταυτόσημα με τα CRC bits που δημιουργεί από τα λαμβανόμενα bits πληροφορίας του πακέτου. Έτσι δίνεται στον δέκτη η ικανότητα να γνωρίζει άμα το πακέτο που έλαβε είναι σωστό ή λάθος.

#### 4.2.3 Συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου (Sliding Network Coding – SNC)

Για να καταφέρουμε να έχουμε αρκετά υψηλή αξιοπιστία, θα μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε πρωτόκολλα αυτόματης αίτησης επανάληψης (Hybrid Automatic Repeat Request – HARQ)[14][15]. Αυτά τα πρωτόκολλα όμως δεν είναι ιδανικά λόγω της καθυστέρησης που προκαλούν μιας και ο πομπός θα πρέπει να περιμένει να λάβει ένα σήμα επιβεβαίωσης από τον δέκτη πριν στείλει το επόμενο πακέτο. Ένας αποδοτικός τρόπος να μειώσουμε την καθυστέρηση του HARQ είναι να εκμεταλλευτούμε το διαφορισμό μετάδοσής (transmit diversity). Αυτό σημαίνει πως τα ίδια πακέτα μπορούν να στέλνονται πολλές φορές χωρίς επιβεβαίωση, τεχνική που συνήθως ονομάζεται  $K$ -επανάληψων ( $K$ -repetition) [16][17]. Χρησιμοποιώντας  $K$ -επανάληψεις, η πιθανότητα το πακέτο να ληφθεί επιτυχώς, αυξάνεται με τον αριθμό των επαναλήψεων. Δηλαδή  $K$ , το οποίο οδηγεί σε χαμηλή καθυστέρηση αποκωδικοποίησης, με κόστος τη μείωση της φασματικής απόδοσης κατά ένα παράγοντα  $K$ . Αυτή η τεχνική, πολλές φορές χρησιμοποιείται για να επιτύχουμε μια συγκεκριμένη καθυστέρηση, με την προϋπόθεση πως το εύρος ζώνης είναι άφθονο [18].

Για να επιτύχουμε χαμηλές απαιτήσεις καθυστέρησης στο 5G, όπως έχει παρουσιαστεί στην εργασία [18], μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την κωδικοποίηση δικτύου (Network Coding - NC), η οποία είναι μια δρομολόγηση multicast traffic [19][20].

Τα NC πακέτα είναι γραμμικοί συνδυασμοί των πρωτότυπων πακέτων δεδομένων και αυτά μεταδίδονται μαζί με τα πρωτότυπα πακέτα δεδομένων. Τα NC πακέτα δημιουργούνται χρησιμοποιώντας ένα κινούμενο παράθυρο (Sliding Window) των πρωτότυπων πακέτων δεδομένων και γι' αυτό τον λόγο, η προσέγγιση αυτή ονομάζεται συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου (Sliding Network Coding – SNC). Αυτή η προσέγγιση επιτρέπει στον δέκτη να αποκωδικοποιήσει μια σειρά από κωδικοποιημένα πακέτα πολύ γρήγορα με μια συγκεκριμένη καθυστέρηση αποκωδικοποίησης. Σαν αποτέλεσμα, όταν ένας πομπός δημιουργεί μια ακολουθία από πακέτα με ένα συγκεκριμένο ρυθμό και θέλει να παραδώσει κάθε πακέτο με μια εγγυημένη καθυστέρηση, η συγκεκριμένη προσέγγιση μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να μας δώσει μεγάλη ροή μετάδοσης και αξιοπιστία. Στην εργασία [13] εξηγούνται αναλυτικά τα πλεονέκτημα της συρόμενης κωδικοποίησης δικτύου. Έτσι, για να μειώσουμε την πιθανότητα σφάλματος bit (Bit Error Probability – BEP) ή πακέτου (Packet Error Probability – PEP) του mMTC χρήστη εφαρμόζουμε SNC (Sliding Network Coding) στο σύστημα μας. Η πιο απλή εξήγηση για το SNC είναι πως στέλνουμε επαναλήψεις πακέτων με συνδυασμό των προηγούμενων απεσταλμένων πακέτων. Αυτό μας δίνει την δυνατότητα να υπάρξει μικρότερο σφάλμα πακέτου μιας

και στέλνουμε επαναλήψεις. Ταυτόχρονα επειδή στέλνουμε τα προηγούμενα πακέτα, έχουμε την δυνατότητα να διορθώσουμε τυχόν σφάλματα πακέτων με τον συνδυασμό των τωρινών και των προηγούμενων πακέτων.

Το SNC μπορεί να προσφέρει βελτιωμένη αξιοπιστία σε σχέση με τις  $K$ -επαναλήψεις, όπου κάθε πακέτο επανεκπέμπεται αυτούσιο, με μια σχετική μικρή καθυστέρηση αποκωδικοποίησης για κάθε πακέτο. Συγκεκριμένα, το SNC μπορεί να πάρει τα πλεονεκτήματα και των  $K$ -επαναλήψεων και του NC και να τα χρησιμοποιήσει. Για να καταλάβουμε πως δουλεύει το SNC ας υποθέσουμε πως έχουμε 2 επαναλήψεις με το  $K$  να συμβολίζει τις επαναλήψεις ( $K = 2$ ) και οι  $K$  επαναλήψεις αντιστοιχούν σε ένα μπλοκ το οποίο συμβολίζεται με  $m$  (άρα το μπλοκ 1 έχει δυο επαναλήψεις, το μπλοκ 2 επίσης έχει δυο επαναλήψεις και ούτε κάθε εξής).

Στο παρακάτω πίνακα μπορούμε να δούμε την συγκεκριμένη περίπτωση που αναφερόμαστε.

Πίνακας 4.1: Παράδειγμα SNC με  $K = 2$  και καθυστέρηση ενός μπλοκ. [13]

$m$	1	2	3	4	...
$V_{1,m}$	$X_1$	$X_2$	$X_3$	$X_4$	...
$V_{2,m}$	$X_1$	$X_1 \oplus X_2$	$X_2 \oplus X_3$	$X_3 \oplus X_4$	...

Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε η πρώτη επανάληψη κάθε φορά σε κάθε μπλοκ είναι το καινούργιο πακέτο (π.χ. το μπλοκ 2 σαν πρώτη επανάληψη έχει το πακέτο  $X_2$ ). Η δεύτερη επανάληψη κάθε φορά είναι συνδυασμός του προηγούμενου πακέτου με το τωρινό πακέτο (εκτός από την πρώτη αποστολή/πρώτο μπλοκ στο οποίο στέλνουμε το ίδιο πακέτο δυο φορές). Όπως αναφέραμε πιο πάνω το ιδιαίτερο κομμάτι αυτής της τεχνικής επαναλήψεων είναι πως ενώ κάνουμε επαναλήψεις για να μειώσουμε το BER ταυτόχρονα διορθώνουμε πακέτα που είναι λάθος χρησιμοποιώντας των συνδυασμό των προηγούμενων και τωρινών πακέτων.

Μπορούμε επίσης να παρατηρήσουμε πως οι δεύτερες επαναλήψεις κάνουν XOR τα δυο πακέτα (εκτός από το πρώτο μπλοκ). Για να καταλάβουμε πως δουλεύει η XOR εδώ ας δώσουμε ένα παράδειγμα. Ας υποθέσουμε πως το πρώτο πακέτο  $X_1$  έχει τα bits  $X_1 = 1100$  και το δεύτερο πακέτο έχει τα bits  $X_2 = 1001$ . Η XOR των δυο αυτών πακέτων θα μας δώσει τα bits  $X = 0101$ , με αυτό το καινούργιο πακέτο  $X$  και των συνδυασμό των πακέτων  $X_1$  και  $X_2$  μπορούμε να διορθώσουμε λανθασμένα πακέτα. Πχ ας πούμε πως τα πακέτα  $X$  και  $X_1$  είναι σωστά όμως το  $X_2$  το λάβαμε λάθος. Σε αυτήν την περίπτωση άμα κάνουμε  $X \oplus X_1$  θα μας δώσει τα bits 1001 το οποίο είναι το πακέτο  $X_2$ . Το ίδιο μπορούμε να κάνουμε άμα τα πακέτα  $X$  και  $X_2$  είναι σωστά όμως το  $X_1$  το λάβαμε λάθος. Τότε η XOR των  $X \oplus X_2$  θα μας δώσει τα bits 1100 άρα το πακέτο  $X_1$ .

Με αυτό το απλό παράδειγμα μπορούμε να δούμε πως υλοποιείται το κομμάτι της διόρθωσης πακέτων. Άρα εάν γνωρίζουμε πως η δεύτερη επανάληψη (το πακέτο με την XOR) είναι σωστή τότε με την βοήθεια της πρώτης επανάληψης μπορούμε να βρούμε εάν το προηγούμενο πακέτο ήταν λάθος. Αυτό μπορεί να γίνει και ανάποδα όμως, εφόσον γνωρίζουμε πως το πακέτο XOR είναι σωστό και το προηγούμενο πακέτο ήταν σωστό, τότε μπορούμε να βρούμε εάν η πρώτη επανάληψη ήταν λάθος.

Το παράδειγμα που μόλις δώσαμε είναι μια απλή εκδοχή για το πως δουλεύει η συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου, παρακάτω θα εξηγήσουμε μια πιο πρακτική προσέγγιση και στην συνέχεια εξηγήουμε πως δουλεύει ο αλγόριθμος που θα χρησιμοποιήσουμε.

Για να απεικονίσουμε την ιδέα του SNC, ας θεωρήσουμε ένα παράδειγμα όπου έχουμε  $K = 2$  ακολουθώντας τη λογική της εργασίας [13]. Ας πούμε πως ένα μπλοκ αποτελείται από δυο διαδοχικές

θύρες δηλωμένες σαν  $(V_{1,m}, V_{2,m})$ . Εδώ, το  $V_{k,m}$  είναι το NC πακέτο που στάλθηκε από την  $k$ th θύρα του μπλοκ  $m$ . Όπως βλέπουμε στο Σχήμα 4.3, για παράδειγμα τα NC πακέτα δίνονται. Για  $m \geq 2$ , έχουμε

$$(V_{1,m}, V_{2,m}) = (X_m, X_{m-1} \oplus X_m). \quad (17)$$

Στο τέλος του μπλοκ  $m$ , ας υποθέσουμε πως ο δέκτης πρέπει να αποκωδικοποιήσει το  $X_{m-1}$ . Για παράδειγμα ας πούμε  $m = 4$  και ο δέκτης θα αποκωδικοποιήσει το  $X_3$ . Τότε, έχουμε  $V_{1,4} = X_4$  και  $V_{2,4} = X_3 \oplus X_4$ . Επιπλέον, ο δέκτης έχει επίσης  $V_{1,3} = X_3$  και  $V_{2,3} = X_2 \oplus X_3$ . Ας υποθέσουμε πως όλα τα προηγούμενα πακέτα έχουν αποκωδικοποιηθεί σωστά. Αυτό πάει να πει πως το  $X_1$  και  $X_2$  έχουν αποκωδικοποιηθεί. Τότε, βάσει του **A1**, η πιθανότητα σφάλματος αποκωδικοποίησης του  $X_3$  είναι:

$$P_3 = \underbrace{\varepsilon^2}_{a} \underbrace{(1 - (1 - \varepsilon)^2)}_b = 2\varepsilon^3 - \varepsilon^4. \quad (18)$$

Το κομμάτι (α) είναι λόγω της πιθανότητας σφάλματος αποκωδικοποίησης όταν ο δέκτης λαμβάνει  $V_{1,3} = X_3$  και αυτό όταν  $V_{2,3} = X_2 \oplus X_3$  (εφόσον το  $X_2$  θεωρείται πως αποκωδικοποιήθηκε σωστά, το  $X_3$  μπορεί να αποκωδικοποιηθεί άμα το  $X_2 \oplus X_3$  έχει αποκωδικοποιηθεί σωστά, το οποίο σημαίνει πως η πιθανότητα σφάλματος αποκωδικοποίησης με το  $X_2 \oplus X_3$  είναι  $\varepsilon$ ). Το κομμάτι (β) είναι λόγω της αποκωδικοποίησης σφάλματος όταν το  $X_3$  είναι να αποκωδικοποιηθεί με το  $V_{2,4} = X_3 \oplus X_4$  και  $V_{1,4} = X_4$ . Για επιτυχημένη αποκωδικοποίηση του  $X_3$ , πρέπει το  $V_{2,4}$  και  $V_{1,4}$  να αποκωδικοποιηθούν σωστά. Έτσι, η σχετική πιθανότητα σφάλματος αποκωδικοποίησης είναι  $1 - (1 - \varepsilon)^2$ . Μπορεί επίσης να δειχθεί πως το  $X_1$  αποκωδικοποιείται για  $m = 2$  με την παρακάτω πιθανότητα σφάλματος αποκωδικοποίησης:

$$P_1 = \varepsilon^2(1 - (1 - \varepsilon)^2) = P_m = 2\varepsilon^3 + O(\varepsilon^4) \quad (19)$$

για  $m \geq 2$ .

Για να δούμε τα πλεονεκτήματα του SNC σε σύγκριση με της  $K$ -επαναλήψεις, ας θεωρήσουμε ένα παράδειγμα με  $\varepsilon = 0.01$  και μια πιθανότητα σφάλματος αποκωδικοποίησης στόχου  $p_{err} = 10^{-5}$ . Όταν χρησιμοποιούνται οι  $K$ -επαναλήψεις πρέπει να έχουμε  $K \geq 3$ . Στην άλλη περίπτωση με το SNC όπως βλέπουμε παραπάνω,  $K = 2$  είναι αρκετό για να έχουμε πιθανότητα σφάλματος αποκωδικοποίησης ίση με  $2\varepsilon^3 = 2 \times 10^{-6}$ . Αυτό ισχύει για ένα μικρό αριθμό θυρών για κάθε μπλοκ (ή επαναλήψεις), μια χαμηλότερη πιθανότητα σφάλματος αποκωδικοποίησης μπορεί να επιτευχθεί χρησιμοποιώντας SNC.

Για καθυστέρηση αποκωδικοποίησης συγκριτική με της  $K$ -επαναλήψεις, το SNC έχει μια πρόσθετη καθυστέρηση ενός μπλοκ όπου  $X_{m-1}$  θα αποκωδικοποιηθεί στο τέλος του μπλοκ  $m$ . Να σημειωθεί πως η προκύπτουσα προσέγγιση αναφέρεται σαν SNC, γιατί το  $V_{2,m}$ , το οποίο είναι η XOR δυο πακέτων  $X_{m-1}$  και  $X_m$ , είναι ένας γραμμικός συνδυασμός των πακέτων μεταξύ ενός κινούμενου παραθύρου δυο διαδοχικών πακέτων (αυτό γίνεται προφανές με  $K \geq 2$ ).

Πίνακας 4.2: Παράδειγμα SNC με  $K = 2$  και καθυστέρηση δυο μπλοκ. [13]

$m$	1	2	3	4	...
$V_{1,m}$	$X_1$	$X_2$	$X_3$	$X_4$	...
$V_{2,m}$	$X_1$	$X_1 \oplus X_2$	$X_1 \oplus X_3$	$X_2 \oplus X_4$	...

Ας σημειώσουμε πως μη επιτυχημένες αποκωδικοποιήσεις των πακέτων δεδομένων θα έχουν σαν αποτέλεσμα ακόλουθα σφάλματα αποκωδικοποίησης, πράγμα που σημαίνει πως υπάρχει διάδοση

σφαλμάτων στο SNC. Έτσι, μπορεί να είναι αναγκαίο να μειώσουμε την πιθανότητα σφάλματος αποκωδικοποίησης του πρώτου πακέτου  $X_1$ . Για αυτή την περίπτωση ας θεωρήσουμε το Πίνακα 4.2. Μπορεί να δειχθεί εύκολα πως το  $X_1$  μπορεί να αποκωδικοποιηθεί με  $m = 3$  με την ακόλουθη πιθανότητα αποκωδικοποίησης σφάλματος:

$$P_1 = \varepsilon^2(1 - (1 - \varepsilon)^2)^2 = 4\varepsilon^4 + O(\varepsilon^5). \quad (20)$$

Μπορούμε να δούμε πως έχουμε αυτήν την μείωση της πιθανότητας σφάλματος αποκωδικοποίησης για το  $X_1$  με κόστος καθυστέρησης. Άρα το  $X_{m-2}$  μπορεί να αποκωδικοποιηθεί στο μπλοκ  $m$ .

Στο σύστημα που υλοποιήσαμε επιλέξαμε την απλούστερη (πρώτη) εκ των δύο μεθόδων παρά το γεγονός ότι μπορεί να υπάρχει διάδοση σφαλμάτων, προκειμένου να διατηρήσουμε χαμηλή την καθυστέρηση και ευκολότερο τον προγραμματισμό των εκπομπών. Εξάλλου δεν είναι ιδιαίτερα πιθανό να υπάρχει όφελος με την υλοποίηση του Πίνακα 3 καθώς το κανάλι διατηρείται σταθερό για αρκετά πακέτα πληροφορίας (αργές διαλείψεις) αφού κάθε πακέτο του χρήστη mMTC αντιστοιχίζεται σε ένα OFDM slot, δηλαδή σε 1 ms το πολύ. Δεδομένου ότι οι χρήστες mMTC έχουν γενικά πολύ χαμηλή κινητικότητα, το κανάλι αναμένεται να είναι σταθερό για αρκετά slot.

### 4.3 Μοντέλο καναλιού

Το κανάλι είναι μοντελοποιημένο σαν Rayleigh κανάλι διαλείψεων με  $L$  διαδρομές και με κρουστική απόκριση  $h_u = [h_{0,u}, h_{1,u}, \dots, h_{L-1,u}]$  όπου τα  $h_{l,u}$  ( $0 \leq l \leq L - 1$ ) ακολουθούν μιγαδική κανονική (Gaussian) κατανομή με μηδενική μέση τιμή και διακύμανση ίση με  $1/L$  και ο δείκτης  $u$  δηλώνει τον χρήστη που «βλέπει» το συγκεκριμένο κανάλι, δηλ. τον eMBB ή τον mMTC. Θεωρούμε πως το μήκος του CP είναι πάντα μεγαλύτερο από  $L$ , έτσι ώστε η διασυμβολική παρεμβολή σε διαδοχικά OFDM σύμβολα να έχει εξουδετερωθεί. Επίσης, θεωρούμε πως έχουμε αργή εξασθένηση έτσι ώστε το κανάλι να παραμένει σταθερό πάνω σε ένα χρονικό διάστημα.

Στους IM και QAM δέκτες, το λαμβανόμενο σήμα αποδιαμορφώνεται με I/Q στο πεδίο του χρόνου, το CP αφαιρείται και μετά εκτελείται ο FFT για να μεταφέρει το σήμα στο πεδίο της συχνότητας για περαιτέρω επεξεργασία. Το σήμα στο πεδίο της συχνότητας πάνω στο  $m$ th μπλοκ των  $Q$  υποφερόντων μπορεί να γραφεί σαν

$$R_m = H_m S_m^T + Z_m \quad (21)$$

όπου  $(\cdot)^T$  δηλώνει τον ανάστροφο πίνακα,  $H_m = \text{diag}\{\tilde{H}_m\}$  με  $\tilde{H}_m = [H_{m,0}, \dots, H_{m,Q-1}]$  είναι το διάνυσμα κέρδους του καναλιού στο πεδίο της συχνότητας.  $Z_m = [Z_{m,0}, \dots, Z_{m,Q-1}]^T$  είναι το διάνυσμα του προσθετικού μιγαδικού λευκού Gaussian θορύβου των δειγμάτων, κάθε ένα από τα οποία ακολουθεί μιγαδική Gaussian τυχαία κατανομή με μηδενική μέση τιμή και απόκλιση  $\sigma_{n,sc}^2$  για κάθε υποφέρον.

Ας σημειώσουμε πως στο δέκτη ο παράγοντας της απεσταλμένης ισχύος  $P_T$ , που περιλαμβάνεται στο  $S_m$ , αντικαθίσταται με  $P_R^{IM} = P_T/L_{IM}$  και  $P_R^{QAM} = P_T/L_{QAM}$ , δηλαδή τη συνολική μέση λαμβανόμενη ισχύ για τον mMTC (IM) και τον eMBB (QAM) χρήστη αντίστοιχα, όπου με  $L_{IM}$  και  $L_{QAM}$  συμβολίζονται οι απώλειες του καναλιού λόγω της απόστασης (συμπεριλαμβανομένων και των απωλειών σκίασης), όπως γίνονται αντιληπτές από κάθε δέκτη. Οι απώλειες είναι διαφορετικές για κάθε χρήστη αφού αυτοί βρίσκονται σε διαφορετικές θέσεις. Συνεπώς, η μέση λαμβανόμενη ισχύς σε κάθε υποφέρον θα είναι  $P_{sc}^{IM} = P_R^{IM}/G$  και  $P_{sc}^{QAM} = P_R^{QAM}/N$  για τον χρήστη mMTC και τον χρήστη eMBB, αντίστοιχα.

