



ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ
«OFDM με διαμόρφωση δείκτη και ασύμφωνη
αποδιαμόρφωση σε κανάλια διαλείψεων»

Του φοιτητή
Τζιουβάρα Κωνσταντίνου
Αρ. Μητρώου: 507323

Επιβλέπων
Ιωσηφίδης Αθανάσιος
Αναπληρωτής Καθηγητής

07/09/2023

OFDM με διαμόρφωση δείκτη και ασύμφωνη αποδιαμόρφωση σε κανάλια διαλείψεων
20123

Όνοματεπώνυμο φοιτητή: Τζιουβάρας Κωνσταντίνος

Όνοματεπώνυμο εισηγητή: Ιωσηφίδης Αθανάσιος

Ημερομηνία ανάληψης Δ.Ε. 7/3/2023

Ημερομηνία περάτωσης Δ.Ε. 7/9/2023

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

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

Περίληψη

Στην παρούσα πτυχιακή εργασία γίνεται η μελέτη της μεθόδου ορθογωνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας με την χρήση διαμόρφωσης δεικτών και ασύμφωνο δέκτη (OFDM-IM). Πρόκειται για ειδική παραμετροποίηση της κλασικής OFDM τεχνολογίας στην οποία δεν πραγματοποιείται διαμόρφωση κάθε υποφέρουσας συχνότητας ανεξάρτητα αλλά οι υποφέρουσες ομαδοποιούνται και ενεργοποιούνται μόνο κάποιες από αυτές.

Η χρήση επιλεκτικής ενεργοποίησης μέρος των υποφερουσών συχνοτήτων ως μέσο διαμόρφωσης πληροφορίας με ασύμφωνη ανίχνευση, απλοποιεί τον τηλεπικοινωνιακό διάυλο, εξασφαλίζει ικανοποιητικά χαμηλή πιθανότητα σφάλματος με κόστος τη μείωση της φασματικής αποδοτικότητας. Ο επιμέρους πειραματισμός της τεχνικής σε συνθήκες επιλεκτικών και μη επιλεκτικών διαλείψεων αποτελεί βασικό κομμάτι της εργασίας. Η μελέτη του συστήματος σε όσο το δυνατό πιο πραγματικές συνθήκες δίνει σημαντικό πλεονέκτημα στην αξία της εφαρμογής. Η ανάπτυξη αυτής της κατηγορίας τεχνικών (διαμόρφωσης δείκτη) επιτρέπει την λειτουργία του τηλεπικοινωνιακού διαύλου χωρίς την χρήση πιλοτικών συμβόλων για την εκτίμηση του καναλιού από τον δέκτη, ενώ ταυτόχρονα επιτυγχάνει χαμηλή πιθανότητα σφάλματος. Πραγματοποιήθηκε εκτενής πειραματισμός των μεθόδων ανίχνευσης στο δέκτη ούτως ώστε να καταδειχθούν οι δυνατότητες και οι περιορισμοί τους. Η μέθοδος μπορεί να αποτελέσει σημαντικό εργαλείο απλής και αποδοτικής ασύρματης συνδεσιμότητας ειδικά στο πλαίσιο της επικοινωνίας συσκευών χαμηλού κόστους του Διαδικτύου των πραγμάτων.

Μέσω της πλατφόρμας MATLAB και της χρήσης κώδικα προγραμματιστικού περιβάλλοντος προσομοίωσης, γίνονται πειράματα όλων των τεχνικών ανίχνευσης δεικτών στο δέκτη και παρουσιάζονται γραφικές παραστάσεις με την απόδοση της κάθε περίπτωσης ως προς την πιθανότητα σφάλματος σε επιλεκτικό και μη επιλεκτικό κανάλι διαλείψεων. Επίσης, η σύγκριση αυτών των γραφημάτων με γνώμονα τον ρυθμό πληροφορίας δίνει ένα πιο ουσιαστικό συμπέρασμα για την τελική χρησιμότητα της μεθόδου. Εν κατακλείδι, η συνεχής εξέλιξη και βελτίωση των τεχνικών αυτών θα βοηθήσει στην επέκταση εφαρμογής σε περισσότερους τομείς.

Abstract

In this thesis, is studied the method of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) with index modulation and non coherent receiver (OFDM-IM). This is a special configuration of classical OFDM technology in which each subcarrier is not modulated independently, but the subcarriers are grouped together and only some of them are activated.

The use of selective activation of part of the subcarriers as a means of information modulation with non coherent detection simplifies the communication channel, ensures a satisfactory low error probability, but at the cost of reducing spectral efficiency. The detailed experimentation of the technique in conditions of selective and non-selective frequency channel is a key part of the thesis. The study of the system in as realistic conditions as possible gives a significant advantage to the value of the application. The development of this category of techniques (index modulation) allows the communication channel to operate without the use of pilot symbols for channel estimation at the receiver, while at the same time achieving a low error probability. Extensive experimentation of the detection methods at the receiver was carried out in order to demonstrate their capabilities and limitations. The method can be a valuable tool for simple and efficient wireless connectivity, especially in the context of communication between low-cost devices of the Internet of Things.

Through the MATLAB platform and the use of code from a programming environment for simulation, experiments are conducted of all index detection techniques at the receiver. Graphical representations are presented with the performance of each case in terms of error probability in a selective and non-selective frequency channel. Also, the comparison of these graphs with reference to the bit rate gives a more meaningful conclusion about the ultimate usefulness of the method. In conclusion, the continuous evolution and improvement of these techniques will help to expand their application to more areas.

Περιεχόμενα

Περίληψη.....	3
Abstract	4
Περιεχόμενα	5
Κατάλογος Σχημάτων και Πινάκων	7
Συντομογραφίες.....	8
Κεφάλαιο 1ο: Εισαγωγή	9
Κεφάλαιο 2ο: Τίτλος Κεφαλαίου.....	12
2.1 Εισαγωγή	12
2.2 Πομπός και Δέκτης OFDM	13
2.2.1 Κυκλικό πρόθεμα (Cyclic Prefix)	13
2.2.2 Λειτουργία συστήματος OFDM.....	13
2.3 OFDM και OFDM-IM.....	14
2.3.1 Εισαγωγή στο OFDM-IM	15
2.3.2 Γενικές Παράμετροι της OFDM-IM	15
2.4 Περιγραφή Μοντέλου OFDM-IM	16
2.4.1 Λειτουργία Πομπού	17
2.4.2 Διαμόρφωση πληροφορίας.....	17
2.5 Κανάλι και Διαλείψεις Rayleigh.....	20
2.5.1 AWGN και SNR.....	24
2.5.2 Δέκτης ασύμφωνης ανίχνευσης και διαφορισμός λήψης	24
2.5.3 Μέθοδος ανίχνευσης δεικτών	24
Κεφάλαιο 3ο: Προσομοίωση κώδικα	28
3.1 Βασικές μεταβλητές προσομοίωσης.....	28
3.2 Κύρια λειτουργία του κώδικα.....	29
3.3 Προσομοίωση Δέκτη και IFFT	30
3.4 Κανάλι και Δέκτης.....	31
3.5 Μέθοδοι ανίχνευσης	33
3.5.1 Διαφορισμός Λήψης.....	35
3.5.2 Δημιουργία καναλιού επιλεκτικής συχνότητας	35

Κεφάλαιο 4ο: Αποτελέσματα	39
4.1 Εισαγωγή Αποτελεσμάτων	39
4.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης σε κανάλι μη επιλεκτικό στην συχνότητα.....	39
4.3 Αποτελέσματα προσομοίωσης σε κανάλι επιλεκτικό στην συχνότητα.....	41
4.4 Αποτελέσματα προσομοίωσης με διαφορισμό λήψης.....	43
4.5 Φασματική απόδοση	45
Κεφάλαιο 5ο: Συμπεράσματα	51
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	54
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ	55

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 2.1: Σύμβολο OFDM στο πεδίο της συχνότητας με χρήση 7 υποφερουσών.....	12
Σχήμα 2.2: Σύστημα OFDM σε πομπό και δέκτη	14
Σχήμα 2.3: Αναπαράσταση OFDM με index modulation στο πεδίο της συχνότητας	16
Σχήμα 2.4: Περιγραφή OFDM-IM μοντέλου σε πομπό και δέκτη	18
Σχήμα 2.5: Κρουστική απόκριση καναλιού σε κανάλι επιλεκτικής συχνότητας.....	23
Σχήμα 2.6: Επίδραση καναλιού μετά τον FFT σε κανάλι επιλεκτικής συχνότητας	23
Σχήμα 3.1: Διάγραμμα ροής προσομοίωσης κώδικα OFDM-IM συμβόλων.....	29
Σχήμα 4.1: Πιθανότητα σφάλματος με μέθοδο ανίχνευσης A, N=8.....	41
Σχήμα 4.2: Πιθανότητα σφάλματος με μέθοδο ανίχνευσης B, N=8	42
Σχήμα 4.3: Πιθανότητα σφάλματος με μέθοδο ανίχνευσης A, N=16.....	42
Σχήμα 4.4: Πιθανότητα σφάλματος με μέθοδο ανίχνευσης B, N=16	43
Σχήμα 4.5: Πιθανότητα σφάλματος επιλεκτικού και μη επιλεκτικού καναλιού.....	44
Σχήμα 4.6: Πιθανότητα σφάλματος μη επιλεκτικού καναλιού με χρήση διαφορισμού	45
Σχήμα 4.7: Πιθανότητα σφάλματος επιλεκτικού και μη καναλιού με χρήση διαφορισμού	46
Σχήμα 4.8: Πιθανότητα σφάλματος επιλεκτικού και μη καναλιού με διαφορισμό N=16	47
Σχήμα 4.9: Πιθανότητα σφάλματος με και χωρίς διαφορισμό σε επιλεκτικό κανάλι N=8	48
Σχήμα 4.10: Πιθανότητα σφάλματος με και χωρίς διαφορισμό σε επιλεκτικό κανάλι N=16	48

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 2.1: Συνδυασμοί πιθανών θέσεων δεικτών	18
Πίνακας 2.2: Επιλογή θέσεων δεικτών προς χρήση.....	19
Πίνακας 2.3: Πιθανές θέσεις δεικτών σε μηδέν και ένα	19
Πίνακας 2.4: Αντιστοίχιση των δεκαδικών με τις αντίστοιχες θέσεις	20
Πίνακας 2.5: Τιμές κανονικοποίησης διασποράς με αντιστοίχιση κέρδους	22
Πίνακας 4.1: Πίνακας παραμετροποιήσεων για μη επιλεκτικό κανάλι	39
Πίνακας 4.2: Πίνακας παραμετροποιήσεων για επιλεκτικό κανάλι.....	40
Πίνακας 4.3: Πίνακας παραμετροποιήσεων με διαφορισμό για επιλεκτικό και μη κανάλι.....	41
Πίνακας 4.4: Φασματική απόδοση ανά περίπτωση διαμόρφωσης.....	49
Πίνακας 4.5: Bit και ρυθμός πληροφορίας.....	50

Συντομογραφίες

ISI	Inter Symbol Interference
ICI	Inter Carrier Interference
dB	DeciBel
MPSK	M(ary) Phasr Shift Keying
MQAM	M(ary) Quadrature Amplitude Modulation
AWGN	Additive White Gaussian Noise
CP	Cyclic Prefix
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
FSK	Frequency-Shift Keying
PSK	Phase-Shift Keying
MIMO	Multiple In Multiple Out
CSI	Channel State Information
3GPP	3rd Generation Partnership Project
TDL	Tap Delay Line
SNR	Signal to Noise Ratio
ML	Maximum Likelihood

1

Εισαγωγή

Καθώς η ψηφιακή τεχνολογία αναπτύσσεται και η ανάγκη για μεγαλύτερη μεταφορά δεδομένων αυξάνεται, η δημιουργία όλο και πιο αποδοτικών τρόπων επικοινωνίας είναι επιτακτική. Όσο αναπτύσσεται η τεχνολογία τόσο οι τηλεπικοινωνιακές ανάγκες διευρύνονται ως προς το μέτρο των εφαρμογών τους. Συσκευές και εφαρμογές των οποίων η ενεργειακή τους κατανάλωση μειώνεται συνεχώς, το κόστος κατασκευής και η περιπλοκότητά τους αυξάνεται και η ανάγκη για αποδοτική ασύρματης συνδεσιμότητας γίνεται όλο και πιο απαιτητική.