## 4.4 Δέκτες

### 4.4.1 Δέκτης eMBB

Ο eMBB δέκτης χρησιμοποιεί σύμφωνη ανίχνευση όπως περιγράφεται στην εργασία [12]. Θεωρούμε πως ο δέκτης έχει πλήρη γνώση του καναλιού με τη χρήση κατάλληλων πιλοτικών συμβολών. Για την ανίχνευση του σήματος QAM που τον αφορά, χρησιμοποιεί ακύρωση παρεμβολής.

Αρχικά πραγματοποιείται σύμφωνη ανίχνευση του IM σήματος, ακολουθούμενη από διαδοχική ακύρωση παρεμβολής του ανιχνευμένου συμβόλου IM, ζυγισμένου σωστά με το αντίστοιχο κέρδος καναλιού, στο ανιχνευμένο ενεργό υποφέρον.

Στη συνέχεια, γίνεται κλασική MQAM ανίχνευση σε όλα τα υποφέροντα που φέρουν IM σύμβολα. Εννοείται πως δεν υπάρχει παρεμβολή από τον IM χρήστη στον QAM χρήστη στα μη ενεργά υποφέροντα, ενώ σωστή ανίχνευση του IM σήματος, δίνει τη δυνατότητα πλήρους ακύρωσης της παρεμβολής από τα ενεργά υποφέροντα επίσης.

Τώρα για την πιθανότητα σφάλματος bit (BEP) του QAM χρήστη όπως βλέπουμε στην εργασία [12], θα πρέπει να σημειώσουμε πως άμα προκύψει κάποιο σφάλμα στην ανίχνευση του IM σήματος τότε θα επηρεάσει δυο QAM σύμβολα (υποφέροντα) για κάθε ομάδα υποφερόντων, εφόσον άμα επιλεγεί λάθος ενεργό υποφέρον τότε μπορεί να καταλήξει σε σφάλμα και για το σωστό και για το υποτιθέμενο ενεργό υποφέρον, από τον ανιχνευτή IM λόγω της εσφαλμένης ακύρωσης παρεμβολής. Ας υποθέσουμε πως το  $p_c$  και  $p_e$  είναι οι πιθανότητες να ανιχνεύσουμε το QAM σύμβολο σωστά και λάθος αντίστοιχα, χωρίς καμία υπέρθεση στο σήμα. Η πιθανότητα  $P_{c|s}^{QAM}$  ένα QAM σύμβολο να ανιχνευτεί σωστά όταν υπάρχει υπέρθεση IM μπορεί να γραφτεί εξής

$$P_{c|s}^{QAM} = P\{QAM\ corr. | IM\ corr.\}P\{IM\ corr.\} + P\{QAM\ corr. | IM\ incorr.\}P\{IM\ incorr.\} \quad (22)$$

όπου  $P\{QAM\ corr. | IM\ corr.\}$  είναι η πιθανότητα το QAM σύμβολο να είναι σωστό υπό συνθήκη ότι το IM σύμβολο είναι σωστό,  $P\{QAM\ corr. | IM\ incorr.\}$  είναι η πιθανότητα το QAM σύμβολο να είναι σωστό υπό συνθήκη ότι το IM σύμβολο είναι εσφαλμένο και  $P\{IM\ corr.\}$ ,  $P\{IM\ incorr.\}$  Είναι οι πιθανότητες να είναι το σύμβολο IM σωστό ή λάθος, αντίστοιχα. Αν υποθέσουμε πως το QAM σύμβολο ανιχνεύεται πάντα λάθος όταν το ενεργό υποφέρον ανιχνεύεται λάθος, τότε μπορούμε να καταστήσουμε τον δεύτερο όρο της δεξιάς μεριάς της (22) και να γράψουμε

$$P_{c|s}^{QAM} \cong (1 - p_e)(1 - P_e^{IM})$$

ή (23)

$$P_{e|s}^{QAM} \cong p_e + P_e^{IM} - p_e P_e^{IM}$$

όπου  $P_e^{IM} = 1 - P_c^{IM}$ , και  $P_{e|s}^{QAM} = 1 - P_{c|s}^{QAM}$ . Αφαιρώντας τον όρο  $p_e P_e^{IM}$  μιας και είναι αμελητέος σε σχέση με τους δυο πρώτους, μπορούμε να γράψουμε την συνολική πιθανότητα σφάλματος του QAM χρήστη σε ένα σύνολο  $Q$  υποφερόντων, ως εξής

$$P_e^{QAM} \approx \frac{2}{Q}(p_e + P_e^{IM}) + \frac{Q-2}{Q}p_e = p_e + \frac{2}{Q}P_e^{IM}. \quad (24)$$

Εφόσον η πιθανότητα σφάλματος του IM χρήστη αναμένεται να είναι πολύ μικρότερη από την πιθανότητα σφάλματος του QAM χρήστη, μπορούμε να αφαιρέσουμε το  $P_e^{IM}$  από την (24) και να

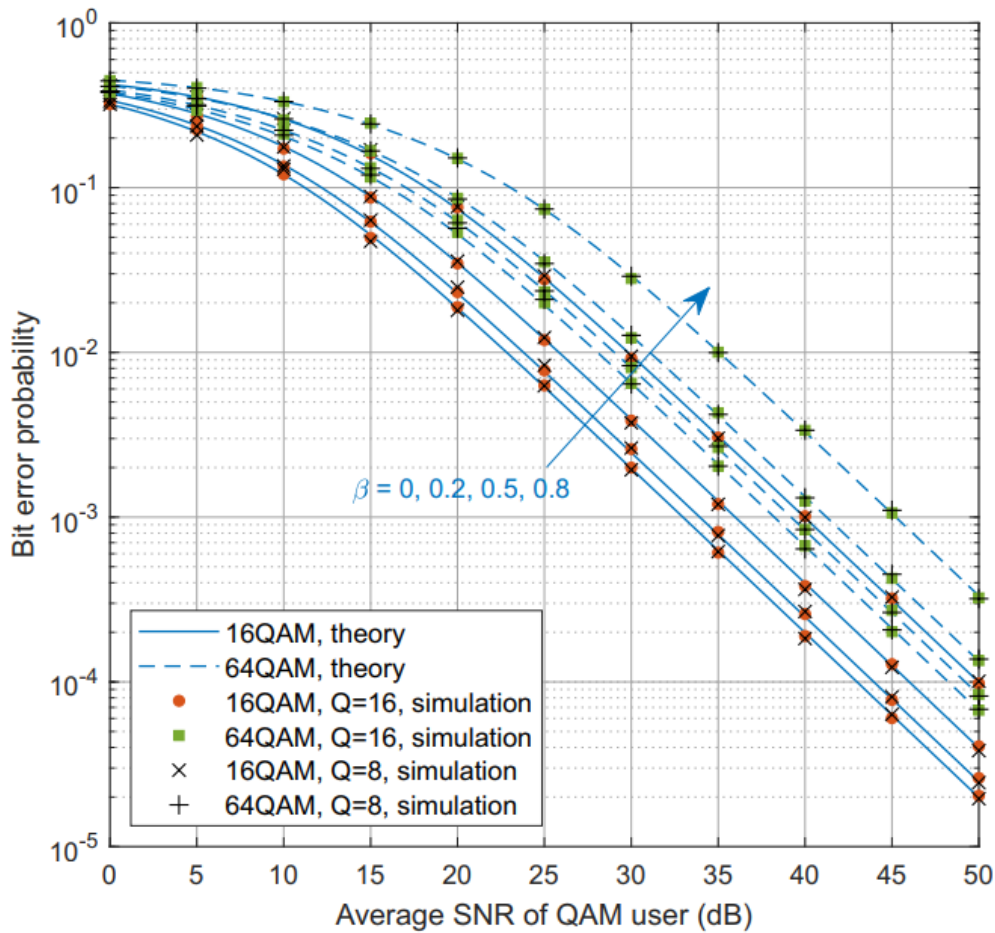
προσεγγίσουμε την πιθανότητα σφάλματος του QAM χρήστη σαν να μην υπήρχε υπέρθεση. Βάσει αυτών των υποθέσεων και υπολογίζοντας επίσης πως η ισχύς του QAM σήματος έχει κλιμακωθεί με το  $(1 - \beta)$ , λόγω του διαμοιρασμού της ισχύος με το IM σήμα, η εξίσωση που χρησιμοποιούμε για να εκτιμήσουμε την πιθανότητα σφάλματος bit του QAM χρήστη, πάνω σε ένα μη επιλεκτικό Rayleigh κανάλι είναι [12]

$$P_b^{QAM} \approx \frac{2}{\log_2 M} \sum_{m=1}^{\sqrt{M}-1} c_m^{\sqrt{M}} \left( \frac{1 - b_m}{2} \right) \quad (25)$$

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

$$\gamma_m = (2m - 1)^2 \frac{3 \log_2 \sqrt{M}}{(M - 1) \log_2 M} (1 - \beta) SNR^{QAM}, \quad (26)$$

όπου το  $SNR^{QAM} = P_R^{QAM} / \sigma_n^2$  δηλώνει την μέση σηματοθορυβική σχέση στον QAM χρήστη και ο συντελεστής  $c_m^{\sqrt{M}}$  μπορεί να υπολογιστεί αναδρομικά, ανάλογα την αντιστοίχιση bit που έχουμε.[12]



Σχήμα 4.3: Αποτελέσματα πιθανότητας σφάλματος bit, θεωρίας και προσομοίωσης για τον QAM χρήστη σε κανάλι Rayleigh,  $N = 256$ , διαφορά μεγέθη συνόλου συμβόλων QAM, ομάδων υποφερόντων και τιμών του  $\beta$ . [12]

Το Σχήμα 4.3 παρουσιάζει τα αποτελέσματα πιθανότητας σφάλματος bit του QAM σήματος με διάφορες τιμές  $M$ , γκρι κωδικοποίηση, μέγεθος ομάδας υποφερόντων  $Q$ , και διάφορες τιμές  $\beta$  πάνω σε ένα Rayleigh κανάλι. Τα θεωρητικά αποτελέσματα υπολογίστηκαν από τις (25) και (26), χωρίς να υπολογίζουμε την επίδραση του IM σήματος, όπως εξηγείται πιο πάνω. Αυτό μας δείχνει πως άμα υπάρχει επαρκής ισχύς που έχει ανατεθεί στον IM χρήστη, πάνω από την ισχύ που έχει ανατεθεί στον QAM χρήστη, η πιθανότητα σφάλματος του QAM χρήστη και η συνολική του επίδοση ουσιαστικά δεν θα επηρεάζεται [12].

#### 4.4.2 Δέκτης mMTC

Στον δέκτη του mMTC χρήστη πραγματοποιείται ασύμφωνη ανίχνευση. Η ανίχνευση γίνεται απευθείας (θεωρώντας το σήμα MQAM ως παρεμβολή) χωρίς όμως να γίνεται ακύρωσή της παρεμβολής. Στην ουσία βρίσκουμε το ενεργό υποφέρον από όλα τα υποφέροντα της κάθε ομάδας. Αυτό μπορεί να εκφραστεί μαθηματικά ως εξής:

$$\hat{j}_m = \arg \max_i \{|r_i|^2\}, 1 < i < Q \quad (27)$$

όπου  $r_i$  είναι τα δείγματα των  $Q$  υποφερόντων. Αυτό που κάνουμε είναι να βρίσκουμε την μέγιστη ισχύ από τα  $Q$  υποφέροντα που έχουμε. Το επιλεγμένο σύμβολο αντιστοιχίζεται στα bits από τα οποία προήλθε και στη συνέχεια όλα τα bits συγκεντρώνονται και σχηματίζουν το πακέτο πληροφορίας.

Στη συνέχεια θα εξηγήσουμε πως γίνεται η αποκωδικοποίηση SNC με τη χρήση του αλγορίθμου για το σύστημά μας χρησιμοποιώντας SNC με βάση το λογικό διάγραμμα στο Σχήμα 4.5.

Αρχικά πρέπει να ελέγξουμε εάν μόλις τώρα ξεκινήσαμε τη ροή δεδομένων. Αυτό το κάνουμε γιατί εάν μόλις τώρα ξεκινήσαμε να στέλνουμε πακέτα δεδομένων, αυτό σημαίνει πως δεν έχουμε προηγούμενο πακέτο  $V_{1,m-1}$ . Σε αυτή την περίπτωση πρέπει να ορίσουμε το προηγούμενο πακέτο ίσο με μηδέν και ταυτόχρονα να ορίσουμε την κατάσταση του προηγούμενου πακέτου ως αληθή,  $Vstatus_{m-1} = True$ . Τέλος μηδενίζουμε επίσης το πρώτο υπό-πακέτο σε περίπτωση που έχει κρατήσει μια τιμή από προηγούμενη εκπομπή  $V_{1,m} = 0$ .

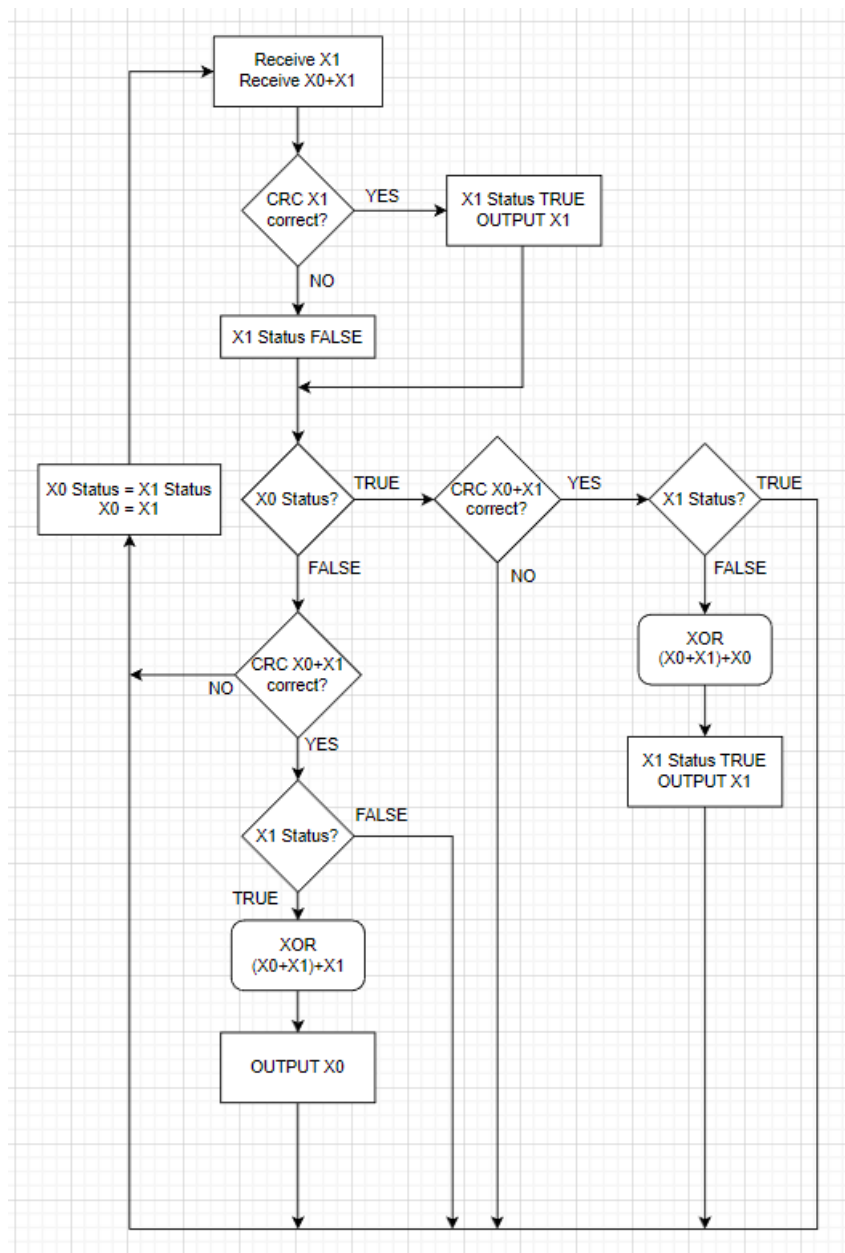
Στην συνέχεια έχουμε το πακέτο που μόλις στείλαμε το οποίο αποτελείται από δυο υπό-πακέτα, το πρώτο υπό-πακέτο  $V_{1,m}$  είναι το πρωτότυπο πακέτο δεδομένων και το δεύτερο υπό-πακέτο  $V_{2,m}$  είναι η XOR του πρωτότυπου πακέτου δεδομένων  $V_{1,m}$  με το προηγούμενο πρωτότυπο πακέτο δεδομένων  $V_{1,m-1}$ .

Εφόσον καταλάβαμε από τι αποτελείται ένα πακέτο, τώρα μπορούμε να ξεκινήσουμε τους ελέγχους σφάλματος.

Αρχικά ελέγχουμε εάν το πρωτότυπο πακέτο δεδομένων  $V_{1,m}$  έχει σφάλμα με τη χρήση του CRC. Στην περίπτωση που δεν υπάρχει σφάλμα τότε αποθηκεύουμε τα bits του και ορίζουμε την κατάσταση του σε αληθή, δηλαδή  $Vstatus_{1,m} = True$ . Στην περίπτωση που υπάρχει σφάλμα δεν αποθηκεύουμε τα bits του και ορίζουμε την κατάσταση του σε ψευδή, δηλαδή  $Vstatus_{1,m} = False$ .

Σαν δεύτερο βήμα στους ελέγχους σφάλματος έχουμε τον έλεγχο του προηγούμενου πακέτου  $V_{1,m-1}$ . Εφόσον η κατάσταση του προηγούμενου πακέτου είναι αληθής, τότε κάνουμε τον έλεγχο εάν το πρώτο υπό-πακέτο είναι λάθος  $Vstatus_{1,m} = False$  και το δεύτερο υπό-πακέτο είναι σωστό  $Verr_{2,m} = 0$  (εφόσον ισούται με 0, τότε σημαίνει πως είναι σωστό – στην περίπτωση που ισούταν με 1 τότε σημαίνει πως είναι λάθος). Εάν οι παραπάνω έλεγχοι αληθεύουν τότε προχωράμε στην ανάκτηση του πρώτου υπό-πακέτου με την χρήση της XOR στο δεύτερο υπό-πακέτο με το προηγούμενο πακέτο  $V_{1,m} =$

$V_{2,m} \oplus V_{1,m-1}$  και τέλος ορίζουμε την κατάσταση του πρώτου υπό-πακέτου σε αληθή, δηλαδή  $Vstatus_{1,m} = True$ . Στην περίπτωση που ο πρώτος έλεγχος που κάναμε για το εάν το προηγούμενο πακέτο ήταν λάθος τότε δεν μπορούμε να επαναφέρουμε το πρώτο υπό-πακέτο.



Σχήμα 4.4: Λογικό διάγραμμα αποκωδικοποίησης SNC

Τελικός έλεγχος σφαλμάτων είναι να ελέγξουμε εάν το προηγούμενο πακέτο είναι λάθος  $Xstatus_{m-1} = False$ . Στην περίπτωση που είναι, τότε κάνουμε τον έλεγχο για να διαπιστώσουμε εάν το δεύτερο υπό-πακέτο είναι σωστό. Εφόσον αυτό είναι λάθος τότε τελειώνει ο έλεγχος και μετράμε ένα εσφαλμένο πακέτο, εάν το δεύτερο υπό-πακέτο όμως είναι σωστό  $Verr_{2,m} = 0$ , τότε κάνουμε τον έλεγχο μήπως το πρώτο υπό-πακέτο είναι επίσης σωστό  $Vstatus_{1,m} = True$ . Εφόσον και τα δυο είναι σωστά τότε μπορούμε να επαναφέρουμε το προηγούμενο πακέτο με το να κάνουμε XOR το πρώτο και δεύτερο υπό-πακέτο  $V_{1,m-1} = V_{1,m} \oplus V_{2,m}$ . Στην περίπτωση που το πρώτο υπό-πακέτο ήταν λάθος τότε

μετράμε ένα εσφαλμένο πακέτο (είτε το πρώτο είτε το δεύτερο υπό-πακέτο είναι λάθος μετράμε ένα εσφαλμένο πακέτο).

Πριν τελειώσουμε με το SNC πρέπει να αποθηκεύσουμε την κατάσταση του πρώτου υπό-πακέτου σαν κατάσταση του προηγούμενου πακέτου και να αποθηκεύσουμε τα δεδομένα του πρώτου υπό-πακέτου σαν δεδομένα του προηγούμενου πακέτου (αυτό το κάνουμε για να μπορούμε να κάνουμε τους ελέγχους για το επόμενο πακέτο). Τέλος αποθηκεύουμε τα bits πληροφορίας ώστε να μπορούμε να τα χρησιμοποιήσουμε για το επόμενο πακέτο.

#### **4.5 Επίλογος**

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο παρουσιάσαμε την αρχή λειτουργίας του συστήματος και εξηγήσαμε την κωδικοποίηση δικτύου. Στη συνέχεια αναφερθήκαμε στην συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου και ακολούθως εξηγήσαμε τους δυο ανιχνευτές που θα έχει το σύστημα μας.

## Κεφάλαιο 5ο: Προσομοίωση

### 5.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το Κεφάλαιο θα εξηγήσουμε το κομμάτι της προσομοίωσης, κυρίως τις παραμέτρους του συστήματος, από την μεριά του πομπού, του καναλιού, του θορύβου και του δέκτη. Όπως έχουμε αναφέρει εστιάζουμε κυρίως στον IM χρήστη και προσπαθούμε να βρούμε μια ικανοποιητική πιθανότητα σφάλματος. Όπως θα παρατηρήσουμε, η προσομοίωση ασχολείται με τον IM χρήστη και οι μεταβλητές που αφορούν τον IM χρήστη έχουν στην ονομασία τους τα γράμματα IM.

### 5.2 Βασικά μέρη και παράμετροι της προσομοίωσης

Στο παρακάτω Σχήμα 5.1 παρουσιάζεται το λογικό διάγραμμα της προσομοίωσης.

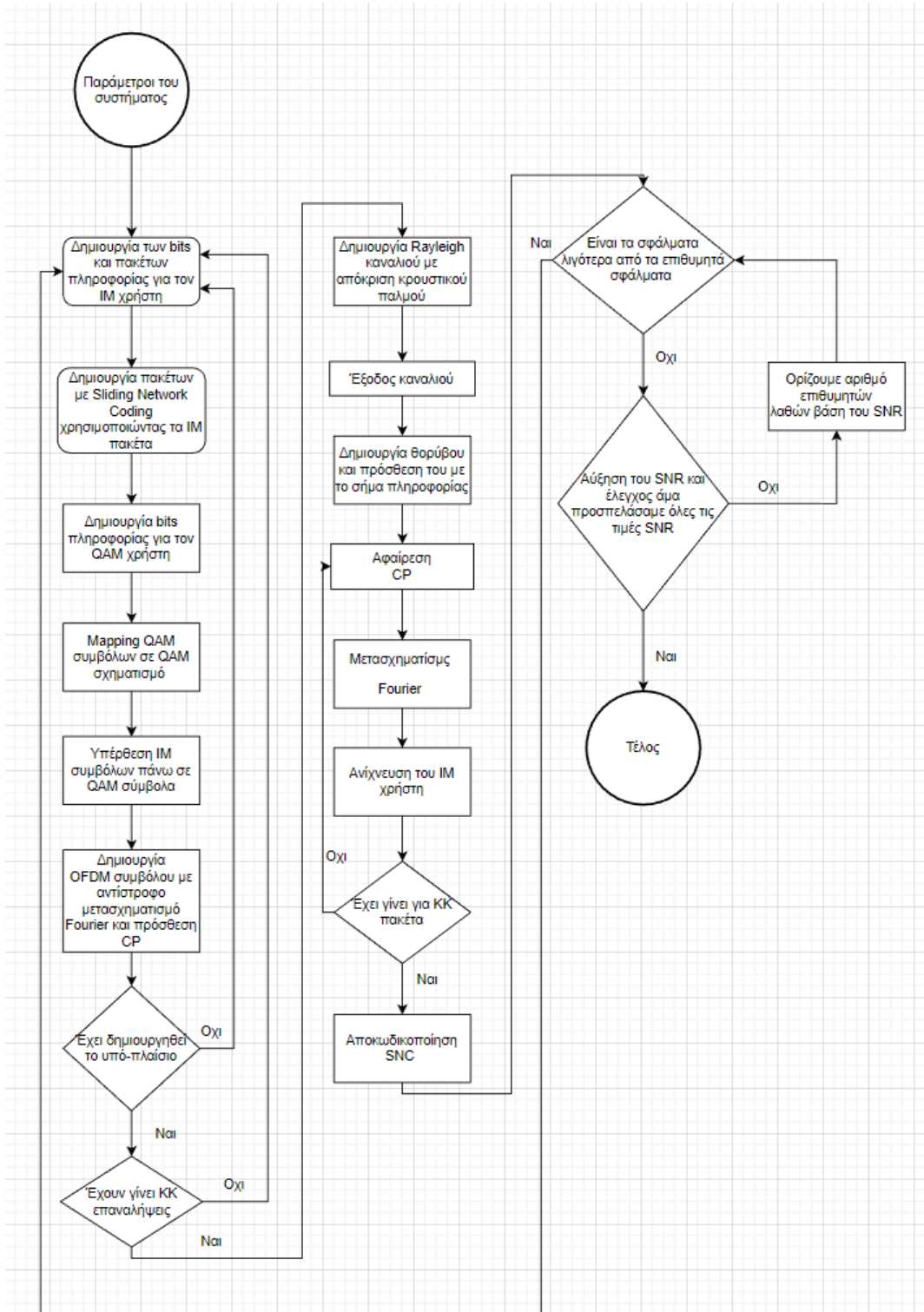
Αρχικά στο script ορίζουμε τις παραμέτρους του συστήματος μας, όπως πόσα υποφέροντα θα έχουμε (**Nused**), πόσα θα βρίσκονται σε κάθε ομάδα (**Subcarriers\_per\_Group**) και πόσες θα είναι οι ομάδες των υποφερόντων (**Number\_of\_SG**). Πόσα QAM σύμβολα θα έχουμε (**M**), το επίπεδο ισχύος που θα έχουν οι χρήστες (**betaIM & betaQAM**), το μέγεθος του Cyclic Prefix (**CP**), το μέγεθος του CRC (**CRC-length**) καθώς και πόσες επαναλήψεις στον χρόνο (**KK**) και στην συχνότητα (**reps**) θα κάνουμε για χαμηλότερη πιθανότητα σφάλματος πακέτου. Επαναλήψεις στον χρόνο σημαίνει πως το ίδιο πακέτο στέλνεται **KK** φορές πριν στείλουμε ένα καινούργιο πακέτο. Επαναλήψεις στην συχνότητα σημαίνει πως μοιράζονται τα υποφέροντα **reps** φορές (εάν το **reps** είναι 2 και τα **Nused** είναι 128 τότε τα πρώτα 64 υποφέροντα θα είναι ίδια με τα τελευταία 64 υποφέροντα, δηλαδή έχουμε την ίδια πληροφορία δυο φορές μέσα σε αυτά τα 128 υποφέροντα). Ορίζουμε επίσης και τις μεταβλητές CRC για τον πομπό και δέκτη (**crcgenerator & crcdetector**) τις οποίες θα τις χρησιμοποιήσουμε για να δημιουργήσουμε τα CRC bits και για να ελέγξουμε αν υπάρχουν σφάλματα. Όπως γνωρίζουμε ένα υπό-πλαίσιο έχει 14 OFDM σύμβολα και τον ρόλο αυτόν τον έχει η μεταβλητή (**Num\_of\_OFDM\_Symbols**). Για να μετράμε πόσα πακέτα (κάθε πακέτο είναι 14 OFDM σύμβολα) έχουμε φτιάξει μέχρι στιγμής χρησιμοποιούμε την μεταβλητή (**Num\_of\_PacketsIM**) και για να μετράμε πόσα πακέτα έγιναν λάθος έχουμε την μεταβλητή (**packets\_errorsIM\_slc**).

### 5.3 Πομπός

Πριν εξηγήσουμε το κομμάτι του πομπού είναι σημαντικό να εξηγήσουμε τους δυο βρόχους που έχουμε. Ο εξωτερικός βρόχος (**for jj = 1:length(SNRdBTotal)**) είναι ο κύριος βρόχος και θα τρέχει μέχρι να φτάσουμε την μέγιστη τιμή του **SNRdBTotal** που έχουμε ορίσει στις παραμέτρους του συστήματος. Αυτό με την σειρά του ορίζει ανάλογα την τιμή του **SNRdBTotal**, πόσα σφάλματα θέλουμε να συλλέξουμε (**required\_errorsIM**). Ο βρόχος (**while packet\_errorsIM\_slc(jj) < required\_errorsIM**) ελέγχει πόσα σφάλματα έχουν γίνει και με το που φτάσουμε τα επιθυμητά σφάλματα το **jj** αυξάνεται και η τιμή του SNR. Στον εσωτερικό βρόχο γίνονται όλοι οι υπολογισμοί για τον πομπό και τον δέκτη.

Τώρα που εξηγήσαμε τους δυο βρόχους μπορούμε να ξεκινήσουμε να εξηγήσουμε πως δουλεύει ο πομπός. Κάθε φορά που ξεκινάμε να δημιουργούμε ένα πακέτο πρέπει να το καταγράφουμε και αυτό το κάνουμε με την μεταβλητή (**Num\_of\_packetsIM**). Η μεταβλητή (**Num\_of\_bitsIM\_Total**) μαζεύει όλα bits που έχουμε δημιουργήσει για τον IM χρήστη για κάθε SNR και ο αριθμός των bits που δημιουργούμε για κάθε πακέτο ορίζεται από την μεταβλητή (**Num\_of\_bitsIM\_per\_packet**). Η δημιουργία των bits γίνεται στην μεταβλητή (**info\_bitsIM\_Total**) με την χρήση της συνάρτησης **rand()** και της

μεταβλητής **Num\_of\_bitsIM\_per\_packet**. Η μεταβλητή (**X1**) αποτελεί τα bits που δημιουργήσαμε + CRC bits (τα οποία θα τα χρησιμοποιήσουμε για να ελέγξουμε εάν υπάρχει σφάλμα στον δέκτη) με μέγεθος **CRC\_length**.



Σχήμα 5.1: Λογικό Διάγραμμα προσομοίωσης

Στην συνέχεια ορίζουμε την μεταβλητή (**XX**) η οποία θα χρησιμοποιηθεί για το Sliding Network Coding. Αυτή η μεταβλητή παίρνει δυο τιμές. Η μια είναι τα bits που μόλις δημιουργήσαμε και η άλλη είναι τα προηγούμενα bits που είχαμε στείλει μαζί με τα τωρινά bits (εάν μόλις ξεκινήσαμε να στέλνουμε πακέτα αυτό σημαίνει πως δεν έχουμε προηγούμενα απεσταλμένα bits). Σε αυτήν την περίπτωση τα προηγούμενα bits τα θεωρούμε όλα μηδενικά και αυτό τον ρόλο παίζει η μεταβλητή **X0** στην αρχή της προσομοίωσης).

```
%% Sliding Network Coding
```

```
XX(1,:) = X1;
XX(2,:) = crcgenerator(xor(X0,info_bitsIM_Total)');
```

Στην συνέχεια πάμε στο κομμάτι της αποστολής των πακέτων, αρχικά ορίζουμε ένα βρόχο στον οποίο θα επαναλαμβάνουμε το πακέτο που πρόκειται να στείλουμε **KK** φορές (**for kloop = 1:KK**).

Ο πιο κάτω βρόχος (**for OFDMSym = 1:Num\_of\_OFDM\_Symbols**) είναι για να δημιουργήσουμε ένα υπό-πλαίσιο.

Η μεταβλητή **Num\_of\_bitsQAM** αποθηκεύει τον αριθμό των bits που χρειαζόμαστε για τον QAM χρήστη ανάλογα τον αριθμό των υποφερόντων και το μέγεθος τις διαμόρφωσης που έχουμε. Η μεταβλητή **info\_bitsQAM** έχει τα bits του QAM χρήστη με την βοήθεια τις συνάρτησης **rand()** αυτή η μεταβλητή ονομάζεται έπειτα **info\_bitsQAM2** και αυτό που αλλάζουμε είναι οι διαστάσεις του πίνακα για να μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την συνάρτηση **qamod** η οποία έχει κάποιες συγκεκριμένες απαιτήσεις σαν εισόδους. Έπειτα στην μεταβλητή **info\_symsQAM** παίρνουμε τον πίνακα που έχουμε φτιάξει από την μεταβλητή **info\_bitsQAM2** και μετατρέπουμε τους δυαδικούς αριθμούς σε δεκαδικούς αριθμούς(πχ το 1001 σε δεκαδικό ισούται με 9). Πιο κάτω στην μεταβλητή (**info\_symbolsQAM**) αντιστοιχούμε τα σύμβολα σε ένα QAM σχηματισμό και κάνουμε κανονικοποίηση την ενέργεια των συμβόλων ώστε να ισούται με μονάδα.

```
Num_of_bitsQAM(jj) = Num_of_bitsQAM(jj)+Nused*k; % Number of info bits
necessary for the number of active subcarriers and the modulation size.
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
info_symsQAM = bi2de(info_bitsQAM2,'left-msb');
```

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

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

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

Στο επόμενο κομμάτι τις προσομοίωσης χρησιμοποιούμε την υπέρθεση και εισάγουμε τα IM σύμβολα πάνω στα QAM σύμβολα.

Στην μεταβλητή **Allbits** θα πάρουμε τις δυο τιμές της μεταβλητής **XX** μια-μια ανάλογα της τιμής του βρόχου.

Η μεταβλητή **Current\_symbols\_bits** παίρνει ένα μέρος των bits του **Allbits** ανάλογα της τιμής του **OFDMSym**.

Στην συνέχεια αφού πήραμε κάποια από τα bits από τον πίνακα **Allbits** τα οποία είναι τα bits του IM χρήστη τα εισάγουμε στην μεταβλητή (**info\_table**) στην οποία αλλάζουμε τις διαστάσεις του πίνακα ώστε να έχουμε ομαδοποιημένα τα bits βάσει των ομάδων των υποφερόντων που έχουμε και τον αριθμό των bits που δημιουργούμε βάσει των υποφερόντων σε κάθε ομάδα. (Ας θυμηθούμε πως σε κάθε ομάδα που έχουμε μόνο ένα υποφέρον είναι ενεργό και αυτό το καθορίζουμε βάσει της τιμής των δυαδικών bits του IM χρήστη για την συγκεκριμένη ομάδα).

Στην μεταβλητή (**active\_SC**) παίρνουμε αυτά τα δυαδικά bits από την μεταβλητή **info\_table** και τα μετατρέπουμε σε δεκαδικά με αυτό τον τρόπο είναι πιο εύκολο να δούμε ποιο υποφέρον μέσα σε μια ομάδα είναι το ενεργό.

Η μεταβλητή (**active\_SC\_reps**) παίρνει τις τιμές των ενεργών υποφερόντων από την μεταβλητή **active\_SC** και αυτό το κάνει για όλα τα 14 OFDM σύμβολα.

Στον βρόχο (**for ii=1:reps\*Number\_of\_SG**) γίνεται το κομμάτι της υπέρθεσης, σε αυτό το σημείο παίρνουμε την δεκαδική τιμή που αποθηκεύσαμε στην μεταβλητή **active\_SC\_reps** η οποία μας λέει πιο είναι το ενεργό υποφέρον και προσθέτουμε την ισχύ του ενεργού υποφέροντος στο QAM σύμβολο. Ανάλογα σε πιο τεταρτημόριο βρίσκεται η θέση του QAM συμβόλου κάνουμε και αυτήν την πρόσθεση ισχύος. Ένα παράδειγμα είναι το παρακάτω σχήμα όπου το QAM σύμβολο βρίσκεται πχ στο πρώτο τεταρτημόριο και με την επιπρόσθετη ισχύ του ενεργού υποφέροντος μετακινείται πάνω δεξιά το QAM σύμβολο. Στο τέλος όλα τα QAM σύμβολα μαζί με την υπέρθεση τους βρίσκονται στην μεταβλητή (**infoA**).

```

for ii=1:reps*Number_of_SG % reps is used when repetitions are engaged
    j = active_SC_reps(ii)+Subcarriers_per_Group*(ii-1);
    QAM_symbol = info_symbolsQAM(j);
    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;
    end
    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;
    end
    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;
    end
    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;
    end
%info_symbolsALL(j) = info_symbolsQAM(j)
+sqrt(IM_power(jj)/2)+sqrt(IM_power(jj)/2)*1i;
%info_symbolsALL(j) = sqrt(IM_power(jj)/2)+sqrt(IM_power(jj)/2)*1i;
end
infoA = info_symbolsALL;

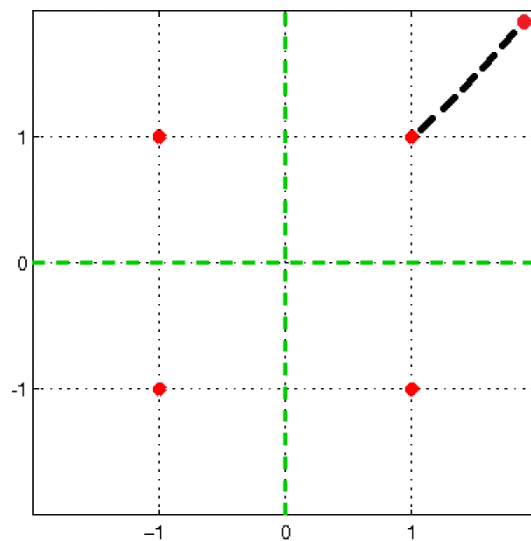
```

Αυτά τα QAM σύμβολα έπειτα περνάνε αντίστροφο μετασχηματισμό fourier και κανονικοποίηση και γίνονται τελικά OFDM σύμβολα στην μεταβλητή (**ofdm\_symbol**).

Εφόσον γίνουν OFDM σύμβολα πρέπει μετά να προσθέσουμε το Cyclic Prefix. Αυτό το κάνουμε με το να παίρνουμε τα τελευταία CP σύμβολα και να τα εισάγουμε στο μπροστά κομμάτι του OFDM συμβόλου μας, αυτή η μεταβλητή μετά είναι η (**tx\_ofdm\_cp**).

Τελικό κομμάτι του πομπού είναι να μαζέψουμε όλα τα 14 OFDM σύμβολα και αυτό το κάνουμε στην μεταβλητή (**tx\_ofdm\_cp\_Total**).

```
%% OFDM symbol generation with IFFT %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
ofdm_symbol = sqrt(N)*ifft(A); % IFFT and normalization of energy to one
tx_ofdm_cp=[ofdm_symbol(N-CP+1:N),ofdm_symbol]; % CP addition
tx_ofdm_cp_Total = [tx_ofdm_cp_Total,tx_ofdm_cp];
```



Σχήμα 5.2: Υπέρθεση ενεργού υπό-φέρον πάνω σε QAM σύμβολο

#### 5.4 Κανάλι και θόρυβος

Σε αυτό το σημείο θα μιλήσουμε για το κανάλι και τον θόρυβο. Αφού έχουμε στείλει το πακέτο (14 OFDM σύμβολα) αυτά περνάνε από το κανάλι το οποίο συμβολίζεται με την μεταβλητή (**h**) το οποίο αποτελείται από τυχαίους περίπλοκους Gaussian αριθμούς.

Το σήμα στην έξοδο του καναλιού έπειτα συμβολίζεται με την μεταβλητή (**rx\_Total**).

Στην συνέχεια δημιουργούμε τον θόρυβο και αυτό γίνεται στην μεταβλητή (**noise\_Total**), έπειτα προσθέτουμε τον θόρυβο με την έξοδο του καναλιού που είχαμε (το πακέτο μας) και το αποτέλεσμα αποθηκεύεται στην μεταβλητή (**rx\_noise\_Total**).

#### 5.5 Δέκτης

Στο κομμάτι του δέκτη το πρώτο πράγμα που πρέπει να κάνουμε είναι να αφαιρέσουμε το Cyclic Prefix.

Αρχικά χρησιμοποιούμε ένα βρόχο (**for kloop = 1:KK**) ώστε να πάρουμε διαδοχικά τα πακέτα.

Στην μεταβλητή (**rx\_noise\_Total\_new**) αυτό που κάνουμε είναι πως παίρνουμε ένα ένα τα πακέτα και να εισάγουμε τα 14 OFDM σύμβολα.