Σκοπός της εργασίας είναι η ανάδειξη, η μελέτη και πειραματισμός νέων τεχνικών ασύρματης τηλεπικοινωνίας. Οι προδιαγραφές αυτών θα δίνουν την δυνατότητα σε όλο και περισσότερες συσκευές να συνδέονται στο διαδίκτυο των πραγμάτων (internet of things) με την χρήση απλών και αξιόπιστων δεκτών. Μία από αυτές τις τεχνικές είναι η ασύρματη ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης με διαμόρφωση δείκτη OFDM-IM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing with Index Modulation). Πολλές εφαρμογές στα ασύρματα δίκτυα 4^{ης} και 5^{ης} γενιάς βασίζονται σε αυτήν την τεχνική και η ιδιότητα της ασύμφωνης αποδιαμόρφωσης στον δέκτη προσφέρει μεγάλο φάσμα δυνατοτήτων που καλύπτουν τις σύγχρονες απαιτήσεις.

Η βασική διαφορά της OFDM-IM με την κύρια OFDM βρίσκεται στον σχηματισμό της πληροφορίας μέσω της ενεργοποίησης συγκεκριμένων υποφερουσών. Η κάθε υποφέρουσα συχνότητα ή αλλιώς subcarrier δεν περιέχει πρόσθετη διαμόρφωση πληροφορίας όπως στο κλασικό OFDM. Ταυτόχρονα η ασύμφωνη ανίχνευση στον δέκτη δίνει σε αυτήν την μέθοδο μεγάλο πλεονέκτημα ως προς την απλότητα κατασκευής και την εξοικονόμηση ενέργειας.

Η ανάλυση του ασύμφωνου δέκτη που πραγματοποιείται, δηλαδή, της ικανότητας του OFDM-IM να ανιχνεύει την λαμβανόμενη πληροφορία χωρίς να κάνει εκτίμηση του

καναλιού, πραγματοποιείται σε περιβάλλον επιλεκτικών και μη επιλεκτικών διαλείψεων στη συχνότητα.

Σημαντικό μέρος της κατανόησης της λειτουργίας του συστήματος είναι η ανάλυση της μεθόδου διαμόρφωσης της πληροφορίας. Η μεθοδολογία που ακολουθείται ψηφιοποιεί την πληροφορία με την χρήση δεικτών χωρίς την ανάγκη αποστολής πιλοτικών συμβόλων. Πολύ σημαντικό μέρος της μελέτης είναι η ανάλυση και η συμπεριφορά της μεθόδου OFDM-IM σε κανάλια επιλεκτικά και μη επιλεκτικά στην συχνότητα. Η αληθοφάνεια ενός συστήματος κρίνεται από τον πειραματισμό σε όσο το δυνατόν ρεαλιστικές συνθήκες. Τα πειράματα προσομοίωσης που πραγματοποιήθηκαν σε *micro urban* περιβάλλον καταδεικνύουν τις διαφορές ενός καναλιού με σταθερή παραμόρφωση και ενός καναλιού του οποίου οι διαλείψεις είναι μη επιλεκτικές.

Κύριο μέρος της ανάλυσης αποτελεί ο τρόπος ανίχνευσης της πληροφορίας στον δέκτη. Η τεχνική εύρεσης των πιθανών θέσεως των ενεργών δεικτών κρίνει την αποδοτικότητα του συστήματος. Οι μέθοδοι ανίχνευσης των δεικτών δοκιμάζονται με ή χωρίς την χρήση διαφορισμού λήψης. Όλες οι περιπτώσεις αξιολογούνται και προσομοιώνονται με την χρήση τριών διαφορετικών μεθόδων ανίχνευσης δεικτών. Κάθε μία από τις μεθόδους δοκιμάζεται σε προγραμματιστικό περιβάλλον με την βοήθεια της πλατφόρμας Matlab, έπειτα παρουσιάζονται γραφικές παραστάσεις με την συμπεριφορά κάθε ανιχνευτή ανάλογα με την αρχική τους διαμόρφωση, τις συνθήκες του καναλιού αλλά και την φασματική τους απόδοση.

Συμπερασματικά κάθε διαμόρφωση έχει τα δικά της οφέλη ανάλογα με το είδος της εφαρμογής. Σαφώς, η επιλογή διαφορισμού λήψης προσδίδει επιπλέον δυνατότητες και βελτιώνει αισθητά την πιθανότητα σφάλματος ανεξάρτητα της φύσης του καναλιού. Οι δύο από τις τρεις μεθόδους παρουσιάζουν παρόμοια χαρακτηριστικά και συμπεριφέρονται εφάμιλλα σε όλες τις δοκιμές ανεξάρτητα των αρχικών προδιαγραφών. Μία από τις μεθόδους αποτυγχάνει ως προς την πιθανότητα σφάλματος σε συνθήκες επιλεκτικών διαλείψεων. Παράγοντες που μπορούν να επηρεάσουν την απόδοση του συστήματος είναι και η επιλογή του αριθμού των ενεργών υποφερόντων συχνοτήτων ή το μέγεθος της ομαδοποίησης των υποφερόντων. Τα μοντέλα πειράματος και προσομοίωσης που ακολουθήθηκαν καταδεικνύουν την σαφή διαφοροποίηση ως προς τις συνθήκες και τις προδιαγραφές του συστήματος.

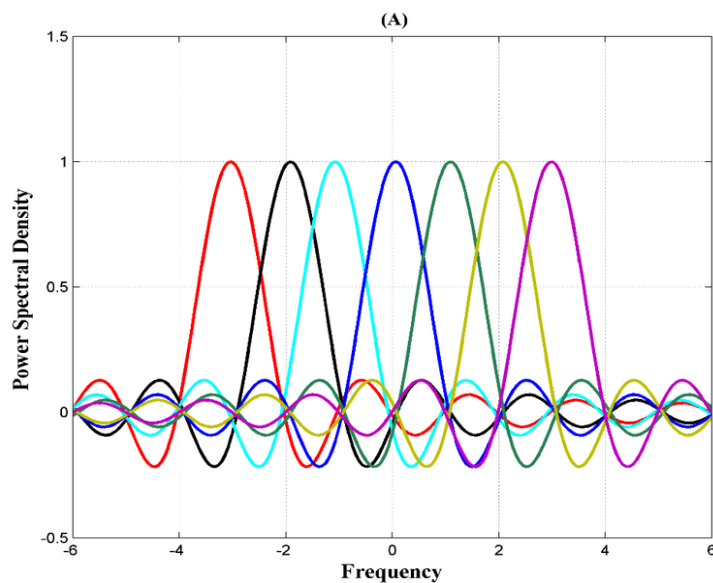
Στο επόμενο κεφάλαιο παρουσιάζεται αναλυτικά το μοντέλο του υπό μελέτη συστήματος και εξετάζονται οι μέθοδοι οργάνωσης της πληροφορίας, το μοντέλο του πομπού, του καναλιού διαλείψεων και του δέκτη με τις εναλλακτικές τεχνικές ανίχνευσης. Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζεται αναλυτικά η μέθοδος προσομοίωσης σε περιβάλλον Matlab και εξηγείται ο τρόπος προγραμματισμού των κύριων σημείων του προγράμματος. Στο τέταρτο κεφάλαιο συγκεντρώνονται τα πιο σημαντικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων και πραγματοποιείται μελέτη και αξιολόγηση του συστήματος και της παραμετροποίησής του σε διαφορετικές συνθήκες. Στο τελευταίο κεφάλαιο ανακεφαλαιώνονται τα βασικά συμπεράσματα της εργασίας.

2

Μοντέλο Συστήματος

2.1 Εισαγωγή

Η διαμόρφωση OFDM ανήκει στις τεχνικές πολυδιαυλικής (multicarrier) διαμόρφωσης όπου η κεντρική ιδέα είναι ο χωρισμός μιας ροής ψηφίων πληροφορίας σε πολλές επιμέρους ροές (substreams) και η μετάδοση τους σε αντίστοιχο πλήθος υποδιαύλων (subchannels).[1] Τα υποφέροντα (subcarriers) επιλέγεται να είναι σε ορθογωνική διάταξη μεταξύ τους (σχήμα 2.1) συμβάλλοντας έτσι στην δραστική μείωση της διακαναλικής (ICI) όσο και της διασυμβολικής παρεμβολής (ISI). Ο αριθμός των υποφερουσών επηρεάζεται άμεσα από το εύρος ζώνης του καναλιού. Για παράδειγμα, ένα εύρος ζώνης το οποίο είναι ορισμένο στα 10MHz έχει υποδιαιρεθεί σε 600 υποφερουσες συχνότητες και ανάμεσα σε κάθε υποφερουσα υπάρχει κενό 15KHz.