Στην συνέχεια παίρνουμε την μεταβλητή **rx\_noise\_Total\_new** και αλλάζουμε τις διαστάσεις του ώστε να μας διευκολύνει να αφαιρέσουμε το Cyclic Prefix στην επόμενη μεταβλητή. Το αποτέλεσμα της αλλαγής των διαστάσεων είναι στην μεταβλητή (**rx\_wCP\_Total**). Στην ίδια μεταβλητή (**rx\_wCP\_Total**) αφαιρούμε το Cyclic Prefix με το να παίρνουμε το πρώτο μέχρι το CP σύμβολο και να το αδειάζουμε από τον πίνακα.

```
%% CP removal %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
rx_noise_Total_new = rx_noise_Total((kkloop-
1)*(N+CP)*Num_of_OFDM_Symbols+1:kkloop*(N+CP)*Num_of_OFDM_Symbols);
rx_wCP_Total = reshape(rx_noise_Total_new,N+CP,Num_of_OFDM_Symbols);
rx_wCP_Total(1:CP,:)=[];
```

Παρακάτω κάνουμε μετασχηματισμό fourier ώστε να φέρουμε το πακέτο μας στο πεδίο της συχνότητας και αυτό βρίσκεται στην μεταβλητή (**y\_fft\_Total**).

Σε αυτό το σημείο ξεκινάει το κομμάτι τις ανίχνευσης του πακέτου από τον δέκτη.

Την ανίχνευση στον δέκτη την κάνουμε με το να βρίσκουμε ποια σύμβολα μέσα στο πακέτο μας, έχουν πιο πολύ ισχύ, δηλαδή ποια σύμβολα έχουν το ενεργό υποφέρον μαζί τους.

Είναι σημαντικό να θυμηθούμε πως όταν έχουμε επαναλήψεις στην συχνότητα, αυτό σημαίνει πως εάν έχουμε πχ 128 υποφέροντα τα 64 πρώτα υποφέροντα θα είναι ίδια με τα 64 τελευταία (αυτό άμα το **reps** ισούται με 2), αυτό το κάνουμε για να έχουμε μεγαλύτερη ισχύ στο ενεργό υποφέρον (μιας και τα ενεργά υποφέροντα στα 64 πρώτα θα είναι τα ίδια στα 64 τελευταία και τα προσθέτουμε τα δυο τους επιτυγχάνοντας να έχουμε μεγαλύτερη ισχύ) και με αυτό τον τρόπο επιτυγχάνουμε να έχουμε μικρότερη πιθανότητα σφάλματος ανίχνευσης του ενεργού υποφέροντος.

Αυτό που κάνουμε στις μεταβλητές (**yy\_Total\_1** και **yy\_Total\_2**) είναι πως από το σύνολο των συμβόλων που έχουμε στο πακέτο μας, τα πρώτα μισά σύμβολα μοιράζονται στην μεταβλητή **yy\_Total\_1** και τα άλλα μισά στην μεταβλητή **yy\_Total2**. Μετά προσθέτουμε την απόλυτη τετραγωνική τιμή κάθε συμβόλου μεταξύ αυτών των δυο μεταβλητών και το αποθηκεύουμε στην μεταβλητή (**yy\_Total**).

Στο επόμενο κομμάτι κάνουμε την ανίχνευση των συμβόλων και βρίσκουμε σε ποια θέση ανά ομάδα υποφερόντων βρίσκεται το ενεργό υποφέρον με την βοήθεια της συνάρτησης **max()**. Αυτή η συνάρτηση επιστρέφει δυο μεταβλητές την (**MM\_Total\_slc**) η οποία δείχνει την τιμή του συμβόλου το οποίο είχε το ενεργό υποφέρον και την μεταβλητή (**active\_SC\_hat\_Total\_slc**) η οποία δείχνει την θέση του ενεργού υποφέροντος και είναι η μεταβλητή που θα χρησιμοποιήσουμε παρακάτω.

```
%% Detection of IM user %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
yy_Total_1 =
reshape(y_fft_Total(1:Nused/reps,:),Subcarriers_per_Group,Number_of_SG*Num_of_
OFDM_Symbols); % with 2 repetitions in freq
yy_Total_2 =
reshape(y_fft_Total(Nused/reps+1:Nused,:),Subcarriers_per_Group,Number_of_SG*N
um_of_OFDM_Symbols); % with 2 repetitions in freq
yy_Total = abs(yy_Total_1).^2 + abs(yy_Total_2).^2;
```

```
[MM_Total_slc,active_SC_hat_Total_slc] = max(yy_Total,[],1);
```

Στην συνέχεια παίρνουμε την θέση του κάθε ενεργού υποφέροντος και την μετατρέπουμε σε δυαδικό αριθμό από δεκαδικό που ήταν και το αποτέλεσμα το αποθηκεύουμε στην μεταβλητή (**info\_bits\_tab\_Total\_slc\_CRC**).

Πιο κάτω αναδιαμορφώνουμε την μεταβλητή ώστε να έχουμε τα δυαδικά bits σε σειρά για να μας διευκολύνει με τον έλεγχο σφαλμάτων παρακάτω, αυτή η αλλαγή βρίσκεται στην μεταβλητή (**info\_bitsIM\_hat\_Total\_slc\_CRC**).

Τέλος αποθηκεύουμε κάθε πακέτο στην μεταβλητή (**XX\_hat**) και αυτό το κάνουμε μέχρι να τελειώσει ο βρόχος for που έχουμε.

Στο σημείο αυτό έχουμε φτάσει στην αποκωδικοποίηση όπου ελέγχουμε εάν το πακέτο είναι λάθος, με την βοήθεια του CRC και εκμεταλλευόμαστε το Sliding Network Coding. Έχουμε ήδη εξηγήσει πως λειτουργεί το SNC στο υπό-κεφάλαιο 4.2 και ο αλγόριθμος που χρησιμοποιούμε, γι' αυτό τον λόγο απλά παραθέτουμε παρακάτω το σχετικό κώδικα.

```

if Num_of_packetsIM(jj) == 1
    X0_hat = zeros(1,Num_of_bitsIM_per_packet);
    X0_status = 1;
    X1_hat = zeros(1,Num_of_bitsIM_per_packet);
end
[XX_info_hat(1,:),err(1)] = crcdetector(XX_hat(1,:));
[XX_info_hat(2,:),err(2)] = crcdetector(XX_hat(2,:));
if err(1) == 0
    X1_hat = XX_info_hat(1,:);
    X1_status = true;
else
    X1_status = false;
end

if X0_status == true
    % check validity
    if err(2) == 0 && X1_status == false
        X1_hat = xor(X0_hat,XX_info_hat(2,:));
        X1_status = true;
    end
end
if X0_status == false
    if err(2) == 0
        if X1_status == true
            X0_hat = xor(X1_hat,XX_info_hat(2,:));
            %check validity
        else
            packet_errorsIM_slc(jj) = packet_errorsIM_slc(jj)+1;
            %check validity
        end
    else
        packet_errorsIM_slc(jj) = packet_errorsIM_slc(jj)+1;
        %check validity
    end
end
if size(find(X0_hat-X0),2) > 0
    berrorsIM_Total_slc = size(find(X0_hat-X0),2);
    packet_errors_real(jj) = packet_errors_real(jj)+1;

```

```

        bit_errorsIM_Total_slc(jj) = bit_errorsIM_Total_slc(jj)+
berrorsIM_Total_slc;
        fprintf('1. SNRim=%2d Packet errors=%4d Packets=%5d
PER=%e\n',SNRdBTotal(jj),packet_errorsIM_slc(jj),Num_of_packetsIM(jj),packet_e
rrorsIM_slc(jj)/Num_of_packetsIM(jj));
        fprintf('2. SNRim=%2d Real packet errors=%4d Real
PER=%e\n',SNRdBTotal(jj),packet_errors_real(jj),packet_errors_real(jj)/Num_of_
packetsIM(jj));
        end

        X0_status = X1_status; % This is kept for use in the next repetition
        X0_hat = X1_hat;

        %%%% Next line is for the trasmitter %%%%
        X0 = info_bitsIM_Total; % This is kept for use in the next repetition

```

## 5.6 Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκαν τα κύρια μέρη της προσομοίωσης. Αναλύσαμε τις παραμέτρους που έχει η προσομοίωση και εξηγήσαμε πως δουλεύει ο κώδικας.



## Κεφάλαιο 6ο: Αποτελέσματα

### 6.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο θα δείξουμε τα αποτελέσματα που πήραμε από τις προσομοιώσεις που κάναμε. Θα εξηγήσουμε τι ακριβώς δείχνει η κάθε περίπτωση και ποια είναι τα συμπεράσματα που βγαίνουν από κάθε σχήμα και θα περιγράψουμε όλες τις συνθήκες και τις παραμέτρους του συστήματος που προσομοιώνουμε.

### 6.2 Παράμετροι συστήματος

Όπως είχαμε αναφέρει έχουμε δυο είδη χρηστών, έναν eMBB χρήστη και έναν mMTC χρήστη. Εμείς θα ασχοληθούμε με τον mMTC χρήστη και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης που θα δούμε στην συνέχεια αφορούν αυτόν. Ο mMTC χρήστης δεν θα στέλνει μεγάλα πακέτα πληροφορίας και για αυτόν τον λόγο επιλέγουμε να έχει ένα μικρό εύρος ζώνης. Από το εύρος ζώνης εξαρτάται και η κατανάλωση ενέργειας της συσκευής.

Στο σύστημα μας έχουμε υλοποιήσει 3 είδη επαναλήψεων:

1. Επαναλήψεις στην συχνότητα
2. Επαναλήψεις στον χρόνο ή  $K$ -επαναλήψεις
3. Συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου (SNC)

Ο τρόπος που δουλεύουν οι επαναλήψεις στην συχνότητα είναι ο εξής, στις προσομοιώσεις που κάναμε είχαμε 128 υποφέροντα που χρησιμοποιήσαμε για την μετάδοση της πληροφορίας μας. Αυτό που κάνουν οι επαναλήψεις στην συχνότητα είναι να διαιρεί τα υποφέροντα κατά ένα συγκεκριμένο αριθμό. Στην δικιά μας περίπτωση όταν χρησιμοποιούσαμε επαναλήψεις στην συχνότητα οι επαναλήψεις ήταν 2. Άρα τα υποφέροντα θα χωριστούν σε 64-64 υποφέροντα. Το σημαντικό κομμάτι όμως είναι πως και οι δυο 64αδες έχουν την ακριβώς ίδια πληροφορία. Άρα κερδίζουμε στο να μειώνουμε την πιθανότητα σφάλματος πακέτου με το να στέλνουμε την ίδια πληροφορία δυο φορές όμως χάνουμε σε εύρος ζώνης και φασματική αποδοτικότητα.

Οι επαναλήψεις στον χρόνο έχουν παρόμοια λογική όμως δεν γίνονται μέσω των υποφερόντων αλλά γίνονται στον χρόνο. Δηλαδή, άμα δεν εφαρμόζαμε επαναλήψεις στον χρόνο τα πακέτα θα είχαν αυτήν την μορφή  $X_1, X_2, X_3, X_4$ , με το να εφαρμόσουμε επαναλήψεις στον χρόνο τα αντίστοιχα πακέτα θα έχουν την μορφή  $X_1, X_1, X_2, X_2, X_3, X_3, X_4, X_4$ . Στο παράδειγμα που δείξαμε υποθέτουμε πως οι επαναλήψεις στον χρόνο έχουν την τιμή 2, στις προσομοιώσεις που κάναμε όταν χρησιμοποιούσαμε επαναλήψεις στον χρόνο, οι επαναλήψεις ήταν 2 όπως και στο πάνω παράδειγμα. Σε αυτήν την περίπτωση κερδίζουμε πάλι στην μείωση της πιθανότητας σφάλματος πακέτου με το να στέλνουμε τα ίδια πακέτα όμως έχουμε καθυστέρηση και μείωση του ρυθμού πληροφορίας αφού στέλνουμε κάθε πακέτο περισσότερες από μια φορές. Αυτό ταυτόχρονα ισοδυναμεί σε μείωση της φασματικής αποδοτικότητας.

Τέλος στην SNC αυτό που κάνουμε είναι να στέλνουμε το κανονικό πακέτο πληροφορίας μαζί με ένα γραμμικό συνδυασμό του κανονικού πακέτου και του προηγούμενου πακέτου πληροφορίας. Έχουμε ήδη εξηγήσει πως δουλεύει η SNC και για αυτό δεν θα το αναφέρουμε εδώ, στην περίπτωση που χρησιμοποιούμε SNC αυτό που κερδίζουμε είναι καλύτερη πιθανότητα σφάλματος πακέτου σε σχέση με της επαναλήψεις στον χρόνο (όπου θα το δούμε στα αποτελέσματα) και τα αρνητικά του είναι πως

## Κεφάλαιο 6

έχει αντίστοιχη καθυστέρηση και μείωση του ρυθμού πληροφορίας με αυτού των επαναλήψεων στον χρόνο, άρα και ίδια φασματική αποδοτικότητα όμως έχει και λίγο μεγαλύτερη πολυπλοκότητα στην αποκωδικοποίηση.

Όπως αναφέραμε και πιο πριν ο mMTC χρήστης μας ενδιαφέρει να στέλνει μικρά πακέτα πληροφορίας γι' αυτόν τον λόγο δεν μας πειράζει να χρησιμοποιούμε επαναλήψεις και να έχουμε τα αρνητικά τους, μας ενδιαφέρει πιο πολύ να πετύχουμε μια ικανοποιητική πιθανότητα σφάλματος πακέτου.

Πριν προχωρήσουμε στο κομμάτι των αποτελεσμάτων, θα εξηγήσουμε λίγο της παραμέτρους που χρησιμοποιήσαμε. Ο πίνακας κάτω δείχνει πόσα bits υπάρχουν ανά υπό πλαίσιο (subframe – SF) και ποιος είναι ο ρυθμός των bits ανάλογα των αριθμό των RB που έχουμε και της τιμής  $Q$ .

Πίνακας 6.1: Bits πληροφορίας και ρυθμοί bits ανά πακέτο για διάφορες τιμές RB και ομάδες υποφερόντων

$\mu = 0$	$Q = 8$		$Q = 16$	
Number of RBs	Bits per SF	Bit rate	Bits per SF	Bit rate
4	336 bits	336 kbps	168 bits	168 kbps
6	504 bits	504 kbps	224 bits	224 kbps
8	672 bits	672 kbps	336 bits	336 kbps
12	1008 bits	1008 kbps	504 bits	504 kbps
16	1344 bits	1344 kbps	672 bits	672 kbps
18	1512 bits	1512 kbps	728 bits	728 kbps
20	1680 bits	1680 kbps	840 bits	840 kbps
22	1848 bits	1848 kbps	896 bits	896 kbps
24	2016 bits	2016 kbps	1008 bits	1008 kbps

Το  $Q$  δηλώνει πόσα υποφέροντα θα έχει μια ομάδα.

Κάθε RB αποτελείται από 12 υποφέροντα, άρα  $RB = 12 \times 15kHz = 180kHz$ .

Εμείς επιλέξαμε να χρησιμοποιήσουμε  $12RB$  το οποίο ισούται σε ένα εύρος  $12RB = 2160MHz$

Από τα 144 υποφέροντα που θα έχουμε τα 128 θα χρησιμοποιηθούν για τον IM χρήστη. Για τον οποίο ασχολούμαστε και τα αποτελέσματα θα αφορούν αυτόν.

Όπως είχαμε αναφέρει, στην περίπτωση που χρησιμοποιούμε επαναλήψεις στην συχνότητα τα 128 υποφέροντα χωρίζονται στα 2, άρα θα έχουμε 64 υποφέροντα.

Στην περίπτωση που έχουμε  $Q = 16$  και 64 υποφέροντα τότε οι ομάδες των υποφερόντων θα είναι  $SG_s = 4 = 16 \text{ bits}/OFDM$  σύμβολο.

Συνολικά θα έχουμε 224 bits ανά slot, αυτό είναι γιατί όπως είχαμε αναφέρει ένα OFDM πακέτο αποτελείται από 14 OFDM σύμβολα. Από τα 224 bits τα 16 bits θα χρησιμοποιηθούν για το CRC.

Τελικά θα έχουμε ένα payload των  $\frac{208}{8} = 26 \text{ bytes}$ .

Στην περίπτωση που έχουμε  $Q = 8$  και 64 υποφέροντα τότε οι ομάδες των υποφερόντων θα είναι  $SG_S = 8 = 24\text{bits}/\text{OFDM}$  σύμβολο. Συνολικά θα έχουμε 336 bits ανά slot και από τα οποία 16 bits θα χρησιμοποιηθούν για το CRC. Τελικά θα έχουμε ένα payload των  $\frac{320}{8} = 40$  bytes.

Όπως είχαμε αναφέρει η τιμή του  $\beta$  (η ισχύς που καταχωρεί ο σταθμός βάσης σε μια συσκευή) πρέπει να έχει μια ελάχιστη τιμή. Στο παρακάτω πίνακα φαίνεται τι τιμές πρέπει να έχει το  $\beta$  ώστε να μπορούμε να ανιχνεύσουμε σωστά την πληροφορία του mMTC χρήστη.

Πίνακας 6.2: Ελάχιστες τιμές  $\beta$  για κάθε  $Q$  και  $M$

	$M = 16$	$M = 64$	$M = 256$
$Q = 8$	$\beta > 0.0909$	$\beta > 0.1764$	$\beta > 0.2237$
$Q = 16$	$\beta > 0.0476$	$\beta > 0.0967$	$\beta > 0.1259$

### 6.3 Επίδραση της κατανομής ισχύος και των χαρακτηριστικών διαμόρφωσης

Τα κανονικά OFDM πακέτα που έχουμε προσομοιώσει δεν έχουν επαναλήψεις στον χρόνο ή επαναλήψεις SNC και επαναλήψεις στην συχνότητα. Για αυτόν τον λόγο αναφέρονται σαν κανονικά OFDM πακέτα.

Όλα τα αποτελέσματα από τις προσομοιώσεις που θα αναφέρουμε από εδώ και πέρα θα έχουν αυτά τα κοινά χαρακτηριστικά:

1. Μήκος CRC = 16
2. Μήκος CP = 16
3. Υποφέροντα που χρησιμοποιήθηκαν  $SC_S = 128$

Τα χαρακτηριστικά που θα αλλάζουν θα είναι τα εξής:

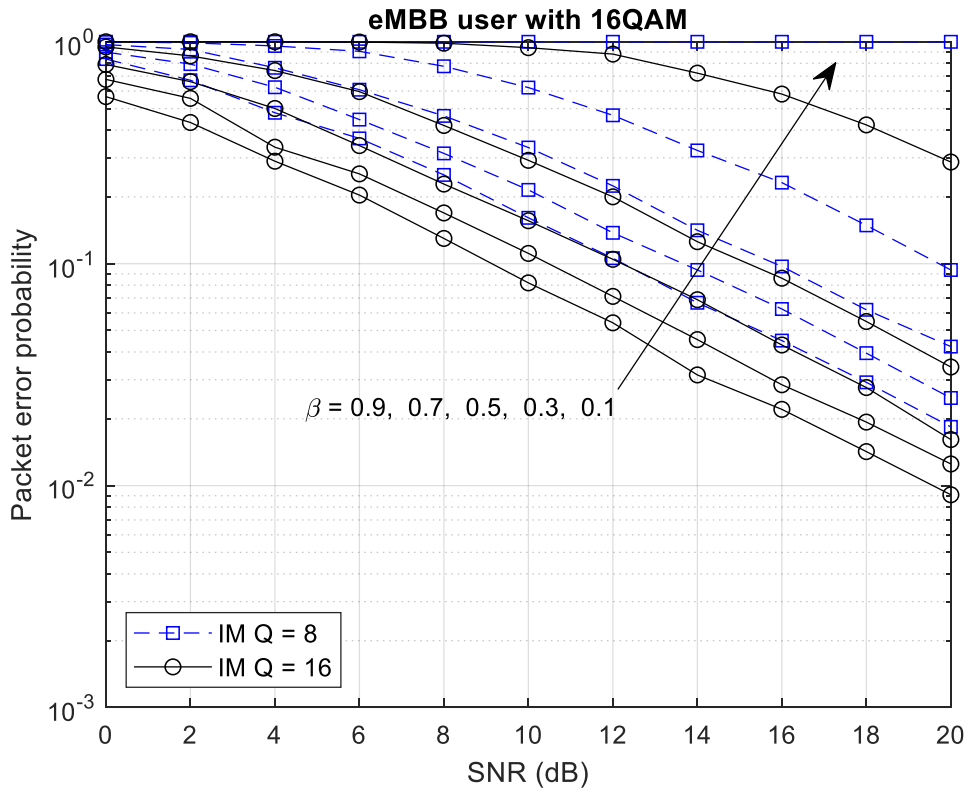
1. Ο αριθμός των υποφερόντων σε κάθε ομάδα  $Q$
2. Η τιμή του  $\beta$
3. Άμα θα έχουμε επαναλήψεις στην συχνότητα
4. Άμα θα έχουμε επαναλήψεις στον χρόνο ή SNC
5. Το μέγεθος του QAM συμβόλου  $M$

Όλα τα αποτελέσματα που θα έχουμε θα έχουν μια γραφική παράσταση της πιθανότητας σφάλματος πακέτου PEP στον κατακόρυφο άξονα και στον οριζόντιο άξονα θα είναι ο σηματοθορυβικός λόγος (SNR) που έχει στην είσοδο του ανιχνευτή ο χρήστης mMTC.

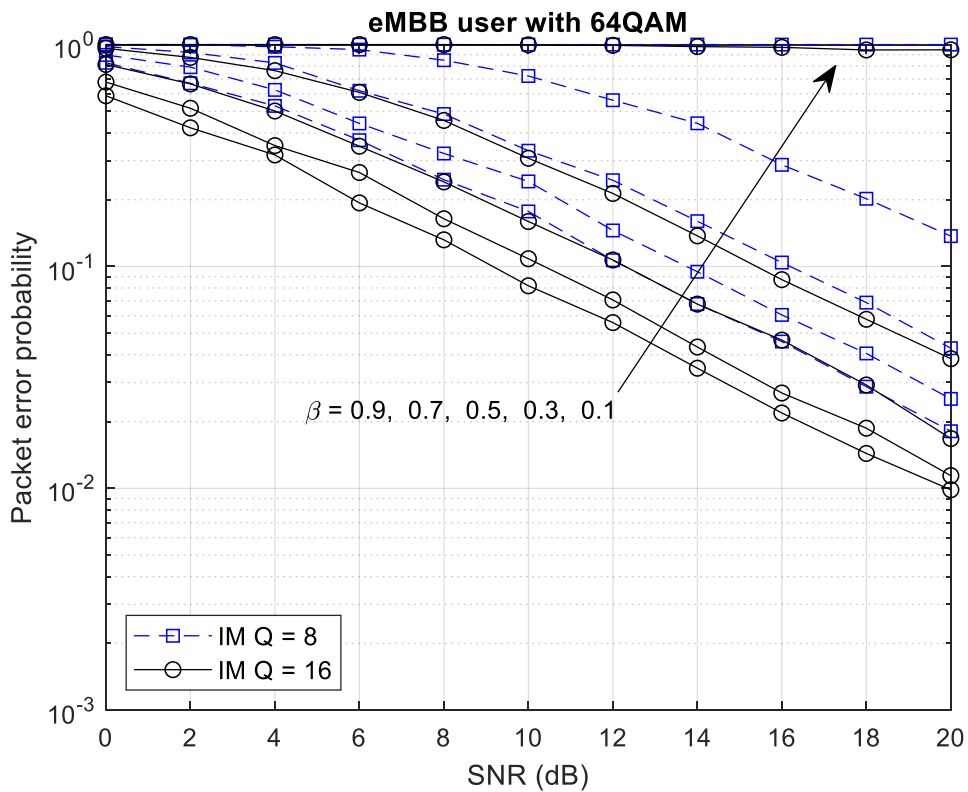
Οι συγκρίσεις που θα κάνουμε είναι οι εξής:

- a)  $Q = 8, 16, \beta = 0.1, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9$  και  $M = 16$
- b)  $Q = 8, 16, \beta = 0.1, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9$  και  $M = 64$
- c)  $Q = 8, 16, \beta = 0.1, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9$  και  $M = 256$

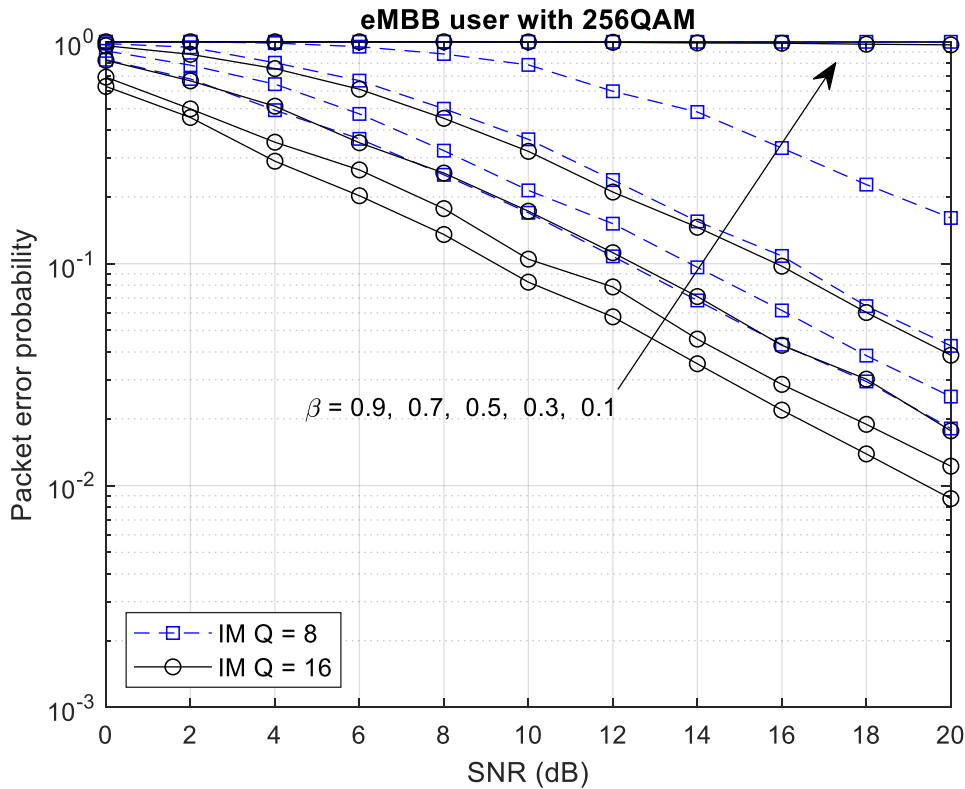
Στο Σχήμα 6.1 δίνεται η πιθανότητα σφάλματος πακέτου όταν έχουμε μέγεθος συνόλου συμβόλων QAM  $M = 16$  και τιμές  $\beta = 0.1, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9$ . Επίσης συγκρίνουμε την πιθανότητα σφάλματος πακέτου μεταξύ των δυο διαφορετικών τιμών ομαδοποίησης υποφερόντων  $Q$ , για  $Q = 8$  και  $Q = 16$ .



Σχήμα 6.1: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου mMTC για χρήστη eMBB με 16QAM, δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και για διάφορες τιμές  $\beta$



Σχήμα 6.2: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου mMTC για χρήστη eMBB με 64QAM, δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και για διάφορες τιμές  $\beta$



Σχήμα 6.3: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου mMTC για χρήση eMBB με 256QAM, δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και για διάφορες τιμές  $\beta$

Όπως μπορούμε να δούμε από το Σχήμα 6.1 η πιθανότητα σφάλματος πακέτου είναι καλύτερη όταν έχουμε περισσότερα υποφέροντα σε μια ομάδα. Ωστόσο αυξάνοντας τον αριθμό υποφερόντων ανά ομάδα από  $Q = 8$  σε  $Q = 16$  μειώνεται ο αριθμός των bits του πακέτου που καταλαμβάνει ένα slot ή αντίστοιχα ο ρυθμός πληροφορίας του χρήστη mMTC. Παρατηρούμε επίσης πως η πιθανότητα σφάλματος πακέτου γίνεται καλύτερη όταν αυξάνουμε το  $\beta$ . Αυτό συμβαίνει γιατί η αύξηση του  $\beta$  σημαίνει ότι μεγαλύτερο μέρος της συνολικής εκπεμπόμενης ισχύος εκχωρείται στο σήμα IM οπότε και η επίδοση του βελτιώνεται. Τέλος στην περίπτωση που έχουμε  $Q = 8$  και  $\beta = 0.1$  παρατηρούμε πως η πιθανότητα σφάλματος πακέτου είναι ίση με τη μονάδα. Αυτό προκύπτει γιατί το  $\beta$  είναι πολύ χαμηλό, όπως φαίνεται στον Πίνακα 6.2 και δεν μπορούμε να ανιχνεύσουμε σωστά τα πακέτα.

Στο Σχήμα 6.2 δίνεται η πιθανότητα σφάλματος πακέτου όταν έχουμε μέγεθος QAM συμβόλου  $M = 64$  και τιμές  $\beta = 0.1, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9$ . Επίσης συγκρίνουμε την πιθανότητα σφάλματος πακέτου μεταξύ των δυο διαφορετικών τιμών  $Q$ , για  $Q = 8$  και  $Q = 16$ . Όπως παρατηρούμε, επειδή αυξήθηκε το μέγεθος του QAM συμβόλου το φαινόμενο της επίπεδης πιθανότητας σφάλματος προκύπτει πιο σύντομα στις χαμηλές τιμές SNR όταν η τιμή του  $\beta$  είναι πολύ χαμηλή, τόσο για  $Q = 8$  όσο και για  $Q = 16$ . Βλέπουμε επίσης, όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, πως όσο αυξάνεται το  $\beta$  τόσο μειώνεται η πιθανότητα σφάλματος πακέτου.

Στο Σχήμα 6.3 δίνεται η πιθανότητα σφάλματος πακέτου όταν έχουμε μέγεθος QAM συμβόλου  $M = 256$  και τιμές  $\beta = 0.1, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9$ . Επίσης συγκρίνουμε την πιθανότητα σφάλματος πακέτου μεταξύ των δυο διαφορετικών τιμών  $Q$ , για  $Q = 8$  και  $Q = 16$ . Όπως παρατηρούμε, η πιθανότητα σφάλματος πακέτου μικραίνει όσο αυξάνεται το  $\beta$ . Ταυτόχρονα αν και μικρή η διαφορά με αυτή του

$M = 64$  βλέπουμε πως με την αύξηση του  $M$  προκύπτει πιο απότομα το φαινόμενο της επίπεδης πιθανότητας σφάλματος πακέτου σε χαμηλά  $\beta$  και χαμηλές τιμές SNR.

Σε όλες τις περιπτώσεις συνόλου συμβόλων του χρήστη eMBB, η επίδραση στην πιθανότητα σφάλματος πακέτου του IM σήματος του χρήστη mMTC για  $\beta \geq 0.3$  είναι ασήμαντη.

#### 6.4 Επίδραση των επαναληπτικών εκπομπών

Εδώ θα συγκρίνουμε τα κανονικά πακέτα που είχαμε πιο πάνω με πακέτα που έχουν επαναλήψεις. Οι συγκρίσεις που θα κάνουμε είναι:

- a)  $Q = 8, 16$ ,  $\beta = 0.1$ ,  $M = 256$ , (α) κανονικά πακέτα (β) πακέτα με επαναλήψεις στην συχνότητα (γ) πακέτα με επαναλήψεις στον χρόνο και συχνότητα.
- b)  $Q = 8, 16$ ,  $\beta = 0.3$ ,  $M = 256$ , (α) κανονικά πακέτα (β) πακέτα με επαναλήψεις στην συχνότητα (γ) πακέτα με επαναλήψεις στον χρόνο και συχνότητα.
- c)  $Q = 8, 16$ ,  $\beta = 0.5$ ,  $M = 256$ , (α) κανονικά πακέτα (β) πακέτα με επαναλήψεις στην συχνότητα (γ) πακέτα με επαναλήψεις στον χρόνο και συχνότητα.
- d)  $Q = 8, 16$ ,  $\beta = 0.7$ ,  $M = 256$ , (α) κανονικά πακέτα (β) πακέτα με επαναλήψεις στην συχνότητα (γ) πακέτα με επαναλήψεις στον χρόνο και συχνότητα.
- e)  $Q = 8, 16$ ,  $\beta = 0.9$ ,  $M = 256$ , (α) κανονικά πακέτα (β) πακέτα με επαναλήψεις στην συχνότητα (γ) πακέτα με επαναλήψεις στον χρόνο και συχνότητα.

Τα αποτελέσματα που περιμένουμε είναι πως τα πακέτα που έχουν επαναλήψεις να έχουν μικρότερη πιθανότητα σφάλματος πακέτου σε σχέση με τα κανονικά πακέτα. Αυτό συμβαίνει γιατί με τις επαναλήψεις στη συχνότητα ή το χρόνο, η συνολική ενέργεια που συγκεντρώνει ο ανιχνευτής ανά σύμβολο IM διπλασιάζεται (όταν έχουμε επανάληψη εκπομπής μόνο στη συχνότητα) και τετραπλασιάζεται όταν έχουμε επανάληψη εκπομπής και στη συχνότητα και στο χρόνο. Ωστόσο όταν διατηρείται σταθερό το μέγεθος του FFT που χρησιμοποιούμε, μειώνεται αντίστοιχα (λόγω της επανάληψης στη συχνότητα) το μέγεθος του πακέτου που μπορούμε να στείλουμε στο μισό. Επίσης η επανάληψη στη συχνότητα δημιουργεί μια καθυστέρηση στην τελική ανίχνευση του πακέτου κατά ένα slot.

Αξίζει να σημειωθεί εδώ ότι οι διαδοχικές επαναλήψεις στο χρόνο χωρίς να υπάρχει επιβεβαίωση ορθής λήψης από το δέκτη οδηγούν σε κάποιες περιπτώσεις σε χρήση περισσότερων πόρων απ' ό,τι χρειάζεται για τη σωστή λήψη του πακέτου, γιατί όταν το κανάλι είναι καλό μπορεί να αρκεί μια εκπομπή για την ορθή λήψη του. Η επιλογή αυτή έγινε γιατί στην περίπτωση που ο πομπός περιμένει επιβεβαίωση από το δέκτη για να επαναλάβει την εκπομπή, η καθυστέρηση που προκύπτει είναι της τάξης των 4 τουλάχιστον slots. Δεδομένου ότι αφενός επιδιώκουμε μεγάλη κάλυψη για τους χρήστες mMTC και αφετέρου θέλουμε κατά το δυνατό χαμηλότερη ισχύ εκπομπής για εξοικονόμηση ενέργειας (δηλαδή θέλουμε το σύστημα να λειτουργεί ικανοποιητικά σε χαμηλά SNR) είναι πολύ πιθανό ότι θα χρειαστεί επανάληψη στο χρόνο για την επιτυχή εκπομπή. Εξάλλου, όταν ο σταθμός βάσης κρίνει ότι το SNR είναι υψηλό σε μια συγκεκριμένη σύνδεση, θα μπορούσε να αποφύγει την επανάληψη στο χρόνο.

Επιπρόσθετα για να έχουμε ένα μέτρο σύγκρισης με άλλα συστήματα και τεχνικές υπολογίσαμε την πιθανότητα σφάλματος πακέτου ενός απλού συστήματος που χρησιμοποιεί ψηφιακή 'δυναμική διαμόρφωση μεταλλαγής μετατόπισης φάσης (Binary Phase Shift Keying – BPSK) χωρίς όμως να γίνεται πολυπλεξία NOMA. Δηλαδή η εκπομπή για τον χρήστη mMTC στην κάτω ζεύξη γίνεται σε ανεξάρτητους και αποκλειστικούς πόρους (OMA) με BPSK. Η διαμόρφωση αυτή επιλέχτηκε γιατί είναι απλή και εξασφαλίζει τη χαμηλότερη πιθανότητα σφάλματος, ωστόσο απαιτεί σύμφωνη ανίχνευση.

Σημειώνεται ότι στην πολυπλεξία OFDM με διαμόρφωση BPSK, κάθε υποφέρον μεταφέρει ένα bit πληροφορίας. Έτσι για τη μετάδοση ενός πακέτου με 336 bits πληροφορίας στη διάρκεια ενός slot με σύμβολα πληροφορίας απαιτούνται 2 RB και εφόσον πραγματοποιείται επαναληπτική εκπομπή στη συχνότητα, απαιτούνται 4 RB. Στη περίπτωση της διαμόρφωσης IM χρησιμοποιούνται 6 RB για τη μετάδοση 224 bits πληροφορίας με  $Q = 16$  και 378 bits πληροφορίας με  $Q = 8$ . Όταν γίνεται επαναληπτική εκπομπή στη συχνότητα ο αριθμός των RB διπλασιάζεται και γίνεται 12. Υπενθυμίζεται βέβαια ότι στην περίπτωση του IM-NOMA τα ίδια RB χρησιμοποιούνται και για τον χρήστη eMBB που έχει διαμόρφωση QAM. Τέλος, με δεδομένο ότι θέλουμε δέκτη mMTC που να έχει μια κεραία λήψης για λόγους χαμηλής πολυπλοκότητας και κόστους, χρησιμοποιούμε για τη βελτίωση της επίδοσης του BPSK ένα σχήμα διαφορικής εκπομπής Alamouti με δύο κεραίες εκπομπής [22]. Η πιθανότητα σφάλματος πακέτου του BPSK με τα παραπάνω χαρακτηριστικά μπορεί να υπολογιστεί με τη χρήση της σχέσης

$$P_{p,BPSK} = 1 - (1 - P_{b,BPSK})^{336} \quad (27)$$

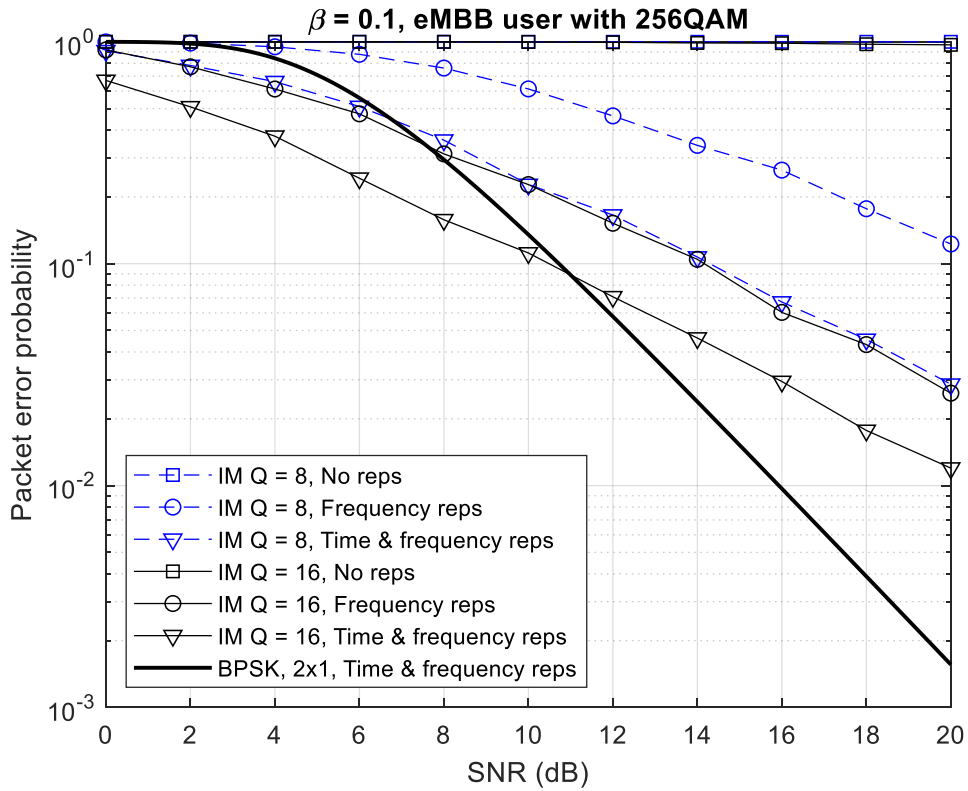
όπου  $P_{b,BPSK}$  είναι η πιθανότητα σφάλματος bit για το BPSK, που με διαφορική εκπομπή τύπου Alamouti δίνεται σε περιβάλλον διαλείψεων Rayleigh ως [23]

$$P_{b,BPSK} = \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^L \sum_{i=0}^{L-1} \binom{L-1+i}{i} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^i \quad (28)$$