Σχήμα 2.1: Σύμβολο OFDM στο πεδίο της συχνότητας με χρήση 7 υποφερουσών

Προκειμένου οι υποφέρουσες να είναι μεταξύ τους ορθογώνιες, το μήκος διάρκειας του συμβόλου πρέπει να είναι 66,7 μ s. Ο ρυθμός πληροφορίας της κάθε υποφέρουσας εξαρτάται και από την διαμόρφωση του σήματος. Οι πιο συχνά χρησιμοποιούμενες υποφέρουσες διαμορφώσεις εντός OFDM είναι οι διαμορφώσεις μετατόπισης φάσης (MPSK), καθώς και οι ορθογωνικές - πλάτους (MQAM).[2]

2.2 Πομπός και Δέκτης OFDM

Η μοντέλο του OFDM προϋποθέτει την ύπαρξη συγκεκριμένων συνθηκών στον πομπό όσο και στον δέκτη ούτως ώστε η λειτουργία του να είναι αποδοτική. Συγκεκριμένα, είναι αναγκαίος ο τέλειος συγχρονισμός πομπού και δέκτη, το κανάλι να είναι έχει όσο δυνατόν πιο αργές διαλείψεις (slow fading channel) προκειμένου να είναι σταθερό στην διάρκεια ενός συμβόλου (flat fading channel), την ύπαρξη λευκού Γκαούσιαν Θορύβου (AWGN) όπως επίσης και την εφαρμογή κυκλικού προθέματος. Τα εξαιρετικά πλεονεκτήματα της ορθογωνικής διάταξης δημιουργούνε ιδιαίτερες απαιτήσεις υλοποίησης.

2.2.1 Κυκλικό πρόθεμα (Cyclic Prefix)

Η μέθοδος κυκλικού προθέματος επιτυγχάνεται με την χρήση ενός χρονικού διαστήματος προστασίας το οποίο προηγείται της διάρκειας του συμβόλου και περιέχει τα τελευταία δείγματα του συμβόλου. Το μήκος αυτού του προθέματος πρέπει να είναι ίσο ή μεγαλύτερο της κρουστικής απόκρισης του καναλιού και συνήθως δεν ξεπερνάει τα 0,5ms. Σε περιβάλλον υψηλών διαλείψεων, η διασυμβολική παρεμβολή (ISI) εξαλείφεται με την απόρριψη του κυκλικού προθέματος στον δέκτη. Φυσικά η λειτουργία CP έχει προστατευτικό ρόλο αλλά και το ανάλογο κόστος σε ισχύ και πληροφορία.[1]

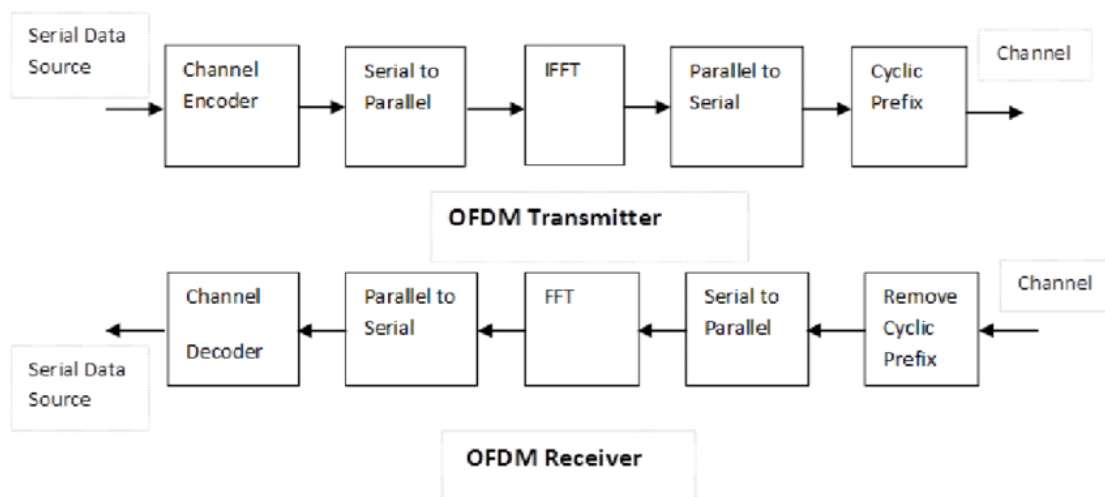
2.2.2 Λειτουργία συστήματος OFDM

Η γενική λειτουργία ενός συστήματος OFDM (σχήμα 2.2) ξεκινάει με την κωδικοποίηση σε ξεχωριστά πακέτα στον πομπό. Διαμορφώνεται ψηφιακά με μία από τις βασικές μεθόδους κωδικοποίησης (M-QAM, MPSK) στην συνέχεια το σήμα μετατρέπεται από σειριακό σε παράλληλο ώστε να τροφοδοτηθεί ο μηχανισμός (IFFT – Invert Fast Fourier Transform).

Μέσα στον IFFT το σήμα μετατρέπεται από το πεδίο της συχνότητας στο πεδίο του χρόνου κάτι το οποίο είναι απαραίτητο προκειμένου να έχουμε τα χρονικά προς μετάδοση

δείγματα των OFDM συμβόλων. Έπειτα, γίνεται εκ νέου μετατροπή του σήματος από παράλληλο σε σειριακό. Σε αυτό το σημείο της εξόδου του IFFT όπως αναφέραμε και στο 2.2.1 γίνεται η προσθήκη του Cyclic Prefix και στην συνέχεια έχουμε την μετατροπή από ψηφιακό σε αναλογικό σήμα.

Η ακριβώς αντίστροφη διαδικασία ακολουθείτε και στον δέκτη. Μετά την λήψη του αναλογικού σήματος γίνεται η μετατροπή σε ψηφιακό και στην συνέχεια γίνεται η αφαίρεση του C.P. όπου ταυτόχρονα αφαιρούνται και όλες οι αντανakλάσεις των προηγούμενων συμβόλων. Έπειτα το σήμα, αφού έχει αποπολυπλεκτεί, μπαίνει στον FFT όπου μετατρέπεται από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο της συχνότητας, στην συνέχεια από παράλληλο μετατρέπεται σε σειριακό και μετά αποδιαμορφώνεται ούτως ώστε να έχουμε την τελική λαμβανόμενη πληροφορία.



Σχήμα 2.2: Σύστημα OFDM σε πομπό και δέκτη

2.3 OFDM και OFDM-IM

Το μοντέλο OFDM επιλύει πολλά προβλήματα των τηλεπικοινωνιών ωστόσο είναι ιδιαίτερα απαιτητικό ως προς τις συνθήκες υλοποίησής του. Μία από τις βασικές ιδιαιτερότητές του, όπως προαναφέραμε, είναι η ύπαρξη απόλυτου συγχρονισμού πομπού και δέκτη. Αυτό φυσικά καθιστά το σύστημά μας περίπλοκο στην κατασκευή κάτι το οποίο ανεβάζει το κόστος. Το υψηλό κόστος κατασκευής όπως και η περιπλοκότητα λειτουργίας του δεν το καθιστά ιδιαίτερα ελκυστικό για συγκεκριμένες εφαρμογές στις οποίες χρειαζόμαστε απλές συσκευές χαμηλού κόστους.

Συγκεκριμένα, όσο περισσότερο αναπτύσσεται η τεχνολογία, τόσο μεγαλύτερη προσφορά συσκευών που συνδέονται στο διαδίκτυο των πραγμάτων (internet of things) έχουμε. Αυτές οι συσκευές συνήθως εκτελούν πολύ απλές εντολές, δεν έχουνε μεγάλη υπολογιστική ισχύ και δεν χρειάζονται μεγάλες ποσότητες δεδομένων προκειμένου να εξυπηρετήσουν τις ανάγκες για τις οποίες κατασκευάστηκαν. Αυτό οδηγεί την παραμετροποίηση του OFDM σε ένα μοντέλο πιο φιλικό προς αυτού του είδους τις τηλεπικοινωνιακές ανάγκες.

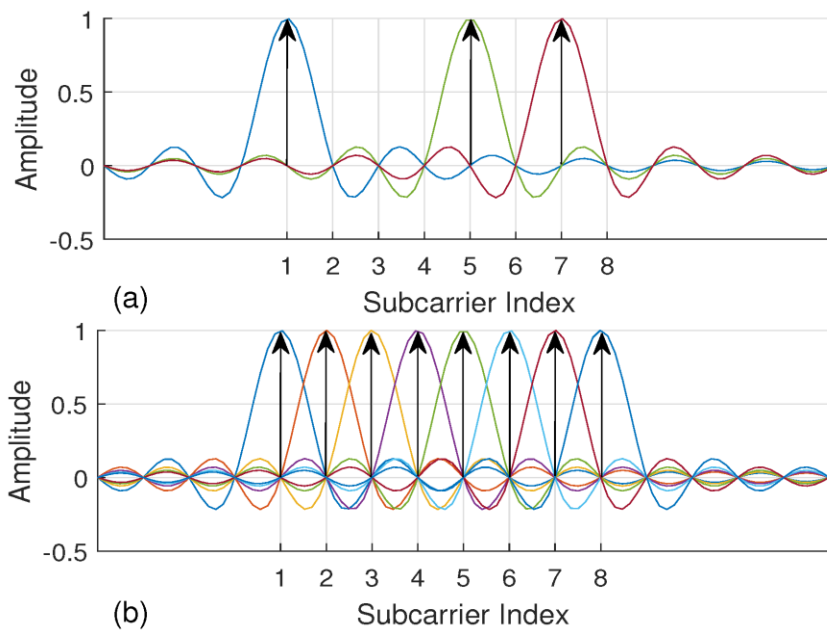
2.3.1 Εισαγωγή στο OFDM-IM

Το OFDM-IM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Index Modulation) είναι μία παραλλαγή του κλασικού FSK μοντέλου και γεννήθηκε την δεκαετία του 1960 [3]. Η κύρια δομή του OFDM-IM διαχωρίζει τα υποφέροντα (subcarriers) σε κατηγορίες (clusters) και το κάθε cluster περιέχει ένα συγκεκριμένο αριθμό από υποφέρουσες συχνότητες. Κάθε υποφέρουσα συχνότητα δεν θα διαμορφώνεται με τον κλασικό OFDM τρόπο (με QAM ή PSK) καθώς οι συχνότητες που θα χρησιμοποιηθούν δεν φέρουν κωδικοποιημένη πληροφορία. Ο πομπός μας διαλέγει ποια από τα subcarriers ανά cluster θα ενεργοποιήσει και ποια όχι. Ο σχηματισμός των bit πληροφορίας γίνεται με τον χαρακτηρισμό σαν λογικό «ένα» των subcarriers που είναι ενεργά και σαν λογικό «μηδέν» όσων δεν είναι ενεργά.