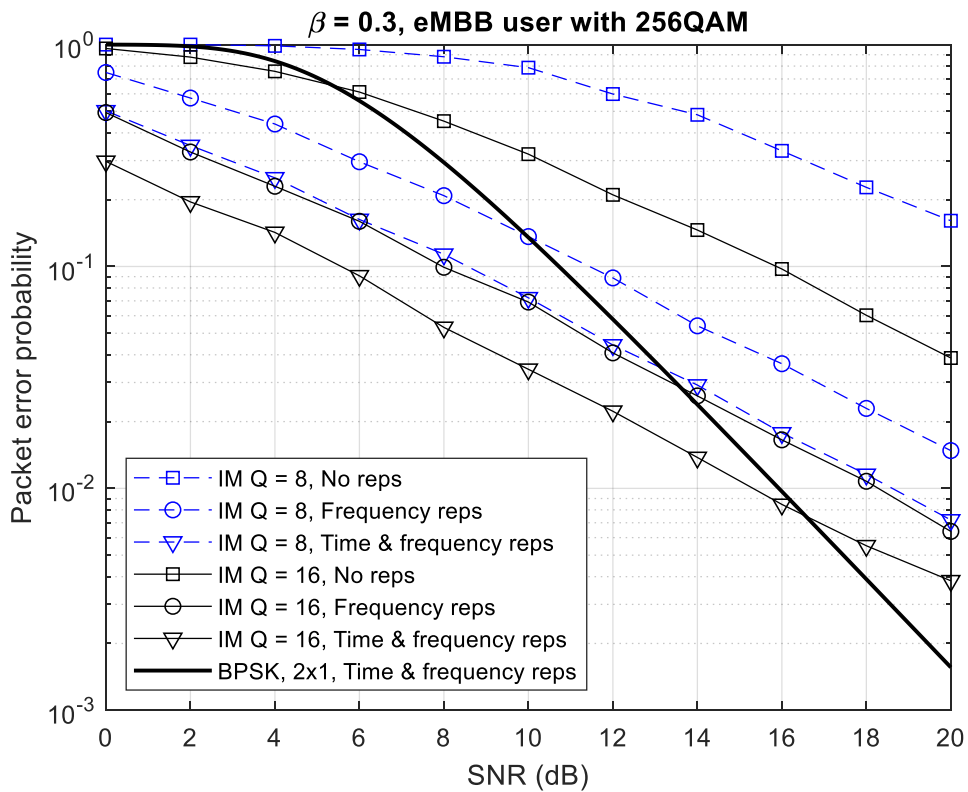
όπου  $L = 2$  και  $\mu = \sqrt{\text{SNR}/(\text{SNR} + 2)}$ , και SNR είναι η σηματοθορυβική σχέση στο δέκτη, λαμβάνοντας υπόψη ότι η εκπεμπόμενη ισχύς μοιράζεται στις δύο κεραίες εκπομπής. Στην περίπτωση μιας κεραίας εκπομπής ( $L = 1$ ) θα έχουμε αντίστοιχα  $\mu = \sqrt{\text{SNR}/(\text{SNR} + 1)}$ . Όταν βέβαια χρησιμοποιούνται επαναλήψεις στη συχνότητα και το χρόνο, η σηματοθορυβική σχέση διπλασιάζεται ή τετραπλασιάζεται κατ' αντιστοιχία με όσα έχουν περιγραφεί πιο πάνω. Για τον υπολογισμό της πιθανότητας σφάλματος πακέτου με βάση τις παραπάνω εξισώσεις χρησιμοποιήθηκε ο κώδικας που δίνεται παρακάτω.

```
SNRdBPSK=0:.1:20;
packet_size = 336; % 3RB
g = alpha*0.5*10.^(.1*SNRdBPSK);
mu = sqrt(g./(1+g));
ss = 0;
L = 2;
for kk=0:L-1
    ss = ss+nchoosek(L-1+kk, kk).*(.5*(1+mu)).^kk;
end
BPSKBER = (.5*(1-mu)).^L.*ss;
%BPSKm = berfading(SNRdBPSK+10*log10(L), 'psk', 2, L);
BPSKPEP = 1-(1-BPSKBER).^packet_size;
```

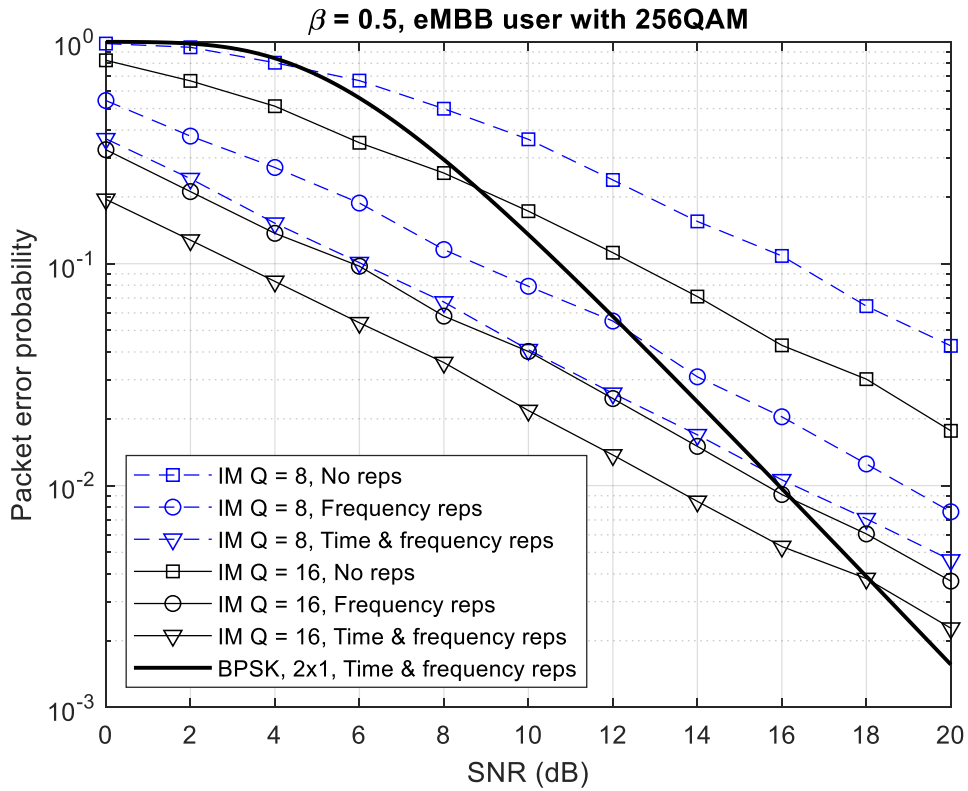
Στον κώδικα ο συντελεστής **alpha** καθορίζει τον αριθμό των επαναλήψεων. Όταν έχουμε επαναλήψεις στη συχνότητα παίρνει την τιμή 2 ενώ όταν έχουμε επαναλήψεις και στη συχνότητα και στο χρόνο παίρνει την τιμή 4. Η μεταβλητή **L** καθορίζει γενικά τον αριθμό των διαφορετικών κλάδων διαφορισμού και στην περίπτωσή μας παίρνει την τιμή 2. Οι μεταβλητές **BPSKBER** και **BPSKPEP** δίνουν την πιθανότητα σφάλματος bit και την πιθανότητα σφάλματος πακέτου, αντίστοιχα. Σημειώνεται ότι επιπρόσθετα με τον παραπάνω κώδικα χρησιμοποιήθηκε για επιβεβαίωση και η ενσωματωμένη συνάρτηση της Matlab **berfading** για την επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων με κατάλληλη παραμετροποίηση.



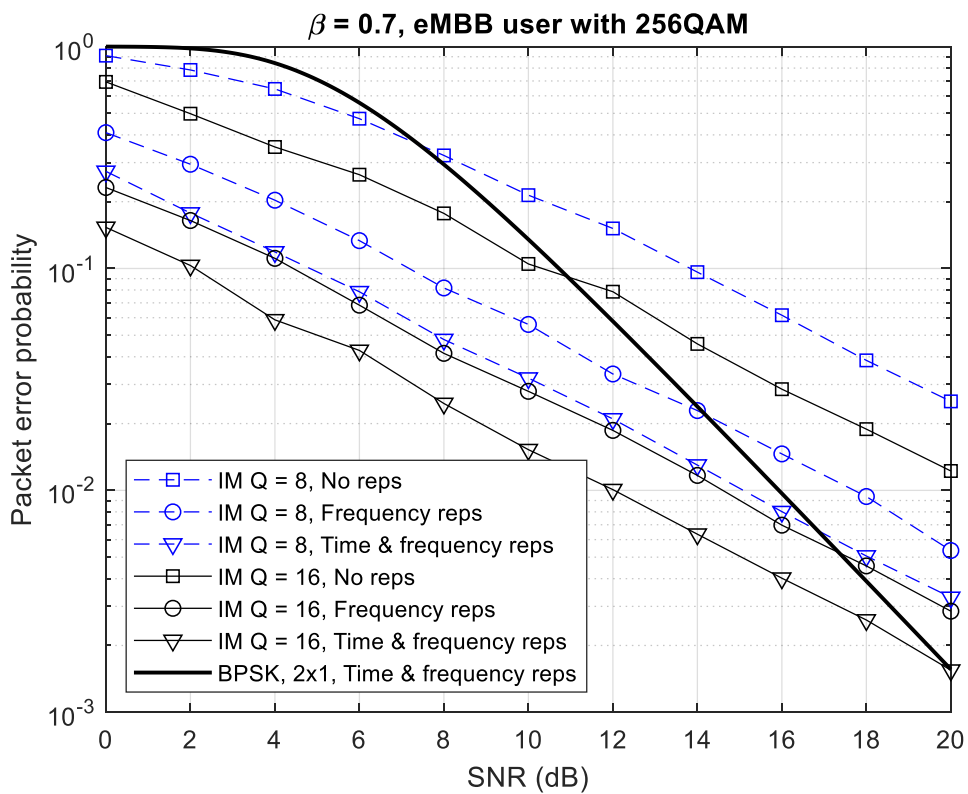
Σχήμα 6.4: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου mMTC με επαναληπτικές εκπομπές για χρήστη eMBB με 256QAM, δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και με τιμή  $\beta = 0.1$



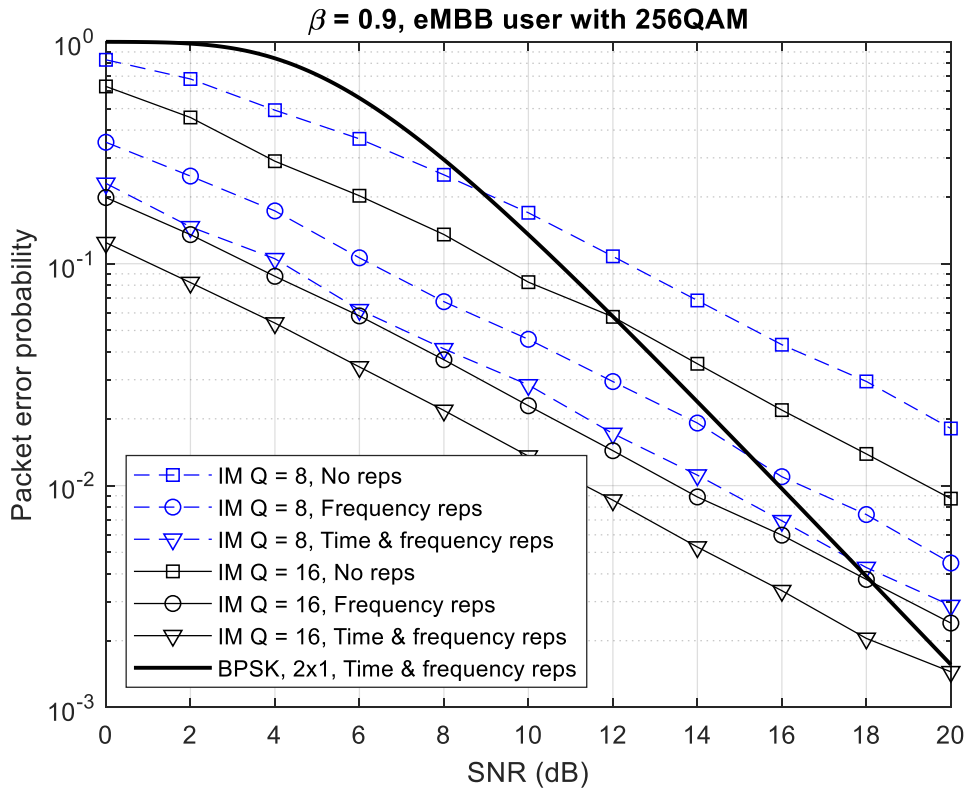
Σχήμα 6.5: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου mMTC με επαναληπτικές εκπομπές για χρήστη eMBB με 256QAM, δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και με τιμή  $\beta = 0.3$



Σχήμα 6.6: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου mMTC με επαναληπτικές εκπομπές για χρήστη eMBB με 256QAM, δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και με τιμή  $\beta = 0.5$



Σχήμα 6.7: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου mMTC με επαναληπτικές εκπομπές για χρήστη eMBB με 256QAM, δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και με τιμή  $\beta = 0.7$



Σχήμα 6.8: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου mMTC με επαναληπτικές εκπομπές για χρήστη eMBB με 256QAM, δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και με τιμή  $\beta = 0.9$

Στα Σχήματα 6.4 έως 6.8 δίνεται η πιθανότητα σφάλματος πακέτου όταν έχουμε μέγεθος QAM συμβόλου  $M = 256$  και τιμές  $\beta = 0.1, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9$ . Επίσης συγκρίνουμε την πιθανότητα σφάλματος πακέτου μεταξύ των δυο διαφορετικών τιμών  $Q$ , για  $Q = 8$  και  $Q = 16$ . Και στις δύο περιπτώσεις δίνονται τα αποτελέσματα για τρία είδη διαδικασιών εκπομπής:

- Πακέτα χωρίς επαναλήψεις.
- Πακέτα με επαναλήψεις στη συχνότητα μόνο.
- Πακέτα με επαναλήψεις στο χρόνο και στη συχνότητα.

Τέλος, για λόγους σύγκρισης παρατίθεται σε όλα τα σχήματα η πιθανότητα σφάλματος πακέτου για BPSK με Alamouti  $2 \times 1$  διαφορική εκπομπή και επαναλήψεις τόσο στο χρόνο όσο και στη συχνότητα, όπως εξηγήθηκε προηγουμένως. Παρατηρούμε από το Σχήμα 6.4 πως η πιθανότητα σφάλματος πακέτου με επαναλήψεις έχει καλύτερες σε σχέση με αυτή των κανονικών πακέτων. Βλέπουμε επίσης πως στην περίπτωση που έχουμε επαναλήψεις και το  $\beta$  έχει την πιο χαμηλή τιμή 0.1, πως μπορούμε ακόμη να το ανιχνεύσουμε σωστά ενώ αυτό δεν ήταν δυνατό χωρίς επαναλήψεις στα κανονικά πακέτα. Στην περίπτωση που έχουμε επαναλήψεις στον χρόνο και στην συχνότητα η πιθανότητα σφάλματος πακέτου είναι αρκετά πιο καλή σε σχέση χωρίς επαναλήψεις. Αυτό μπορούμε να το παρατηρήσουμε και στα πακέτα με επαναλήψεις στη συχνότητα μόνο, αν και δεν έχουν την ίδια καλή πιθανότητα σφάλματος πακέτου με αυτή των επαναλήψεων στον χρόνο και στην συχνότητα. Παρά τα παραπάνω θετικά αποτελέσματα των επαναλήψεων, βλέπουμε πως η επίδοση του BPSK είναι καλύτερη εκτός από τις πολύ χαμηλές σηματοθορυβικές σχέσεις. Βέβαια το BPSK απαιτεί πρόσθετους πόρους για τον mMTC, ενώ στην περίπτωση του IM-QAM NOMA, εξυπηρετούνται ταυτόχρονα δύο χρήστες στους ίδιους πόρους.

Στο Σχήμα 6.5 δίνεται η πιθανότητα σφάλματος πακέτου όταν έχουμε μέγεθος QAM συμβόλου  $M = 256$  και τιμές  $\beta = 0.3$ . Επίσης συγκρίνουμε την πιθανότητα σφάλματος πακέτου μεταξύ των δυο διαφορετικών τιμών  $Q$ , για  $Q = 8$  και  $Q = 16$ . Παρατηρούμε από το Σχήμα 6.5 πως η πιθανότητα σφάλματος πακέτου χωρίς επαναλήψεις είναι αρκετά χειρότερη με αυτού με επαναλήψεις στο χρόνο και στην συχνότητα. Επίσης η διαφορά πιθανότητας σφάλματος πακέτου που έχουν τα πακέτα χωρίς επαναλήψεις με τα πακέτα με επαναλήψεις στην συχνότητα μόνο είναι και αυτή σχετικά μεγάλη. Η επίδοση σε σύγκριση με το BPSK βελτιώνεται.

Στο Σχήμα 6.6 δίνεται η πιθανότητα σφάλματος πακέτου όταν έχουμε μέγεθος QAM συμβόλου  $M = 256$  και τιμές  $\beta = 0.5$ . Μπορούμε να δούμε πως σε αυτήν την τιμή  $\beta$  καμία από τις 3 περιπτώσεις πακέτων δεν ξεκινάει με επίπεδη πιθανότητα σφάλματος πακέτου. Επιπλέον η πιθανότητα σφάλματος του σχήματος NOMA είναι για τη μεγαλύτερη γκάμα των σηματοθορυβικών σχέσεων καλύτερη από αυτή του BPSK με OMA. Αυτό είναι πολύ σημαντικό καθώς μπορούμε να συνδυάσουμε ταυτόχρονη εκπομπή με πολυπλεξία σε δύο χρήστες (έναν mMTC και έναν eMBB) και επιπρόσθετα να πετύχουμε καλύτερη επίδοση ακόμη και από την περίπτωση που εξυπηρετείται μόνο ο χρήστης mMTC σε αποκλειστικούς πόρους συχνότητας και χρόνου.

Από τα παραπάνω σχήματα είναι φανερό ότι η κλίση πτώσης της καμπύλης της πιθανότητας σφάλματος πακέτου για το BPSK είναι μεγαλύτερη από αυτή του IM, αυτό συμβαίνει γιατί θεωρήσαμε διαφορετική εκπομπή στο BPSK. Ακόμη κι έτσι όμως, η πιθανότητα σφάλματος του IM στις χαμηλές σηματοθορυβικές σχέσεις είναι καλύτερη, γεγονός που οφείλεται στη δομή και τα χαρακτηριστικά της IM διαμόρφωσης. Για τιμή του  $\beta$  γύρω στο 0.5, μπορούμε να θεωρήσουμε ικανοποιητική έτσι ώστε να μένει και αρκετή (άλλη τόση) ισχύς για τον χρήστη eMBB, το σχήμα IM υπερέχει στις χαμηλές σηματοθορυβικές σχέσεις από το BPSK. Όταν ο χρήστης eMBB απαιτεί μικρότερη ισχύ (ανάλογα με τις απώλειες διάδοσης), δηλαδή το  $\beta$  μπορεί να πάρει μεγαλύτερες τιμές, τότε η κατάσταση βελτιώνεται ακόμη περισσότερο για τον χρήστη mMTC όπως φαίνεται στα Σχήματα 6.7 και 6.8.

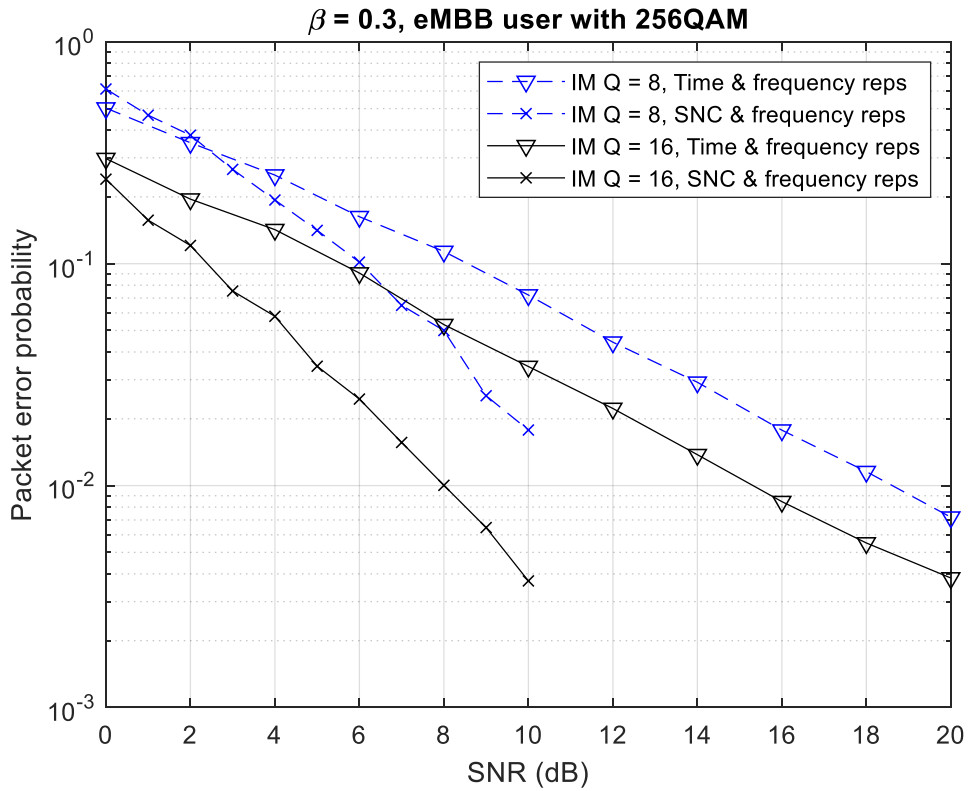
Με βάση τα παραπάνω φαίνεται πως το προτεινόμενο σχήμα διαμόρφωσης με ασύμφωνη ανίχνευση δίνει πολύ ικανοποιητικά αποτελέσματα και αξίζει περαιτέρω μελέτης για πιθανή χρήση στην παράλληλη εξυπηρέτηση χρηστών mMTC και χρηστών eMBB.