2.3.2 Γενικές Παράμετροι της OFDM-IM

Η χωρική διαμόρφωση (Spatial Modulation) είναι μία τεχνική που χαρακτηρίζεται από μεγάλη φασματική απόδοση και εξοικονόμηση ενέργειας σε συστήματα MIMO (multiple input-Multiple output) [5]. Στην παρούσα εργασία εξετάζεται η χωρική διαμόρφωση σαν μια γενική μορφή index modulation κατά την οποία η πληροφορία σχηματίζεται ανάλογα με το ποια subcarriers είναι ενεργά (σχήμα 2.3). Οι συμβατικές OFDM-IM διαμορφώσεις είναι συνήθως συνεκτικής ανίχνευσης (coherent detection). Αυτή η μέθοδος εξυπηρετείται μόνο με την ύπαρξη εκτίμησης του καναλιού CSI (channel state information) για όλους τους subcarriers κάτι το οποίο απαιτεί την αποστολή πιλοτικών συμβόλων ανά χρονική περίοδο. Τα πιλοτικά σύμβολα εισαγάγουν τις πληροφορίες του καναλιού και το τι σύμβολα περιμένει ο δέκτης για την επόμενη περίοδο. Αυτό φυσικά μειώνει δραματικά την φασματική απόδοση του καναλιού σε περιβάλλον ταχείας διάλωσης (fast fading environment)[1].

Για την αποφυγή του συγκεκριμένου προβλήματος έχει αναπτυχθεί η μέθοδος της ασύμφωνης ανίχνευσης (noncoherent OFDM-IM) κατά την οποία ο δέκτης δεν θα χρειάζεται να κάνει εκτίμηση του καναλιού και αυτό υπό προϋποθέσεις μπορεί να αποδειχθεί πιο επωφελές. Η φασματική απόδοση με μέθοδο noncoherent είναι σταθερά χαμηλή στο πεδίο του χρόνου. Η μη αποστολή πιλοτικών συμβόλων σε fast fading περιβάλλον πέρα από το όφελος σε φασματική απόδοση, δίνει την δυνατότητα χρήσης της συγκεκριμένης εφαρμογής σε περιπτώσεις που η συσκευή που φιλοξενεί τον δέκτη έχει περιορισμούς ως προς την διαθέσιμη πηγή ενέργειας μπορεί να κατασκευαστεί με οικονομικότερα υλικά και δεν απαιτεί την ύπαρξη ιδιαίτερης υπολογιστικής ικανότητας.[4]



Σχήμα 2.3: Αναπαράσταση OFDM με index modulation στο πεδίο της συχνότητας

2.4 Περιγραφή Μοντέλου OFDM-IM

Ας υποθέσουμε ότι στο κανάλι μας το οποίο έχει B_m εύρος ζώνης προκύπτουν L αριθμός subcarriers. Αυτό ο αριθμός των subcarriers χωρίζεται σε G clusters όπου κάθε cluster περιέχει N αριθμό subcarriers. ($L = G * N$). Αυτό που προκύπτει είναι ένας πίνακας της μορφής $x = [s_0^T \dots s_{G-1}^T]^T$. Θεωρούμε ότι Q είναι ο αριθμός των δεικτών (ενεργών subcarriers) ανα cluster όπου ενεργό subcarrier θεωρούμε οποιαδήποτε υποφέρουσα συχνότητα έχει ενέργεια διάφορη του μηδενός.(σχήμα 2.3) Κατά την

εκπομπή προστίθεται Cyclic Prefix σε κάθε OFDM σύμβολο και στο δέκτη το λαμβανόμενο σήμα θα έχει την εξής μορφή:

$$y = H x + n \quad (1)$$

Το y είναι το λαμβανόμενο σήμα, το x είναι το εκπεμπόμενο σήμα, H είναι το κέρδος του καναλιού και το n , είναι ο λευκός Γκαουσιαν θόρυβος που προστίθεται. Από την πλευρά του πομπού, διαλέγουμε τον αριθμό των bits που μπορούμε να αποστείλουμε με βάση τον παρακάτω συντελεστή διωνύμου πολλαπλασιαζόμενο με τον αριθμό των clusters:

$$N_b = G \lceil \log_2 \binom{N}{Q} \rceil \quad (2)$$

Όπου N_b είναι ο συνολικός αριθμός των subcarriers που μπορούν να εκπεμφθούν σε μία χρονική περίοδο [4]. Για παράδειγμα, αν $N=8$, δηλαδή ένα cluster περιέχει 8 subcarriers και το $Q=2$ τότε ο συντελεστή διωνύμου μας βγάζει ότι υπάρχουν 28 διαφορετικοί συνδυασμοί. Αυτοί πολλαπλασιάζονται με τον αριθμό των clusters $G=128$ τότε το $N_b=3584$ διαφορετικούς συνδυασμούς.

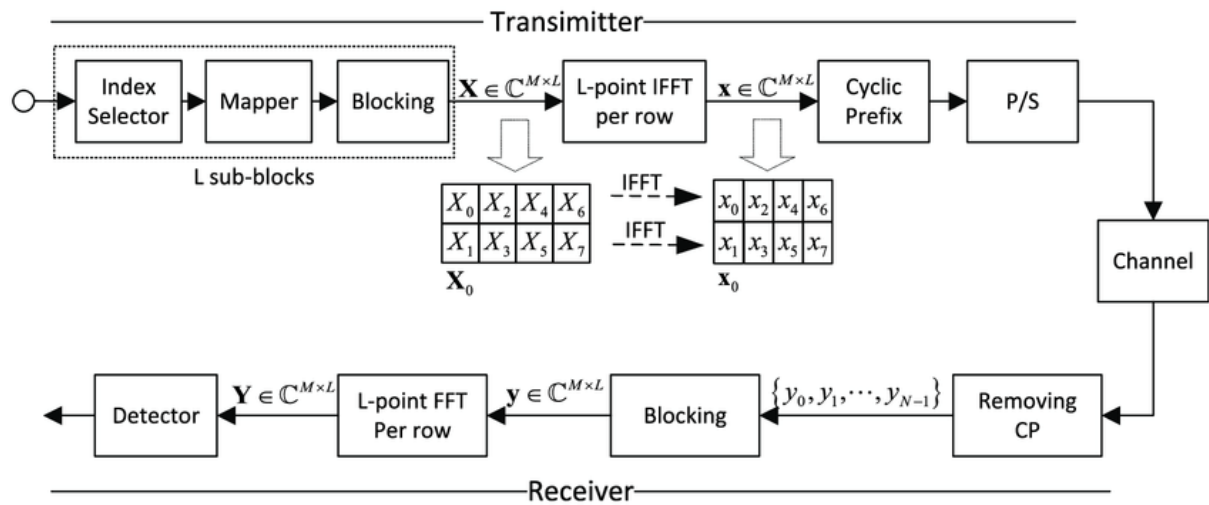
2.4.1 Λειτουργία Πομπού

Στο παρακάτω εικόνα (2.4) βλέπουμε την αναπαράσταση του πομπού και του δέκτη σχηματικά. Η κύρια αλλαγή παρατηρείται πριν την είσοδο στον IFFT. Εκεί εισάγονται OFDM σύμβολα τα οποία έχουν χωριστεί ή ομαδοποιηθεί σε Clusters. Ανάλογα με την εφαρμογή ή το είδος της πληροφορίας. Σε συμβατικό σύμφωνο ανιχνευτή, η λειτουργία διαμόρφωσης (2.3.2) έχει σαν μέση ενέργεια ανά cluster $\frac{(T-1)Q+N}{T}$ λόγω της υποχρεωτικής αποστολής πιλοτικών συμβόλων ανά περίοδο κάτι το οποίο επιβαρύνει σημαντικά την ενεργειακή απόδοση του συστήματος. Σε λειτουργία ασύμφωνης ανίχνευσης, η μέση ενέργεια ανά cluster είναι Q και ίδια για κάθε Cluster. Αυτό πέρα από την μεγάλη εξοικονόμηση ενέργειας βοηθάει και την λειτουργία του δέκτη ο οποίος γνωρίζει το ενεργειακό επίπεδο κάθε cluster.

2.4.2 Διαμόρφωση πληροφορίας

Όπως αναφέραμε και στο (2.4) όσο μεγαλύτερο είναι το αποτέλεσμα του συντελεστή διωνύμου μεταξύ του αριθμού των subcarriers ανά clusters N και του αριθμού

των ενεργών subcarriers ανά cluster Q , τόσο μεγαλύτερος ο πιθανός συνδυασμός που προκύπτει.



Σχήμα 2.4: Περιγραφή OFDM-IM μοντέλου σε πομπό και δέκτη

Για παράδειγμα, αν το $N = 8$ και το $Q = 2$ έχουμε 28 διαφορετικούς συνδυασμούς ενώ αν το $N = 8$ και το $Q = 4$ τότε οι πιθανοί συνδυασμοί είναι 70. Ας ακολουθεί, λοιπόν, σαν παράδειγμα η περίπτωση που το $N = 8$ και το $Q = 2$. Ο παρακάτω πίνακας δείχνει και τις 28 πιθανές αυτές θέσεις.

Πιθανές θέσεις δεικτών όταν $N=8$ και το $Q=2$																											
1	1	1	1	1	1	1	2	2	2	2	2	2	3	3	3	3	3	4	4	4	4	5	5	5	6	6	7
2	3	4	5	6	7	8	3	4	5	6	7	8	4	5	6	7	8	5	6	7	8	6	7	8	7	8	8

Πίνακας 2.1: Συνδυασμοί πιθανών θέσεων δεικτών

Από την στιγμή που οι υποφέρουσες συχνότητες δεν μεταφέρουν πληροφορία μέσω διαμόρφωσης, πρέπει να βρεθεί ένας τρόπος δημιουργίας bit πληροφορίας μέσω της αξιοποίησης και ψηφιοποίησης των παραπάνω συνδυασμών [4]. Ο αριθμός 28 που προκύπτει σαν συνδυασμός δεν μπορεί να αποτελεί ακέραιο πολλαπλάσιο της δύναμης του 2. Αυτό έχει σαν συνέπεια να υποβαθμίζουμε τους αριθμούς αυτούς σε αντίστοιχο νούμερο που προκύπτει από την δύναμη του 2. Συγκεκριμένα, το πιο κοντινό νούμερο του 28 είναι το 16. Το 16 σε δύναμη του 2 γράφεται και ως 2^4 . Με αυτόν τον τρόπο μπορούμε να ψηφιοποιήσουμε την πληροφορία μας ευκολότερα. Έτσι λοιπόν προκύπτουν πίνακες

με την αντιστοίχισή τους όπως βλέπουμε παρακάτω όπου η επιλογή γίνεται με βάση τις 16 πρώτες διαθέσιμες θέσεις.

1	1	1	1	1	1	1	2	2	2	2	2	2	3	3	3
2	3	4	5	6	7	8	3	4	5	6	7	8	4	5	6

Πίνακας 2.2: Επιλογή θέσεων δεικτών προς χρήση

Σε αυτήν την εργασία γίνεται μελέτη χρήσης των πρώτων διαθέσιμων συνδυασμών. Αυτό, φυσικά, δεν αποτελεί κανόνα καθώς ανάλογα την χρήση μπορεί να χρησιμοποιηθεί οποιοσδήποτε πιθανός συνδυασμός. Κάθε εκπεμπόμενος συνδυασμός αντιστοιχεί σε ένα αντίστοιχο bit και αυτό με την σειρά του σε έναν αριθμό. Όπως φαίνεται στον παρακάτω πίνακα ο οποίος δείχνει τις παραπάνω διαθέσιμες θέσεις δεικτών μεταφρασμένες σε ένα πίνακα με λογικά ένα και μηδέν

	Αντιστοίχιση bit με συνδυασμό δεικτών							
Bits	1	2	3	4	5	6	7	8
0000	1	1	0	0	0	0	0	0
0001	1	0	1	0	0	0	0	0
0010	1	0	0	1	0	0	0	0
0011	1	0	0	0	1	0	0	0
0100	1	0	0	0	0	1	0	0
0101	1	0	0	0	0	0	1	0
0110	1	0	0	0	0	0	0	1
0111	0	1	1	0	0	0	0	0
1000	0	1	0	1	0	0	0	0
1001	0	1	0	0	1	0	0	0
1010	0	1	0	0	0	1	0	0
1011	0	1	0	0	0	0	1	0
1100	0	1	0	0	0	0	0	1
1101	0	0	1	1	0	0	0	0
1110	0	0	1	0	1	0	0	0
1111	0	0	1	0	0	1	0	0

Πίνακας 2.3: Πιθανές θέσεις δεικτών σε μηδέν και ένα

Με βάση το παράδειγμά που χρησιμοποιήθηκε και σύμφωνα με τον παραπάνω πίνακα μπορεί να διαμορφωθεί με την κατάλληλη αντιστοίχιση οποιαδήποτε πληροφορία. Η διαδικασία που πρέπει να ακολουθηθεί προκειμένου ένα τυχαία κομμάτι πληροφορίας να αποσταλεί, είναι η εξής Κάθε τετράδα bit μετατρέπεται σε δεκαδικό αριθμό. Ας πάρουμε για παράδειγμα μια τυχαία ακολουθία δεκαδικών αριθμών {0-11-14-2-2-14} (πράσινο χρώμα). Αφού γίνει η μετατροπή, με βάση τον πίνακα 2.3, μπορεί να βρεθεί ο συνδυασμός των δεικτών που πρέπει να ενεργοποιηθεί προκειμένου να σταλεί η επιθυμητή πληροφορία. Ο πίνακας που ακολουθεί δείχνει τον συνδυασμό των δεικτών μετά από την αντιστοίχιση.

Δεκαδικός	Αντιστοίχιση πληροφορίας							
	1	2	3	4	5	6	7	8
0	1	1	0	0	0	0	0	0
11	0	1	0	0	0	0	1	0
14	0	0	1	0	1	0	0	0
2	1	0	0	1	0	0	0	0
2	1	0	0	1	0	0	0	0
14	0	0	1	0	1	0	0	0

Πίνακας 2.4: Αντιστοίχιση των δεκαδικών με τις αντίστοιχες θέσεις

Η παραπάνω αντιστοίχιση γίνεται με βάση τις πιθανές θέσεις δεικτών του πίνακα 2.3. Όπου 0 θεωρούμε την πρώτη θέση του πίνακα και όπου 14 την θέση 15. Από το παραπάνω γίνεται αντιληπτό ότι η πρώτη οκτάδα αντιστοιχεί το πρώτο cluster η δεύτερη οκτάδα στο δεύτερο cluster κοκ. Συνεπώς, αν ο πομπός θέλει να στείλει 4bit που αντιστοιχούν στο δεκαδικό 0 τότε πρέπει να ενεργοποιηθούν το πρώτο και το δεύτερο subcarrier και τα υπόλοιπα subcarrier του cluster να παραμείνουν ανενεργά.

2.5 Κανάλι και Διαλείψεις Rayleigh

Η περίπτωση ενός διαύλου που επιβαρύνεται μόνο από λευκό θόρυβο (2.5.2) ή καναλιού σταθερών συνθηκών που παρέχουν σταθερό κέρδος δεν είναι συχνή. Στην παρούσα εργασία μελετώνται οι περιπτώσεις διαύλων επιλεκτικών και μη επιλεκτικών διαλείψεων και καταγράφεται η συμπεριφορά τους. Οι επιλεκτικές διαλείψεις που οφείλονται σε πολυδιαδρομική διάδοση δεν παρέχουν πληροφορία επιλεκτικότητας στον χρόνο λόγω της κίνησης του χρήστη ή της περιπλοκότητας της διαδρομής του καναλιού.[2] Επομένως το κέρδος του καναλιού μεταβάλλεται σε κάθε χρονική στιγμή

ενός συμβόλου. Όπως έχει αναφερθεί και στο (2.1) η διαίρεση $\frac{1}{Bw}$ δίνει την χρονική διάρκεια ενός συμβόλου. Στο παράδειγμα που εξετάζεται στην συγκεκριμένη εργασία χρησιμοποιούνται 256 υποφέρουσες συχνότητες και το εύρος ζώνης είναι 7,68MHz. Με την πιο πάνω διαίρεση προκύπτει ότι η χρονική διάρκεια ενός δείγματος είναι 130ns.

Σε κανάλι του οποίου οι οδεύσεις είναι πολύ κοντά μεταξύ τους, δηλαδή είναι από 0 έως 130 ns παρουσιάζεται το φαινόμενο της σύμπτυξης των οδεύσεων με διασπορά καθυστέρησης. Στο μοντέλο της προσομοίωσης που παρουσιάζεται και πιο κάτω, τα flat fading κανάλια, δηλαδή οι περιπτώσεις στις οποίες οι οδεύσεις μοιάζει να συμπίπτουν μεταξύ τους, αθροίζονται σε ένα κοινό ενιαίο πλάτος το οποίο δίνει σταθερό κέρδος στην διάρκεια ενός συμβόλου μετά την μετατροπή από αναλογικό σε ψηφιακό. Η συγκεκριμένη περίπτωση την ονομάζουμε και ως non selective channel. Το κέρδος σε γραμμική κλίμακα μετριέται σε dB και για λόγους υπολογιστικής ευκολίας θεωρείται $p=1$.

Η πιο σύνθητες περίπτωση στις τηλεπικοινωνίες, αυτή που έχει μελετηθεί περισσότερο γιατί είναι και πιο κοντά στις πραγματικές αστικές συνθήκες είναι η περίπτωση στην οποία έχουμε selective channel fading. Το πολυδιαδρομικό μοντέλο στο οποίο οι οδεύσεις ποικίλουν ως προς την διασπορά καθυστέρησης έχει μελετηθεί και μοντελοποιηθεί. Παρακάτω παρατίθεται σχήμα το οποίο βασίζεται σε μελέτη της 3GPP και παρουσιάζει τα Tap Delay Line Models τα οποία είναι κανονικοποιημένες μοντελοποιήσεις καθυστέρησης και την ανάλογη ισχύ τους σε dB.

Με βάση την μοντελοποίηση υπάρχουν 3 διαφορετικά tap delay lines τα οποία έχουν εφαρμογή σε non line of site περιπτώσεις όπως αυτή που εξετάζεται στην συγκεκριμένη εργασία. Οι περιπτώσεις A, B και C αφορούν όλες τις πιθανές διαδρομές κανονικοποιημένες ως προς το πεδίο του χρόνου μαζί με την αντίστοιχη μέση τιμή της ισχύος. Το TDL που επιλέχθηκε είναι το C. Το εξεταζόμενη delay spread είναι 363ns το οποίο αποτελεί και το σύνθητες σε urban macro κανάλι αστικής περιοχής. Πολλαπλασιάζεται με κάθε μία από τις 24 διαφορετικές περιπτώσεις-οδεύσεις και μας βγάζει σαν αποτέλεσμα τους ρεαλιστικούς κανονικοποιημένους χρόνους διασποράς.

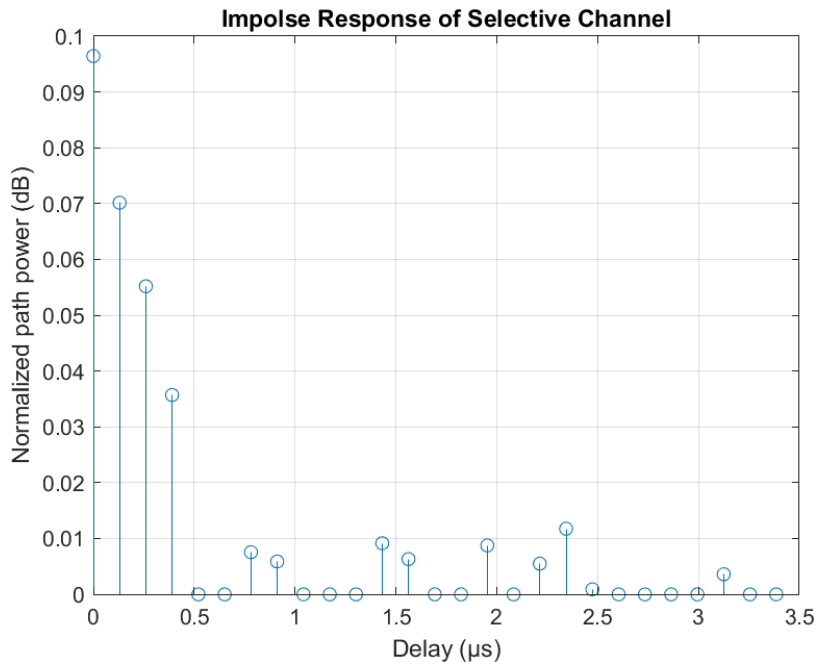
Tap #	Normalized delays	Power in [dB]	Fading distribution
1	0	-4.4	Rayleigh
2	0.2099	-1.2	Rayleigh
3	0.2219	-3.5	Rayleigh
4	0.2329	-5.2	Rayleigh
5	0.2176	-2.5	Rayleigh
6	0.6366	0	Rayleigh
7	0.6448	-2.2	Rayleigh
8	0.6560	-3.9	Rayleigh
9	0.6584	-7.4	Rayleigh
10	0.7935	-7.1	Rayleigh
11	0.8213	-10.7	Rayleigh
12	0.9336	-11.1	Rayleigh
13	1.2285	-5.1	Rayleigh
14	1.3083	-6.8	Rayleigh
15	2.1704	-8.7	Rayleigh
16	2.7105	-13.2	Rayleigh
17	4.2589	-13.9	Rayleigh
18	4.6003	-13.9	Rayleigh
19	5.4902	-15.8	Rayleigh
20	5.6077	-17.1	Rayleigh
21	6.3065	-16	Rayleigh
22	6.6374	-15.7	Rayleigh
23	7.0427	-21.6	Rayleigh
24	8.6523	-22.8	Rayleigh

Πίνακας 2.5: Τιμές κανονικοποίησης διασποράς με αντιστοίχιση κέρδους

.Αυτοί οι χρόνοι ομαδοποιούνται ανά 130 ns το οποίο αποτελεί και το resolution δηλαδή η διάρκεια του δείγματος. Όλες οι τιμές ισχύος που αντιστοιχούν ανά ομάδα των 130ns, αθροίζονται μεταξύ τους σε γραμμική κλίμακα. Έτσι προκύπτουν οι αντίστοιχες τιμές παραμόρφωσης οι οποίες όμως στο σύνολό τους δεν υπερβαίνουν την μονάδα.