## 6.5 Σύγκριση επαναληπτικών εκπομπών με τη συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου

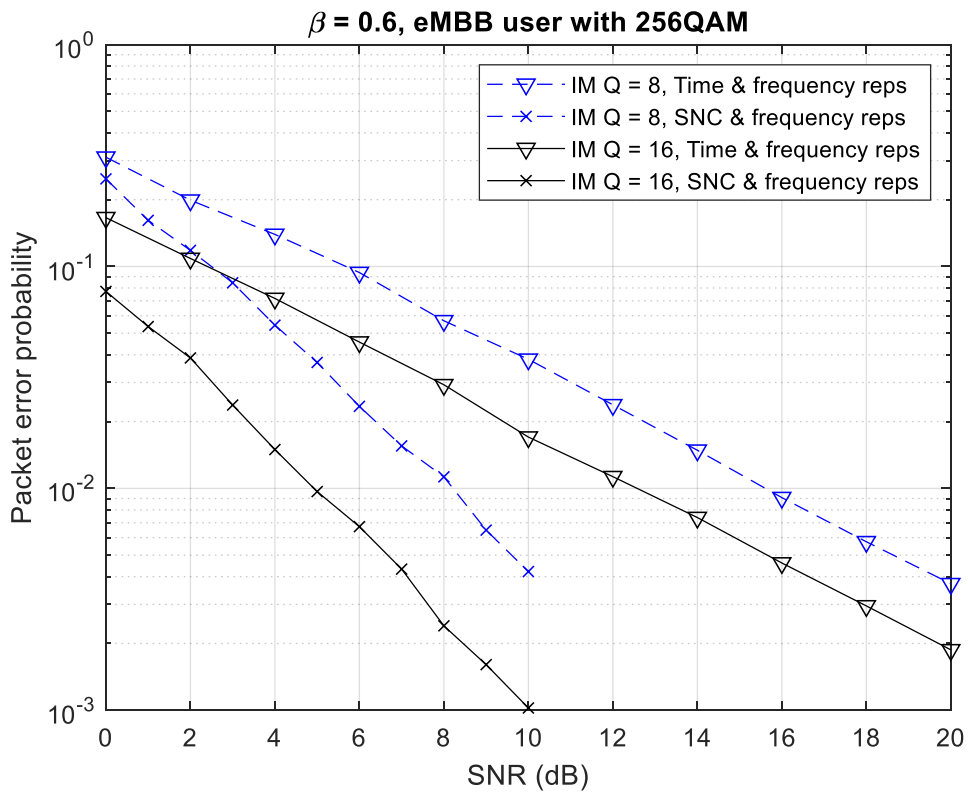
Ο στόχος της κωδικοποίησης SNC είναι να παρέχει καλύτερα αποτελέσματα, δηλαδή χαμηλότερη πιθανότητα σφάλματος από τις επαναλήψεις στον χρόνο. Σε αυτό το μέρος αξιολογείται αυτή ακριβώς η δυνατότητα του SNC και γίνεται σύγκριση με τις απλές επαναλήψεις στο χρόνο. Οι επαναλήψεις στη συχνότητα διατηρούνται όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις. Οι συγκρίσεις που θα κάνουμε είναι:

- $Q = 8, 16$ ,  $\beta = 0.3$ , (α) επαναλήψεις σε χρόνο και συχνότητα (β) SNC και επαναλήψεις στη συχνότητα.
- $Q = 8, 16$ ,  $\beta = 0.6$ , (α) επαναλήψεις σε χρόνο και συχνότητα (β) SNC και επαναλήψεις στη συχνότητα.
- $Q = 8, 16$ ,  $\beta = 0.9$ , (α) επαναλήψεις σε χρόνο και συχνότητα (β) SNC και επαναλήψεις στη συχνότητα.

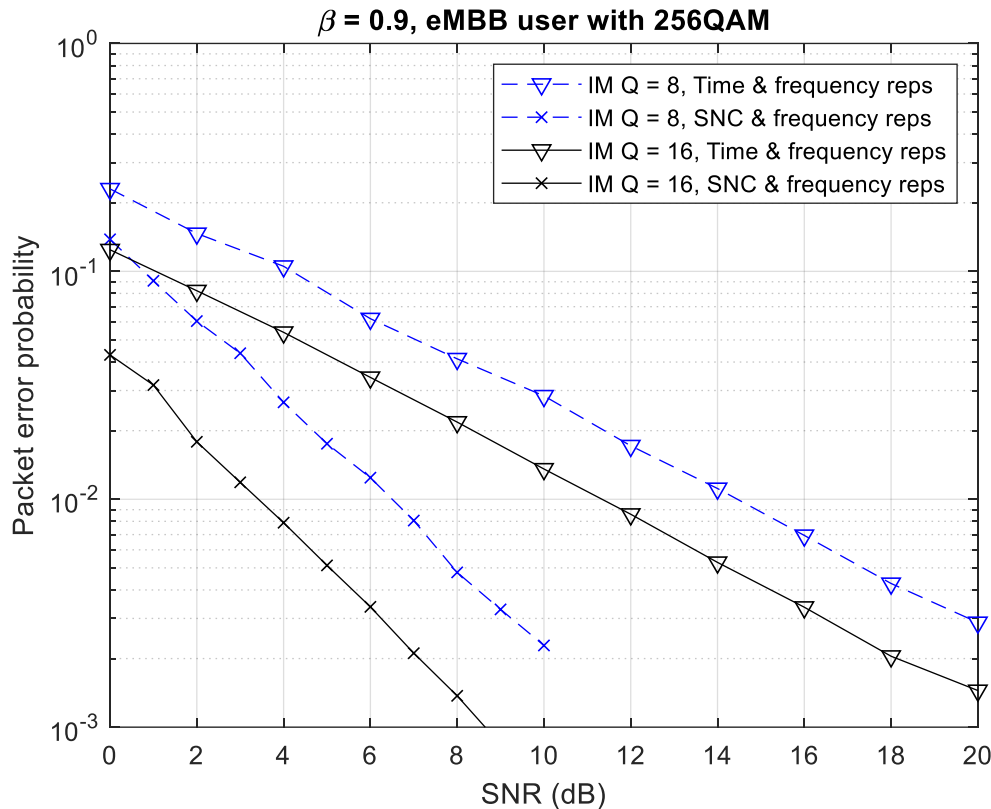
Σε όλες τις περιπτώσεις ο χρήστης eMBB χρησιμοποιεί 256QAM. Στο Σχήμα 6.9 δίνεται η πιθανότητα σφάλματος πακέτου για  $\beta = 0.3$ , στο Σχήμα 6.10 για  $\beta = 0.6$  και στο Σχήμα 6.11 για  $\beta = 0.9$ .



Σχήμα 6.9: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου για επαναληπτικές εκπομπές και εκπομπές με συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου για δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και  $\beta = 0.3$ .



Σχήμα 6.10: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου για επαναληπτικές εκπομπές και εκπομπές με συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου για δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και  $\beta = 0.6$ .



Σχήμα 6.11: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου για επαναληπτικές εκπομπές και εκπομπές με συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου για δυο διαφορετικές τιμές μεγεθών ομάδας υποφερόντων και  $\beta = 0.9$ .

Όπως φαίνεται από τα τρία σχήματα η βελτίωση που εισάγεται με την συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου είναι πολύ σημαντική. Η βελτίωση της πιθανότητας σφάλματος είναι πολύ μεγάλη ανεξάρτητα από την κατανομή ισχύος στους χρήστες mMTC και eMBB. Για  $\beta = 0.3$  παρατηρούμε μια βελτίωση 6.5 dB στο απαιτούμενο SNR για πιθανότητα σφάλματος πακέτου ίση με  $10^{-2}$ , η οποία είναι πολύ ικανοποιητική για μη κρίσιμες υπηρεσίες mMTC. Η βελτίωση είναι αντίστοιχα της τάξης των 7.5 – 8 dB για  $\beta = 0.6$  και 0.9. Είναι προφανές ότι με μεγαλύτερο  $\beta$  (μεγαλύτερο μέρος της ισχύος στον χρήστη mMTC) η πιθανότητα σφάλματος βελτιώνεται. Είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι με τη χρήση της κωδικοποίησης αλλάζει και η κλίση της πιθανότητας σφάλματος πακέτου, κάτι που εμφανίζεται σε όλα τα σχήματα κωδικοποίησης καναλιού.

Σημειώνεται ότι αυτή η μέθοδος κωδικοποίησης είναι πολύ απλή και βασίζεται μόνο σε στοιχειώδεις πράξεις XOR και υπολογισμό του CRC, που γενικά είναι διαδικασίες που μπορούν με χαμηλή πολυπλοκότητα να υλοποιηθούν σε απλές συσκευές. Το όφελος που προκύπτει, όπως φαίνεται από τα αποτελέσματα είναι πολύ μεγάλο με μικρό κόστος. Θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί και ισχυρότερος κώδικας SNC με καθυστέρηση στην αποκωδικοποίηση μεγαλύτερη από 1 slot. Κάτι τέτοιο θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί όταν οι απαιτήσεις καθυστέρησης μεταφοράς της πληροφορίας δεν είναι μεγάλες.

## 6.6 Επίδραση της επιλεκτικότητας του καναλιού

Σε αυτό το σημείο θα συγκρίνουμε την πιθανότητα σφάλματος πακέτων όταν έχουμε μη επιλεκτικό και επιλεκτικό κανάλι (επιλεκτικό κανάλι σημαίνει πως διαφορετικές συχνότητες του σήματος υφίστανται διαφορετική απόσβεση, ενώ μη επιλεκτικό κανάλι σημαίνει πως η απόκριση του καναλιού είναι σταθερή σε όλο το εύρος ζώνης). Οι προηγούμενες περιπτώσεις είχαν σαν κανάλι ένα μη επιλεκτικό

κανάλι. Η σύγκριση θα γίνει για πακέτα με κωδικοποίηση SNC και επαναλήψεις στην συχνότητα. Συγκεκριμένα, επιλέγουμε  $Q = 16$  και  $\beta = 0.5$  με το χρήστη eMBB να χρησιμοποιεί 64QAM, καθώς δεν υπάρχουν σημαντικές διαφορές στην περίπτωση που χρησιμοποιείται 256QAM για αυτή την περίπτωση κατανομής ισχύος.

Το επιλεκτικό κανάλι υλοποιήθηκε με 4 διαδοχικές διαδρομές ίσης ισχύος. Είναι πολύ πιθανό να έχουμε επιλεκτικό στη συχνότητα κανάλι, σε αστικά περιβάλλοντα και ως εκ τούτου αξίζει να μελετηθεί η συμπεριφορά του συστήματος σε αυτή την περίπτωση..

Μπορούμε να δείξουμε αν το κανάλι είναι επιλεκτικό, με το να υπολογίσουμε την διασπορά καθυστέρησης  $\sigma_\tau$  (delay spread) χρησιμοποιώντας τις παρακάτω σχέσεις

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad (29)$$

όπου

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} a_n^2 \tau_n^2}{\sum_{n=0}^{N-1} a_n^2} \quad (30)$$

και

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} a_n^2 \tau_n}{\sum_{n=0}^{N-1} a_n^2} \quad (31)$$

Στην συνέχεια θα πρέπει να υπολογίσουμε το εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth), το οποίο μας δίνει ένα μέτρο του εύρους ζώνης συχνοτήτων, για το οποίο το κανάλι μπορεί να θεωρηθεί φασματικά επίπεδο. Το εύρος ζώνης συνοχής, μπορεί να υπολογιστεί με τις σχέσεις [24]

$$B_{cL} = \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (32)$$

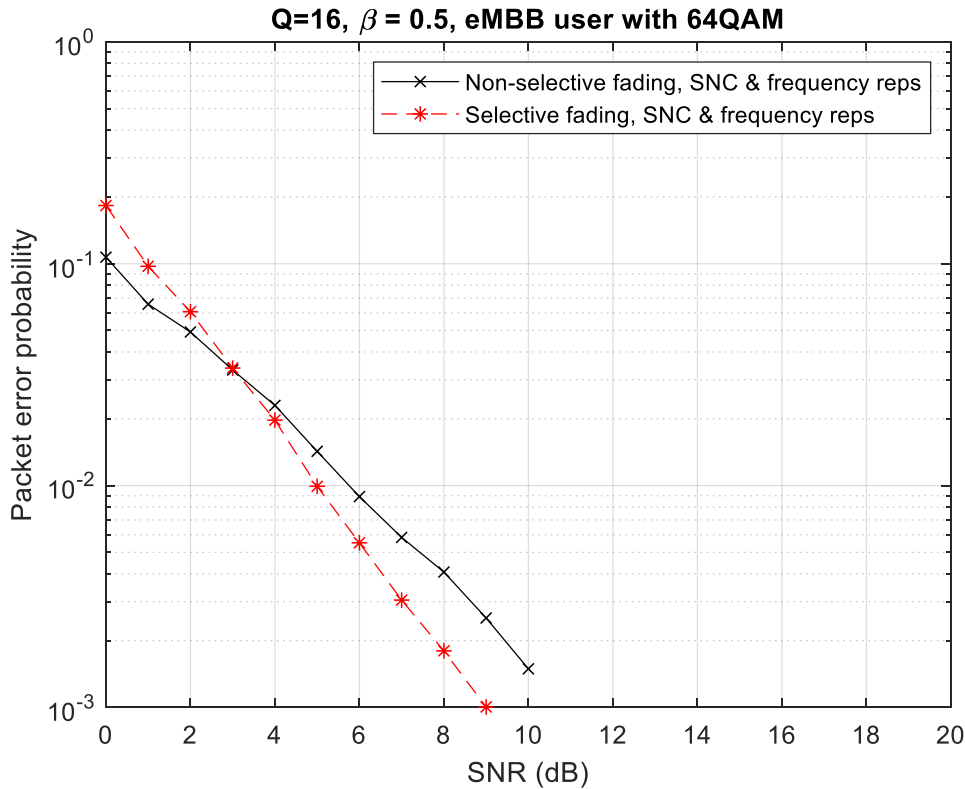
και

$$B_{cH} = \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (33)$$

Στην δικιά μας περίπτωση το κανάλι έχει 4 διαδρομές που απέχουν χρόνο ίσο με τα δείγματα IFFT του σήματος. Είμαστε σε ένα συνολικό  $BW = 20MHz$ , το οποίο σημαίνει  $N = 2048$  υποφέροντα συνολικά. Σε αυτήν την περίπτωση οι χρονικές αποστάσεις μεταξύ των οδεύσεων του καναλιού θα είναι  $\tau_n = 1/(2048 * 15kHz)$ . Όπως εξηγήθηκε, ο χρήστης mMTC χρησιμοποιεί μόνο 12 RB τα οποία αντιστοιχούν σε 144 υποφέροντα, εκ των οποίων μεταφέρει πληροφορία στα 128.

Κάνοντας τους υπολογισμούς για την δικιά μας περίπτωση, όπου έχουμε επιλεκτικό κανάλι με 4 διαδρομές και το κάθε μονοπάτι έχει την ίδια μέση ισχύ  $a_n^2 = 0.25$ , καταλήγουμε να έχουμε τα δυο όρια ζώνης συνοχής  $B_{cL} = 550kHz$  και  $B_{cH} = 5.5MHz$ .

Για να πούμε πως το κανάλι είναι μη επιλεκτικό, το εύρος ζώνης που έχουμε θα πρέπει να είναι πολύ μεγαλύτερο των  $550kHz - 5.5MHz$ . Στην δικιά μας περίπτωση όπου έχουμε 12RB, το οποίο ισούται με εύρος ζώνης  $2.16MHz$ , μπορούμε να πούμε πως το κανάλι μας είναι σίγουρα επιλεκτικό. Για να θεωρήσουμε ότι το κανάλι έχει επίπεδες διαλείψεις θα έπρεπε το εύρος ζώνης συνοχής να είναι αρκετές φορές (π.χ. 5) μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του σήματος. Επίσης σημειώνεται στη γενική περίπτωση είναι πιθανό να έχουμε περισσότερες διαδρομές και άρα κανάλι περισσότερο επιλεκτικό στη συχνότητα.



Σχήμα 6.12: Πιθανότητα σφάλματος πακέτου για εκπομπές με συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου, μέγεθος ομάδας υποφερόντων  $Q = 16$  και  $\beta = 0.5$ , για επιλεκτικές και μη επιλεκτικές στη συχνότητα διαλείψεις.

Στο Σχήμα 6.12 δίνεται η επίδοση του συστήματος στις δύο περιπτώσεις, μη επιλεκτικού και επιλεκτικού καναλιού. Μπορούμε να παρατηρήσουμε πως η επίδοση στο επιλεκτικό κανάλι είναι καλύτερη. Αυτό γίνεται γιατί το κανάλι στις χαμηλές συχνότητες (δηλαδή για τα κάτω 64 subcarriers) συμπεριφέρεται διαφορετικά από το κανάλι που έχει τις συχνότητες όπου επαναλαμβάνεται η πληροφορία (πάνω 64 subcarriers). Γι' αυτό τον λόγο δεν διπλασιάζεται μόνο η ισχύς εκπομπής με τις επαναλήψεις στην συχνότητα αλλά επίσης γίνεται και εξισορρόπηση των διαλείψεων. Η εξισορρόπηση των διαλείψεων σημαίνει πως το κανάλι δεν θα έχει την ίδια συμπεριφορά και στις δυο 64αδες υποφερόντων. Κατά συνέπεια η πιθανότητα και οι δυο να έχουν κακή ποιότητα καναλιού είναι πιο χαμηλή απ' ό,τι αν είχαμε μη επιλεκτικό κανάλι. Ένα παράδειγμα είναι πως το μη επιλεκτικό κανάλι έχει δυο είδη περιπτώσεων. Είτε δεν θα έχει μεγάλη απόσβεση (θετικό) ή θα έχει μεγάλη απόσβεση (αρνητικό). Άμα υποθέσουμε πως έχουμε επιλεκτικό κανάλι με δυο μονοπάτια, τότε έχουμε 4 διαφορετικές περιπτώσεις, δηλαδή κανάλι που είναι θετικό-θετικό, κανάλι που είναι θετικό-αρνητικό, κανάλι που είναι αρνητικό-θετικό και κανάλι που είναι αρνητικό-αρνητικό. Άρα μπορούμε να δούμε πως η πιθανότητα το κανάλι να έχει μεγάλη απόσβεση όταν έχουμε επιλεκτικό κανάλι είναι το  $\frac{1}{4}$  σε σχέση με το μη επιλεκτικό κανάλι το οποίο είναι  $\frac{1}{2}$ . Αυτό αποδεικνύει γιατί έχουμε καλύτερη συμπεριφορά σε επιλεκτικό κανάλι.

## 6.7 Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό παρατηρήσαμε τι επίδραση είχε η κατανομή ισχύος και τα χαρακτηριστικά διαμόρφωσης στην πιθανότητα σφάλματος πακέτου. Είδαμε της επαναλαμβανόμενες εκπομπές και τις συγκρίναμε με ένα σύστημα που χρησιμοποιεί ψηφιακή BPSK. Είδαμε την συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου και σχολιάσαμε τις βελτιώσεις που προσφέρει στο σύστημα μας. Τέλος παρατηρήσαμε την

## Κεφάλαιο 6

επίδραση που έχει ένα επιλεκτικό κανάλι στο σύστημα μας και αναπτύξαμε πολύ αναλυτικά γιατί έχουμε καλύτερη πιθανότητα σφάλματος πακέτου όταν έχουμε επιλεκτικό κανάλι και πως μπορούμε να δούμε άμα το κανάλι είναι επιλεκτικό ή μη επιλεκτικό.