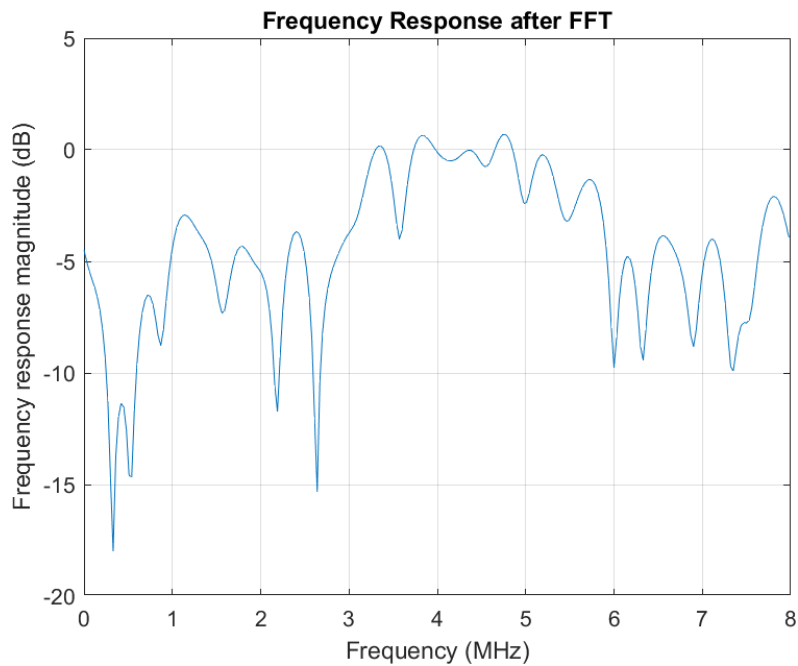
Αυτή η κανονικοποίηση μας δίνει μια ρεαλιστική περιγραφή της καθυστέρησης των οδεύσεων σε πραγματικούς χρόνους όπως επίσης και το πραγματικό μεταβαλλόμενο κέρδος του καναλιού. Οι τιμές αυτές βοηθάνε στον ρεαλισμό του μοντέλου προσομοίωσης που ακολουθείτε σε αυτήν την εργασία.

Στην παρακάτω γραφική παράσταση παρουσιάζεται η κρουστική απόκριση του καναλιού από τις οδεύσεις των ανακλάσεων. Ο άξονας των x δείχνει τις 25 οδεύσεις Tap delay lines ομαδοποιημένες ανά 130ns.το οποίο προκύπτει από το εύρος ζώνης του καναλιού στο οποίο γίνεται ο πειραματισμός. Η διασπορά φτάνει μέχρι και τα 3,5μs τιμή που παραμορφώνει σημαντικά το λαμβανόμενο σήμα καθώς θεωρείται ιδιαίτερα αυξημένη.[8]



Σχήμα 2.5: Κρουστική απόκριση καναλιού σε κανάλι επιλεκτικής συχνότητας

Ο άξονας y περιέχει τις τιμές ισχύος σε dB μετά από κανονικοποίηση. Το άθροισμα της ισχύος έχει οριστεί ώστε να δίνει την τιμή 1. Στην συνέχεια βλέπουμε την επίδραση των παραπάνω διαλείψεων στο πεδίο της συχνότητας μετά από τον FFT. Στον άξονα x καταγράφεται η παραμόρφωση κάθε συχνότητα και στα 7,68 MHz του εύρους ζώνης του καναλιού όπου οι τιμές μπορεί να φτάνουν μέχρι και τα -17dB παραμόρφωσης.



Σχήμα 2.6: Επίδραση καναλιού σε κανάλι επιλεκτικών στη συχνότητα διαλείψεων

2.5.1 AWGN και SNR

Η σηματοθορυβική σχέση (signal to noise ratio) είναι ένας πολύ σημαντικός παράγοντας στις τηλεπικοινωνίες. Ορίζεται ως η ισχύς του σήματος στην έξοδο του δέκτη προς τη μέση ισχύ του θορύβου στην έξοδο του δέκτη. Όσο μεγαλύτερο είναι το αποτέλεσμα του κλάσματος, τόσο πιο αποδοτικό είναι το τηλεπικοινωνιακό κανάλι που χρησιμοποιούμε. Συνεπώς, ένα ισχυρό λαμβανόμενο σήμα σε συνδυασμό με μία μικρή μέση ισχύ θορύβου μας δίνει τις προϋποθέσεις για μικρότερη δυνατή παραμόρφωση στο λαμβανόμενη πληροφορία το οποίο μας δίνει όσο το δυνατό μικρότερη πιθανότητα ανίχνευσης λάθος συμβόλου.[2] Το παραπάνω εκφράζεται μαθηματικά ως εξής:

$$SNR_o = \frac{A^2}{[E(v)^2]} = \frac{A^2}{\frac{N_0}{T_s}} = \frac{A^2 T_s}{N_0} = \frac{E_s}{N_0}$$

2.5.2 Δέκτης ασύμφωνης ανίχνευσης και διαφορισμός λήψης

Ο δέκτης μας συγκεντρώνει όλη την πολυπλοκότητα και την διαφοροποίηση από σύστημα σε σύστημα ανάλογα με το πως υπολογίζουμε και επεξεργαζόμαστε την λαμβανόμενη πληροφορία. Ο δέκτης σε γενικές γραμμές εφαρμόζει την αντίστροφη διαδικασία σε σχέση με αυτή του πομπού ωστόσο υπάρχουν κάποιες προσθετικές και διορθωτικές κινήσεις προκειμένου να φτάσουμε σε όσο το δυνατόν μεγαλύτερη σύγκληση μεταξύ λαμβανόμενης και εκπεμπόμενης πληροφορίας. Σε αυτή την εργασία μελετώνται και αναλύονται παρακάτω τρεις μεθόδους ανίχνευσης .

Προτού φτάσουμε στην ανίχνευση ακολουθείται η αντίστροφη διαδικασία από αυτήν του πομπού. Μετά την λήψη, αφαιρείται το Cyclic Prefix. Το συγκεκριμένο μοντέλο είναι επιλεκτικό στην συχνότητα και εφαρμόζονται διαλείψεις fast fading.

Μια πολύ σημαντική τεχνική που θα αναλυθεί είναι η χρήση διαφορικής λήψης. Με τον όρο διαφορική λήψη (diversity) ονομάζουμε την εφαρμογή διπλής κεραίας η οποία αθροίζει και έπειτα συγκρίνει το λαμβανόμενο σήμα. Στο μοντέλο προσομοίωσης που ακολουθείτε γίνεται έλεγχος και πειραματισμός είτε σε κανάλι επιλεκτικό είτε σε μη επιλεκτικό στην συχνότητα, για το πόσο ο διαφορισμός λήψης βελτιώνει την επεξεργασία ανίχνευσης της πληροφορίας.

2.5.3 Μέθοδος ανίχνευσης δεικτών

Στην παρούσα εργασία μελετώνται 3 τρόποι ανίχνευσης συμβόλων στον δέκτη. Η εξίσωση του λαμβανόμενου σήματος σε γενικές γραμμές δεν παρουσιάζει διαφορές από δέκτη σε δέκτη. Εκφράζεται μαθηματικά με τον παρακάτω διανυσματικό τύπο σε όλο το εύρος του μήκους κύματος,

$$r_g = H_g s_g + n_g \quad (3)$$

όπου r_g είναι το συνολικό μας λαμβανόμενο σήμα χρονικής στιγμής T , H_g είναι το κέρδος του καναλιού μας σε συνθήκες Rayleigh, s_g το εκπεμπόμενο σήμα και n_g ο λευκός Γκαούσιαν θόρυβος. Αυτό που διαφοροποιεί τους δέκτες είναι η μέθοδος ανίχνευσης αυτών των συμβόλων.[4]. Μετά την λήψη των σημάτων και αφού περάσει από ευθύ μετασχηματισμό Fourier FFT τα λαμβανόμενα σύμβολά μας παρουσιάζουν την εξής ομαδοποίηση:

$$r_i = \begin{cases} \sqrt{N/Q}H_i + n_i & i \text{ subcarrier active} \\ n_i & i \text{ subcarrier inactive} \end{cases} \quad (4)$$

Η πρώτη περίπτωση είναι το λαμβανόμενό μας σύμβολο να αποτελείται από μια εκπεμπόμενη ποσότητα ενέργειας η οποία διαιρείται ανάλογα με τον αριθμό του Q . Αν για παράδειγμα η εκπεμπόμενη ενέργεια ανά οκτάδα subcarrier είναι 8mW και τα ενεργά subcarriers είναι 2 τότε κάθε subcarrier θα έχει από 4 mW. Αυτή η ποσότητα ενέργειας πολλαπλασιάζεται με το κέρδος του καναλιού H_g και στην συνέχεια προστίθεται ο θόρυβος n_g . Η δεύτερη περίπτωση είναι η καταγραφή απλού θορύβου.

Συνεπώς, λογίζεται σαν λογικό ένα το σύμβολο που παρουσιάζει δείκτη ή index δηλαδή χαρακτηριστικά παρόμοια με την πρώτη περίπτωση που είδαμε παραπάνω και σαν λογικό μηδέν τα σύμβολο της δεύτερης περίπτωσης, δηλαδή αυτής που απλώς καταγράφεται θόρυβος. Αφού ολοκληρωθεί η λήψη της τελικής μορφής των συμβόλων εφαρμόζεται ανιχνευτής μέγιστης πιθανοφάνειας ML ούτως ώστε να αποσαφηνιστεί ποια subcarriers παρουσιάζουν λαμβανόμενη ενέργεια και ποια όχι.

Στόχος είναι ο ανιχνευτής να παρουσιάσει όσο το δυνατόν λιγότερα λάθη μεταξύ εκπεμπόμενης και λαμβανόμενης πληροφορίας. Αυτό επιτυγχάνεται από την στιγμή που διαχωρίζεται σωστά το subcarrier που φέρει ενέργεια από αυτό που παρουσιάζει απλά

θόρυβο. Σε αυτήν την εργασία έχουν εφαρμοστεί 3 διαφορετικοί τρόποι εντοπισμού των δεικτών ή indexes

Ο ανιχνευτής πρώτης μεθόδου [4] βρίσκει το μέτρο του τετραγώνου από κάθε ένα subcarrier ξεχωριστά.

$$\beta_m = \ln \frac{f1(|r_m|^2)}{f0(|r_m|^2)} \quad (5)$$

$$= \frac{A^2 \sigma_H^2}{N_0(N_0 + A^2 \sigma_H^2)} |r_m|^2 + \ln \frac{N_0}{N_0 + A^2 \sigma_H^2}$$

Στην συνέχεια ταξινομεί τις μεγαλύτερες τιμές. $\beta_m(1) \geq \dots \geq \beta_m(N)$. Οπότε ο ML ασύμφωνος δέκτης ανίχνευσης εκφράζεται με τον παρακάτω τύπο:

$$\hat{I}_m = \operatorname{argmax}_{I, |I|=Q} \frac{\prod_{m \in I} f1(|r_m|^2)}{\prod_{m \in I} f0(|r_m|^2)} \quad (6)$$

Όπου \hat{I}_m εκφράζει την εκτίμηση των θέσεων των λαμβανόμενων δεικτών, δηλαδή τις θέσεις των subcarriers που θεωρεί ότι είναι ενεργά. Το (6) σε συνδυασμό με το (5) μπορούν να γραφτούν και ως εξής $\hat{I}_m = \{m(1), \dots, m(Q)\}$.

Από αυτό μπορούμε να πούμε με βεβαιότητα είναι ότι ο δέκτης δεν χρειάζεται να κάνει εκτίμηση του καναλιού CSI σε μη συνεκτική ανίχνευση. Όπως αναφέρθηκε και στο 2.4.1 η αποστολή πιλοτικών συμβόλων μπορεί να αποφευχθεί κάτι που κάνει το παραπάνω μοντέλο είναι ιδιαίτερα ελκυστικό για εφαρμογές στις οποίες ο τηλεπικοινωνιακός διάυλος αλλάζει πολύ συχνά.

Ο δεύτερος τρόπος ανίχνευσης [5] των δεικτών έχει κάποιες διαφοροποιήσεις σε σχέση με τον πρώτο ως προς τον τρόπο που επεξεργάζεται την λαμβανόμενη πληροφορία. Όπως αναφέρθηκε και στο 2.4.2, ανάλογα με τις αρχικές τιμές των N και Q προκύπτει ένας συνολικός αριθμός πιθανών θέσεων των δεικτών. Για παράδειγμα, αν τα clusters περιέχουν $N = 8$ subcarriers το κάθε ένα και τα ενεργά είναι $Q = 2$ τότε με βάση την σχέση [2] ο συνολικός αριθμός που προκύπτει είναι 28 πιθανοί συνδυασμοί από τους οποίους διαλέγονται οι 16 ανά cluster. Το I αντιπροσωπεύει όλους τους πιθανούς συνδυασμούς. Έστω I_m ένας πίνακας που περιέχει όλες τις πιθανές 16 θέσεις του τυχαίου cluster m τότε ο ML ασύμφωνος δέκτης ανίχνευσης για τον δεύτερο τρόπο ανίχνευσης εκφράζεται με τον παρακάτω τύπο

$$\hat{I}_m = \operatorname{argmax}_I \left| \sum_{i \in I} r_i \right|^2 \quad (7)$$

Όπου r_i εκφράζει τα ενεργά subcarriers. Το \hat{I}_m είναι η εκτίμηση των θέσεων των ενεργών subcarriers. Αυτή προκύπτει όπως φαίνεται και στην παραπάνω σχέση από το άθροισμα όλων των πιθανών θέσεων μεταξύ τους και υψωμένο το μέτρο τους στο τετράγωνο για κάθε ένα από αυτούς. Επιστρέφοντας στο προηγούμενο παράδειγμα, ένας πιθανός συνδυασμός θα μπορούσε να είναι από τις οκτώ διαθέσιμες συχνότητες ,ενεργές η πρώτη και η δεύτερη. Αυτές οι δύο αθροίζονται και το αποτέλεσμα υψώνεται το μέτρο τους στο τετράγωνο. Με αυτή την μέθοδο προκύπτουν άλλα 16 διαφορετικά αποτελέσματα. Από αυτό προκύπτει ο ένας συνδυασμός από τους 16 διαθέσιμους που συγκεντρώνει την μεγαλύτερη πιθανότητα να έχει τα ενεργά subcarriers.

Ο τρίτος τρόπος ανίχνευσης [6] των δεικτών προκύπτει με μια ενδιάμεση λύση μεταξύ των δύο προηγούμενων. Ο ανιχνευτής βρίσκει πρώτα το μέτρο του τετραγώνου για κάθε ένα από τα subcarriers και μετά το αποτέλεσμα που θα βγει θα αθροιστεί ανάλογα με τον αριθμό των πιθανών συνδυασμών I που έχουμε. Ο παρακάτω τύπος περιγράφει το \hat{I}_m το οποίο είναι η εκτίμηση των θέσεων των ενεργών subcarriers με βάση την τρίτη μέθοδο.

$$\hat{I}_m = \operatorname{argmax}_I \sum_{i \in I} |r_i|^2 \quad (8)$$

Συμπερασματικά, σε αυτήν την εργασία δοκιμάζονται και οι τρεις μέθοδοι σε περιβάλλοντα διαλείψεων Rayleigh με επιλεκτικό και μη επιλεκτικό κανάλι όπως θα αναλύονται στον προσομοιωτή παρακάτω.

3

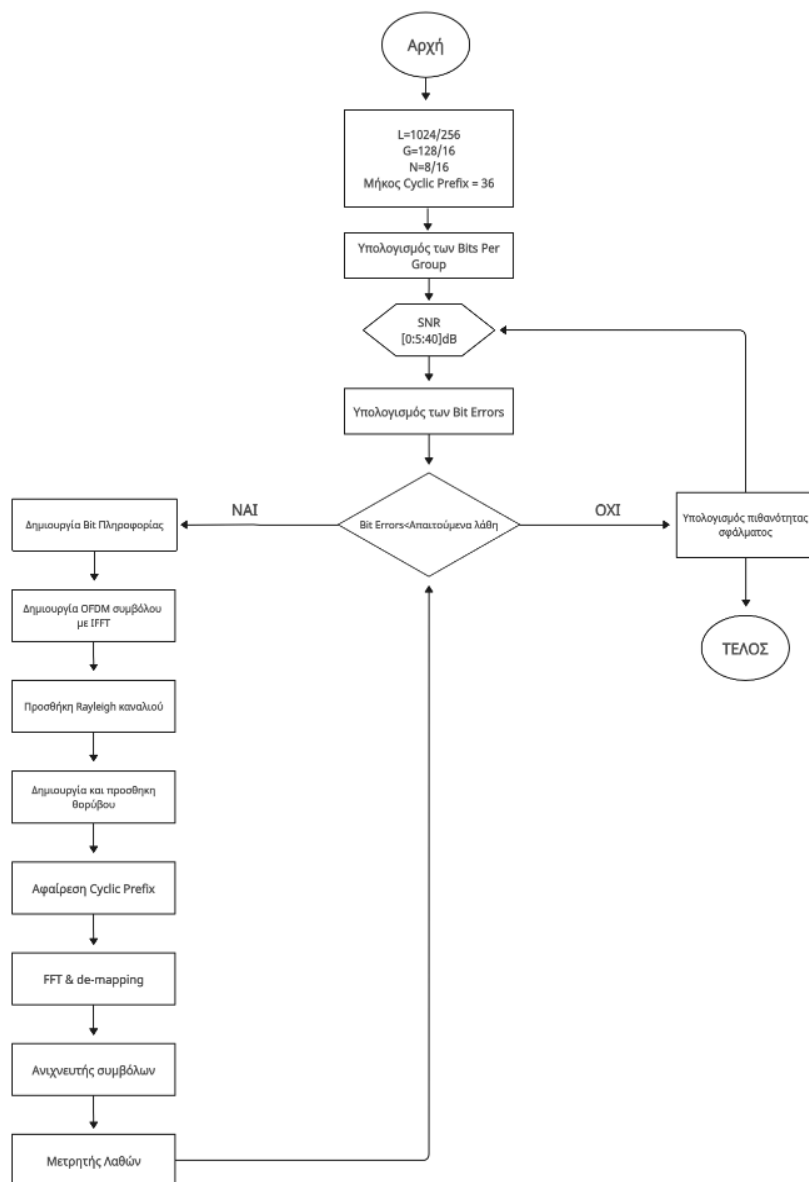
Προσομοίωση συστήματος

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζεται το διάγραμμα ροής και τα κύρια τμήματα του κώδικα σε προγραμματιστικό περιβάλλον matlab που χρησιμοποιήθηκαν, τα οποία είναι απαραίτητα για την κατανόηση της υλοποίησης της προσομοίωσης του εξεταζόμενου συστήματος.

3.1 Βασικές μεταβλητές προσομοίωσης

Ο κώδικας που θα χρησιμοποιηθεί σε αυτήν την εργασία προσομοιώνει την λειτουργία του πομπού και του δέκτη συστήματος OFDM-IM και καταγράφει την συμπεριφορά του σε συνθήκες Rayleigh διαλείψεων σε επιλεκτικό όπως και σε μη επιλεκτικό κανάλι. Όπως φαίνεται και στο διάγραμμα ροής (σχήμα 3.0) το πρόγραμμα ξεκινάει με τον βασικό ορισμό των μεταβλητών του καναλιού. Ως L ορίζεται ο συνολικός αριθμός των υποφερόντων συχνοτήτων, G είναι ο αριθμός των clusters και N είναι ο αριθμός των υποφερόντων που έχει κάθε cluster. Ως SNR ορίζουμε την σηματοθορυβική σχέση ($SNR_{dB} = 0:5:40$;) η οποία θα κλιμακώνεται από 0 έως 40dB με βήμα 5.

Σε δέκτες που είναι πιο αποδοτικοί χρησιμοποιούνται μέχρι 25dB. Αυτό εξασφαλίζει σημαντικά επίπεδα αληθοφάνειας στην προσομοίωση καθώς μπορεί να ελεγχθεί πως λειτουργεί ο προσομοιωτής σε αποδοτικά ή μη κανάλια. Στην συνέχεια ως CP ορίζεται το κυκλικό πρόθεμα και είναι σταθερό σε όλο το διάγραμμα του προγράμματος. Στο πρόγραμμα δεν υπάρχει πρόβλεψη προσομοίωσης διασυμβολικής παρεμβολής (ISI). Θεωρούμε ως δεδομένο ότι η προσθήκη και η αφαίρεση του CP εξαλείφει πλήρως οποιαδήποτε διασυμβολική παρεμβολή.



Σχήμα 3.1: Διάγραμμα ροής προσομοίωσης κώδικα OFDM-IM συμβόλων

3.2 Κύρια λειτουργία του κώδικα

Στην βασική λειτουργία του κώδικα συμπεριλαμβάνεται το κομμάτι της προσομοίωσης το οποίο παίρνει τις βασικές μεταβλητές από την αρχή του προγράμματος και δημιουργεί τους βρόγχους μέσα στους οποίους παράγονται τα σύμβολα και καταμετρώνται τα λάθη. Όπως βλέπουμε παρακάτω, το πρόγραμμα ξεκινάει με την δημιουργία των bit ανά γκρουπ, με την εντολή `bitsperGroup = floor(log2(nchoosek(N,Q)))`; η οποία βρίσκει όλους τους συνδυασμούς μεταξύ του αριθμού των subcarriers και του αριθμού των ενεργών. Μετά υπολογίζεται το log2 και στην συνέχεια μετατρέπεται σε δεκαδικό με την εντολή floor.(2.4.2).