## Κεφάλαιο 7ο: Συμπεράσματα

Στη Διπλωματική αυτή εργασία μελετήσαμε την κάτω ζεύξη ενός συστήματος NOMA, το οποίο εξυπηρετεί στους ίδιους πόρους συχνότητας και χρόνου δύο χρήστες, ένα χρήστη eMBB και ένα χρήστη mMTC. Η πολυπλεξία των δύο χρηστών περιλαμβάνει διαμόρφωση QAM για τον χρήστη eMBB με σύμφωνη ανίχνευση και διαμόρφωση δείκτη (IM) για τον χρήστη mMTC. Επικεντρωθήκαμε στην επίδοση του χρήστη mMTC για τον οποίο επιλέξαμε να έχει έναν δέκτη χαμηλής πολυπλοκότητας που χρησιμοποιεί ασύμφωνη ανίχνευση και έχει μια κεραία λήψης.

Η μελέτη πραγματοποιήθηκε με τη χρήση προσομοίωσης και αξιολογήθηκαν διαφορετικές παράμετροι της πολυπλεξίας και τεχνικές επαναληπτικής εκπομπής στο πεδίο της συχνότητας και του χρόνου, καθώς και κωδικοποίησης συρόμενου παραθύρου.

Με βάση τα παραπάνω καταφέραμε να πάρουμε ιδιαίτερα ικανοποιητικά αποτελέσματα για το σενάριο χρήσης που εξετάσαμε, και να φτάσουμε σε μια ικανοποιητική πιθανότητα σφάλματος πακέτου για τους mMTC χρήστες, όταν χρησιμοποιήσαμε συρόμενη κωδικοποίηση δικτύου σε συνδυασμό με επαναλήψεις στην συχνότητα. Παρατηρήσαμε επίσης πως όταν το κανάλι είναι επιλεκτικό, η πιθανότητα σφάλματος πακέτου είναι καλύτερη και εξηγήσαμε αναλυτικά γιατί συμβαίνει αυτό.

Επίσης παρατηρήσαμε πως με την αύξηση της κατανομής ισχύος εκπομπής στο χρήστη mMTC  $\beta$ , η πιθανότητα σφάλματος πακέτου μειώνεται. Ταυτόχρονα δεν θέλαμε να έχουμε πολύ μικρή τιμή  $\beta$ , γιατί δεν θα μπορούσαμε να ανιχνεύσουμε σωστά το πακέτο στον δέκτη (αυτό γίνεται πιο προφανές όταν έχουμε μεγαλύτερο μέγεθος συνόλου συμβόλων QAM  $M$ ). Παρατηρήσαμε, όπως ήταν αναμενόμενο, ότι όταν ο αριθμός υποφερόντων σε μια ομάδα είναι μεγαλύτερος τότε η πιθανότητα σφάλματος πακέτου βελτιώνεται με κόστος βέβαια μικρότερο μέγεθος πακέτου πληροφορίας ανά slot ή μικρότερο ρυθμό πληροφορίας. Συγκρίναμε τέλος την επίδοση του προτεινόμενου σχήματος με ένα σύστημα που χρησιμοποιεί ψηφιακή BPSK χωρίς να χρησιμοποιεί πολυπλεξία NOMA και είδαμε ότι στις χαμηλές σηματοθορυβικές σχέσεις το προτεινόμενο σχήμα έχει καλύτερη επίδοση.

Συνολικά, μπορούμε να πούμε ότι το σχήμα IM με ασύμφωνη ανίχνευση έχει πολύ καλά αποτελέσματα σε ότι αφορά την πιθανότητα σφάλματος πακέτου για μικρά πακέτα του τύπου που χρησιμοποιούνται στις επικοινωνίες μεταφοράς δεδομένων Διαδικτύου των Πραγμάτων και αξίζει να διερευνηθεί περισσότερο ώστε να αξιολογηθεί σε βάθος η απόδοσή του και η συμπεριφορά του. Στο πλαίσιο αυτό θα μπορούσε να μελετηθεί η ενεργειακή απόδοση του σχήματος αυτού σε σύγκριση με την αντίστοιχη απόδοση άλλων τεχνικών NOMA ή OMA.

## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] ResearchGate, “The History of Orthogonal Frequency Division Multiplexing,”. [Online]. Available: [https://www.researchgate.net/publication/221287408\\_The\\_History\\_of\\_Orthogonal\\_Frequency\\_Division\\_Multiplexing](https://www.researchgate.net/publication/221287408_The_History_of_Orthogonal_Frequency_Division_Multiplexing)
- [2] DSP Illustrations, “The Cyclic Prefix for OFDM,”. [Online]. Available: <https://dspillustrations.com/pages/posts/misc/the-cyclic-prefix-cp-in-ofdm.html>
- [3] GURUKULA, “OFDM | Wireless Communication,”. [Online]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=pUzurHbPpqQ>
- [4] GaussianWaves, “5G NR Resource block,”. [Online]. Available: <https://www.gaussianwaves.com/2022/02/5g-nr-resource-block/>
- [5] Wikipedia, “Cyclic prefix,”. [Online]. Available: [https://en.wikipedia.org/wiki/Cyclic\\_prefix](https://en.wikipedia.org/wiki/Cyclic_prefix)
- [6] TechTarget, “5G NewRadio (NR),”.[Online]. Available: <https://www.techtarget.com/whatis/definition/5G-New-Radio-NR>
- [7] Apistraining, “What is a Numerology [Online]. Available: <https://apistraining.com/5g-numerology/>
- [8] ecewireless, “NOMA – How superposition coding works,”. [Online]. Available: <https://ecewireless.blogspot.com/2020/03/noma-graphical-example-of-superpostion.html>
- [9] ecewireless, “NOMA – How successive interference cancellation (SIC) works,”. [Online]. Available: <https://ecewireless.blogspot.com/2020/04/noma-graphical-example-of-successive.html>
- [10] Ιωσηφίδης Αθανάσιος, “Κινητές επικοινωνίες 4ης και 5ης γενιάς. Η 5η γενιά κινητών επικοινωνιών (5G)”.
- [11] S. M. Riazul Islam, Member, IEEE, Nurilla Avazov, Octavia A. Dobre, Senior Member, IEEE, and Kyung-Sup Kwak, Member, IEEE, “Power-Domain Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) in 5G Systems: Potentials and Challenges”
- [12] A. Iossifides, A. Lioumpas, and T. V. Yioultsis, “A Robust OFDM IM-QAM NOMA Scheme for URLLC and eMBB Downlink Service Coexistence”, TechRxiv, 2022.
- [13] J. Choi, “Sliding Network Coding for URLLC”, IEEE Transactions on Wireless Communications, June, 2022.
- [14] S. B. Wicker, Error Control Systems for Digital Communication and Storage. Prentice Hall, 1995.
- [15] S. Lin and D. Costello, Error Control Coding: Fundamentals and Applications. Pearson-Prentice Hall, second ed., 2004.

- [16] B. Makki, T. Svensson, G. Caire, and M. Zorzi, “Fast HARQ over finite blocklength codes: A technique for low-latency reliable communication,” *IEEE Trans. Wireless Communications*, vol. 18, no. 1, pp. 194–209, 2019.
- [17] N. Strodthoff, B. Gktepe, T. Schierl, C. Hellge, and W. Samek, “Enhanced machine learning techniques for early HARQ feedback prediction in 5G,” *IEEE J. Selected Areas in Communications*, vol. 37, no. 11, pp. 2573–2587, 2019.
- [18] M. Karzand, D. J. Leith, J. Cloud, and M. Mdard, “Design of FEC for low delay in 5G,” *IEEE J. Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 8, pp. 1783–1793, 2017.
- [19] R. Ahlswede, N. Cai, S.-Y. R. Li, and R. W. Yeung, “Network information flow,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 46, pp. 1204–1216, July 2000.
- [20] T. Ho, M. Medard, R. Koetter, D. Karger, M. Effros, J. Shi, and B. Leong, “A random linear network coding approach to multicast,” *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 52, no. 10, pp. 4413–4430, 2006.
- [21] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2005.
- [22] Siavash M. Alamouti, “A simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications,” *IEEE Journal Selected Areas in Communications*, vol 16, no. 8, October 1998
- [23] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, 5th Ed., McGraw-Hill, 2008.
- [24] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α : ΚΩΔΙΚΑΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

```
clear
close all
clc

%% System parameters %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
N = 128;% Number of subcarriers
Nused = 128; % Active subcarriers
Nempty = N-Nused; % Subcarriers not used
Subcarriers_per_Group = 16;
Number_of_SG = Nused/Subcarriers_per_Group;
Number_of_Active_SC = 1;
Num_of_OFDM_Symbols = 14;
reps = 2; % Repetitions in frequency;
Number_of_SG = Number_of_SG/reps;
KK = 2; % Number of repetitions in time;
p1 = log2(nchoosek(Subcarriers_per_Group,Number_of_Active_SC));
CRC_length = 16;
Num_of_bitsIM_per_packet = Number_of_SG*p1*Num_of_OFDM_Symbols-CRC_length; %%
%% to add CRC
crcgenerator = comm.CRCGenerator('Polynomial','z^16 + z^12 + z^5 +
1','InitialConditions',1,'DirectMethod',true,'FinalXOR',1);
crcdetector = comm.CRCDetector('Polynomial','z^16 + z^12 + z^5 +
1','InitialConditions',1,'DirectMethod',true,'FinalXOR',1);

M = 256; % Size of QAM symbol set (e.g., M=16 for 16QAM)
k = log2(M); % Number of bits per QAM symbol
k_QAM = 1/sqrt(170); % 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
SNRdBTotal = 0:1:10;
Total_power = 10.^(.1*SNRdBTotal);
betaIM = 0.1; % betaIM must be > 0
betaQAM = 1-betaIM;
%alphadB = 10*log10(betaIM/betaQAM);
Total_IM_power = betaIM*Total_power;
IM_power = Total_IM_power/Number_of_SG; % IM power per active subcarrier
Total_QAM_power = betaQAM*Total_power;
QAM_power = Total_QAM_power/Nused; % QAM power per subcarrier

info_bitsIM_Total = [];
tx_ofdm_cp_Total = [];
rx_noise_Total = [];
rx_wCP_Total2saved = [];

CP = 16; %cyclic prefix length
bit_errorsQAM = zeros(1,length(SNRdBTotal)); % counts bit errors after
detection for each Eb/No value
bit_errorsIM = zeros(1,length(SNRdBTotal)); % counts bit errors after
detection for each Eb/No value
```

```

bit_errorsIM_Total = zeros(1,length(SNRdBTotal));
bit_errorsIM_Total_slc = zeros(1,length(SNRdBTotal));
Num_of_bitsQAM = zeros(1,length(SNRdBTotal)); % Number of bits that the
simulation has ran for for each Eb/No value
Num_of_bitsIM = zeros(1,length(SNRdBTotal)); % Number of bits that the
simulation has ran for for each Eb/No value
Num_of_bitsIM_Total = zeros(1,length(SNRdBTotal));
simBERQAM = zeros(1,length(SNRdBTotal)); % Bit error rate for each Eb/No value
simBERIM = zeros(1,length(SNRdBTotal)); % Bit error rate for each Eb/No value
simBERIM_Total = zeros(1,length(SNRdBTotal));
simBERIM_Total_slc = zeros(1,length(SNRdBTotal));
Num_of_packetsIM = zeros(1,length(SNRdBTotal));
packet_errorsIM = zeros(1,length(SNRdBTotal));
packet_errorsIM_slc = zeros(1,length(SNRdBTotal));
packet_errors_real = zeros(1,length(SNRdBTotal));
simPERIM = zeros(1,length(SNRdBTotal));
simPERIM_slc = zeros(1,length(SNRdBTotal));

CRC_failures = zeros(1,length(SNRdBTotal));

%% jj is the main loop with respect to Eb_No_dB %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for jj=1:length(SNRdBTotal)

    required_errorsIM = 500; % Number of bit errors required to provide an
"acceptable" BER
    if SNRdBTotal(jj)>7
        required_errorsIM = 200;
    end
    if SNRdBTotal(jj)>30
        required_errorsIM = 250;
    end

    %% Loop that keep simulation running until required errors are gathered %%
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    X0 = zeros(1,Num_of_bitsIM_per_packet);
    X0_status = false;

    while packet_errorsIM_slc(jj) < required_errorsIM || bit_errorsQAM(jj) <
required_errorsQAM
        %% Information bits and packets generation for IM user%%
        %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
        Num_of_packetsIM(jj) = Num_of_packetsIM(jj)+1;

        Num_of_bitsIM_Total(jj) =
Num_of_bitsIM_Total(jj)+Num_of_bitsIM_per_packet;
        info_bitsIM_Total = rand(1,Num_of_bitsIM_per_packet)>0.5;
        X1 = crcgenerator(info_bitsIM_Total');
        %% Sliding Network Coding
        XX(1,:) = X1;
        XX(2,:) = crcgenerator(xor(X0,info_bitsIM_Total)');

        tx_ofdm_cp_Total = [];
        %% Transmission of KK packets
        for kkloop = 1:KK

```

```

for OFDMSym = 1:Num_of_OFDM_Symbols
    %% Information bits generation for MQAM user%%
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    Num_of_bitsQAM(jj) = Num_of_bitsQAM(jj)+Nused*k; % Number of
info bits necessary for the number of active subcarriers and the modulation
size.

    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
    info_symsQAM = bi2de(info_bitsQAM2,'left-msb');

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

    %% Creation of IM symbols on top of QAM symbols
    infosymbolsIM = [];zeros(1,Nused);
    Allbits = XX(kkloop,:);
    Current_symbol_bits = Allbits(1,(OFDMSym-
1)*p1*Number_of_SG+1:OFDMSym*p1*Number_of_SG);
    info_table = reshape(Current_symbol_bits,p1,Number_of_SG)';
    active_SC = bi2de(info_table)+1; % active subcarriers
according to IM bits
    active_SC_reps = [active_SC;active_SC];
    info_symbolsALL = info_symbolsQAM.'; % Original symbols are
QAM symbols. IM power will be added next to active subcarriers

    % Addition of phase aligned (to existing QAM symbols) power at
the active subcarriers
    for ii=1:reps*Number_of_SG % reps is used when repetitions are
engaged
        j = active_SC_reps(ii)+Subcarriers_per_Group*(ii-1);
        QAM_symbol = info_symbolsQAM(j);
        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;
        end
        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;
        end
        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;
        end
        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;
        end
    end
    infoA = info_symbolsALL;

```

```

%% OFDM mapping %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% This is not used in this simulation
A = infoA;
%      B = infoB;

%% OFDM symbol generation with IFFT %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
ofdm_symbol = sqrt(N)*ifft(A); % IFFT and normalization of
energy to one
tx_ofdm_cp=[ofdm_symbol(N-CP+1:N),ofdm_symbol]; % CP addition
tx_ofdm_cp_Total = [tx_ofdm_cp_Total,tx_ofdm_cp];
end
end
%% Rayleigh channel impulse response generation %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%      h = 1;
h=zeros;
%      h2=zeros;
%      delays = 0; % For nonselective channel
%      p = 1; % For nonselective channel
delays = [0,1,2,3]; % For selective channel
p = [0.25,0.25,0.25,0.25]; % For selective channel
for del=1:length(delays) % delays are considered consecutive
    h(delays(del)+1)=sqrt(p(del))*(randn(1,1)+1i*randn(1,1))/sqrt(2);
% Creation of Rayleigh fading - Complex Gaussian random numbers
end

%% Channel output %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
rx_Total = conv(h,tx_ofdm_cp_Total); % convolution of tx packet signal
with channel impulse response

%% Receiver %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%      for kkloop = 1:KK
%% Noise generation and addition %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
noise_Total = (randn(1,length(rx_Total))+
1i*randn(1,length(rx_Total)))/sqrt(2*Nused);
rx_noise_Total = rx_Total + noise_Total; % Noise for whole signal
package

%% CP removal %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for kkloop = 1:KK

    rx_noise_Total_new = rx_noise_Total((kkloop-
1)*(N+CP)*Num_of_OFDM_Symbols+1:kkloop*(N+CP)*Num_of_OFDM_Symbols);
    rx_wCP_Total =
reshape(rx_noise_Total_new,N+CP,Num_of_OFDM_Symbols);
    rx_wCP_Total(1:CP,:)=[];

%% FFT and OFDM de-mapping %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

y_fft_Total = fft(rx_wCP_Total)/sqrt(N);

%% Detection %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%% Detection of IM user %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
yy_Total_1 =
reshape(y_fft_Total(1:Nused/reps,:),Subcarriers_per_Group,Number_of_SG*Num_of_
OFDM_Symbols); % with 2 repetitions in freq
yy_Total_2 =
reshape(y_fft_Total(Nused/reps+1:Nused,:),Subcarriers_per_Group,Number_of_SG*N
um_of_OFDM_Symbols); % with 2 repetitions in freq
yy_Total = abs(yy_Total_1).^2 + abs(yy_Total_2).^2;

[MM_Total,active_SC_hat_Total] = max(yy_Total_1,[],1);
[MM_Total_slc,active_SC_hat_Total_slc] = max(yy_Total,[],1);

info_bits_tab_Total_CRC = de2bi(active_SC_hat_Total-
1,log2(Subcarriers_per_Group));
info_bitsIM_hat_Total_CRC =
reshape(info_bits_tab_Total_CRC',1,Number_of_SG*p1*Num_of_OFDM_Symbols);
info_bits_tab_Total_slc_CRC = de2bi(active_SC_hat_Total_slc-
1,log2(Subcarriers_per_Group));
info_bitsIM_hat_Total_slc_CRC =
reshape(info_bits_tab_Total_slc_CRC',1,Number_of_SG*p1*Num_of_OFDM_Symbols);
XX_hat(kkloop,:) = info_bitsIM_hat_Total_slc_CRC;

end

%% SNC decoding

if Num_of_packetsIM(jj) == 1
    X0_hat = zeros(1,Num_of_bitsIM_per_packet);
    X0_status = 1;
    X1_hat = zeros(1,Num_of_bitsIM_per_packet);
end
[XX_info_hat(1,:),err(1)] = crcdetector(XX_hat(1,:));
[XX_info_hat(2,:),err(2)] = crcdetector(XX_hat(2,:));
if err(1) == 0
    X1_hat = XX_info_hat(1,:);
    X1_status = true;
else
    X1_status = false;
end

if X0_status == true
    % check validity
    if err(2) == 0 && X1_status == false
        X1_hat = xor(X0_hat,XX_info_hat(2,:));
        X1_status = true;
    end
end

end
if X0_status == false
    if err(2) == 0

```

```

        if X1_status == true
            X0_hat = xor(X1_hat,XX_info_hat(2,:));
            %check validity
        else
            packet_errorsIM_slc(jj) = packet_errorsIM_slc(jj)+1;
            %check validity
        end
    else
        packet_errorsIM_slc(jj) = packet_errorsIM_slc(jj)+1;
        %check validity
    end
end
if size(find(X0_hat-X0),2) > 0
    berrorsIM_Total_slc = size(find(X0_hat-X0),2);
    packet_errors_real(jj) = packet_errors_real(jj)+1;
    bit_errorsIM_Total_slc(jj) = bit_errorsIM_Total_slc(jj)+
berrorsIM_Total_slc;
    fprintf('1. SNRim=%2d Packet errors=%4d Packets=%5d
PER=%e\n',SNRdBTotal(jj),packet_errorsIM_slc(jj),Num_of_packetsIM(jj),packet_e
rrorsIM_slc(jj)/Num_of_packetsIM(jj));
    fprintf('2. SNRim=%2d Real packet errors=%4d Real
PER=%e\n',SNRdBTotal(jj),packet_errors_real(jj),packet_errors_real(jj)/Num_of_
packetsIM(jj));
end

X0_status = X1_status; % This is kept for use in the next repetition
X0_hat = X1_hat;

%%%%% Next line is for the trasmitter %%%%%%
X0 = info_bitsIM_Total; % This is kept for use in the next repetition

%% Count bit errors %%
%%%%%%%%%%
end
simBERIM_Total_slc(jj) =
bit_errorsIM_Total_slc(jj)/Num_of_bitsIM_Total(jj);
simPERIM_slc(jj) = packet_errors_real(jj)/Num_of_packetsIM(jj);
end

```