Στην συνέχεια πολλαπλασιάζεται με τον αριθμό των clusters και από εκεί υπολογίζεται ο συνολικός αριθμός των bits. Το spectral efficiency του καναλιού υπολογίζεται με την διαίρεση των `bitsperGroup` με τον αριθμό των subcarriers.

```
bitsperGroup = floor(log2(nchoosek(N,Q)));
Nb = G*bitsperGroup;
spectral_efficiency = bitsperGroup/N;
V=1:N;%from 1 to N with step 1
%c are the possibilities of couples
C = nchoosek(V,Q);
ActiveSet = C(1:2^bitsperGroup,:);
RefSet = zeros(2^bitsperGroup,N);
RefSetN = zeros(2^bitsperGroup,N);
for ii = 1:2^bitsperGroup
    for kk = 1:Q
        RefSet(ii,ActiveSet(ii,kk)) = 1+1i;
        RefSetN(ii,ActiveSet(ii,kk)) = 1;
    end
end
```

Έπειτα με τις εντολές `ActiveSet` και `RefSet` δημιουργούνται πίνακες των οποίων το μέγεθος ορίζεται ανάλογα με τον αριθμό των πιθανοτήτων που προκύπτουν από τις αρχικές μεταβλητές του καναλιού και το περιεχόμενο τους εμπλουτίζεται με τις θέσεις των ενεργών subcarrier και την μετατροπή αυτών σε μιγαδικούς αριθμούς.

Για παράδειγμα αν τα συνολικά subcarriers είναι 256 και τα clusters είναι 32 τότε τα subcarriers ανά cluster είναι 8. Αν τα ενεργά subcarriers είναι 2 ανά cluster τότε το αποτέλεσμα της είναι $2^{\text{bitsperGroup}}$ είναι 16. Αυτό δημιουργηθεί ένας πίνακα 16 επί 8 `ActiveSet` ο οποίος παίρνει μιγαδικές τιμές στις θέσεις τις οποίες έχουν οριστεί από `C = nchoosek(V,Q)`.

3.3 Προσομοίωση Δέκτη και IFFT

Σε αυτό το σημείο του κώδικα γίνεται είσοδος σε βρόγχους οι οποίοι επαναλαμβάνονται μέχρι να συμπληρωθεί ο απαιτούμενος αριθμός λαθών. Στην αρχή του βρόχου αρχικοποιούνται οι μεταβλητές SNR όσο και η μεταβλητή που ορίζει τον αριθμό των λαθών. Έπειτα ξεκινάει η προσομοίωση της δημιουργίας των συμβόλων μέσα σε μια `while`. Η προϋπόθεση εξόδου από την `while` είναι τα `bit_errors < required_errors` άρα, ο συγκεκριμένος βρόγχος συλλέγει λάθη και μόλις ο αριθμός αυτών φτάσει τον αριθμό ο οποίος έχει προκαθοριστεί πιο πάνω τότε γίνεται έξοδος.

```
Num_of_bits(jj) = Num_of_bits(jj)+Nb; % Number of info bits, necessary
for the number of active subcarriers.
info_bits = rand(Nb,1) > 0.5; % create random bits from 1 to G
```

```
info = reshape(info_bits,bitsperGroup,G);
Symbols = bi2de(info');
ActiveSubcarriers = ActiveSet(Symbols+1,:);
```

Το παραπάνω τμήμα κώδικα αποτελεί το κύριο τμήμα δημιουργίας συμβόλων στον δέκτη. Οι βασικές του εντολές αποτελούνται από μεθόδους δημιουργίας πληροφορίας. Η `info_bits = rand(Nb,1) > 0.5;` δημιουργεί αριθμούς μηδέν και ένα με βάση το `rand` το οποίο βασίζεται σε στατιστική τυχαιότητα. Το 0,5 είναι σαν μια μπάρα όπου οποιοδήποτε νούμερο παράγει η `rand` πάνω από 0,5 μετατρέπεται σε 1 και οποιοδήποτε κάτω από 0,5 μετατρέπεται σε 0. Η επόμενη εντολή `info = reshape(info_bits,bitsperGroup,G);` παίρνει τον μονόστηλο πίνακα που δημιουργήθηκε πιο πάνω και τον επαναδιαμορφώνει με την `reshape` με βάση τον αριθμό των `bitsperGroup`. Στην συνέχεια ορίζεται η `Symbols = bi2de(info')` η οποία μετατρέπει την πληροφορία από binary σε decimal. Τέλος, η `ActiveSubcarriers = ActiveSet(Symbols+1,:)` δημιουργεί την αντιστοίχιση των bit πληροφορίας σε πίνακα του οποίου το μέγεθος των σειρών ορίζεται ανάλογα με τον λόγο των συνολικών υποφερόντων προς το μέγεθος των clusters και ο αριθμός των στηλών ισούται με τον αριθμό του Q .

Το συγκεκριμένο κομμάτι κώδικα παράγει την πληροφορία την οποία θα επιχειρηθεί να ανιχνευθεί στην συνέχεια με τρεις διαφορετικούς τρόπους.

Το παρακάτω κομμάτι του κώδικα είναι και το τελευταίο στον δέκτη. Η δημιουργία OFDM συμβόλων και η μετατροπή τους από το πεδίο της συχνότητας στο πεδίο του χρόνου μέσω αντίστροφο μετασχηματισμού Fourier. Το Matlab χρησιμοποιεί τον μετασχηματισμού Fourier μέσω της εντολής `ifft` όπως φαίνεται και στο παρακάτω τμήμα του κώδικα.

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

3.4 Κανάλι και Δέκτης

Το κύριο κομμάτι της προσομοίωσης του καναλιού περιέχει τις Rayleigh διαλείψεις για τις οποίες υπάρχει πρόβλεψη για να είναι επιλεκτικές ή μη επιλεκτικές στην συχνότητα. Όπως αναφέρθηκε και στο (2.5.1) εξετάζονται οι περιπτώσεις οι οποίες το κανάλι παρουσιάζει σταθερή παραμόρφωση σε όλο το εύρος του μήκους κύματος του αλλά και την πιο ρεαλιστική περίπτωση κατά την οποία η παραμόρφωση του καναλιού

δεν είναι σταθερή. Όπως φαίνεται και στο παρακάτω τμήμα του κώδικα, το p αντιπροσωπεύει την παραμόρφωση του καναλιού

```

%% Rayleigh channel generation %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
p = 1;
delays = 0;
h=zeros;
%
P=[0.414107362302841,0.373122500683168,0.0608941490369700,0.088170691358
5060,0,0,0.0229630055806443,0.00814758183705793,0,0,0,0.0069347168208868
0,0.00693471682088680,0,0,0.00779659339477572,0,0.00427591173108355,0.00
458172196734797,0.00117768388226907,0,0,0,0,0.000893364583562625];
% Rayleigh paths power so that total power equals 1.
delays = 0:24;
for del=1:length(delays)
h(delays(del)+1)=sqrt(p(del))*(randn(1,1)+i*randn(1,1))/sqrt(2);
end
h = 1;

```

Η τιμή του p ή θα είναι ένα για τις περιπτώσεις μη επιλεκτικής συχνότητας ή θα παίρνει τις

```

τιμέςP=[0.414107362302841,0.373122500683168,0.0608941490369700,0.08817069
13585060,0,0,0.0229630055806443,0.00814758183705793,0,0,0,0.006934716820
88680,0.00693471682088680,0,0,0.00779659339477572,0,0.00427591173108355,
0.00458172196734797,0.00117768388226907,0,0,0,0,0.000893364583562625];

```

για τις περιπτώσεις που το κανάλι είναι επιλεκτικής συχνότητας. Οι παραπάνω τιμές προκύπτουν μέσα από ξεχωριστό ανεξάρτητο κομμάτι κώδικα το οποίο παρατίθεται στην αργότερα.

Στην συνέχεια εφαρμόζεται η αφαίρεση του κυκλικού προθέματος και μετά η είσοδος στον ευθύ μετασχηματισμό Fourier που μετατρέπει το σήμα από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο της συχνότητας. Ακολουθεί η διαδικασία του αποδιεμπλοκέα (**de-mapping**) που είναι η αντίστροφη διαδικασία από τον διεμπλοκέα. Αφού ολοκληρωθεί και αυτό το βήμα το τελικό ληφθέν σύμβολο μπαίνει στην διαδικασία της ανίχνευσης. Υπάρχουν τρεις διαφορετικοί τρόποι όπως περιγράφονται αναλυτικά στο (2.5.3) και παρακάτω θα αναπαρασταθούν με προσομοίωση κώδικα. Θα εφαρμοστούν τα μαθηματικά μοντέλα και στην συνέχεια το αποτέλεσμα θα συγκριθεί με την αρχική πληροφορία που έχει αποσταλεί. Κάθε διαφορά αρχικού και τελικού θα λογίζεται σαν καταγεγραμμένο λάθος.

3.5 Μέθοδοι ανίχνευσης

Ο πρώτος τρόπος ανίχνευσης όπως περιγράφεται από την σχέση (6) βρίσκει το μέτρο του τετραγώνου από κάθε ένα subcarrier ξεχωριστά.

```
%% Detection 1 %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
y_group = reshape(y_used,N,L/N);
y_work = y_group;
MaxIndices = zeros(Q,L/N);
for ii = 1:Q
    [Max,ind] = max(y_work);
    MaxIndices(ii,:) = ind;
    for kk = 1:G
        y_work(ind(kk),kk)=0;
    end
end
```

Όπως βλέπουμε από το παραπάνω τμήμα κώδικα γίνεται η προσομοίωση και χρησιμοποιούνται εντολές όπως η **max** η οποία βρίσκει το maximum likelihood μεταξύ της σύγκρισης των τιμών που προκύπτουν από το μέτρο στο τετράγωνο κάθε subcarrier.

```
if Q > 1
    AS_hat = sort(MaxIndices);
else
    AS_hat = MaxIndices;
end
AS_hat = AS_hat';
Dec = ones(G,1);
for ii = 1:G
    for kk = 1:2^bitsperGroup
        if AS_hat(ii,:) == ActiveSet(kk,:)
            Dec(ii) = kk;
        end
    end
end
info_b = de2bi(Dec-1,bitsperGroup);
info_b = info_b';
info_bits_hat = reshape(info_b,Nb,1);
```

Ο δεύτερος τρόπος ανίχνευσης περιγράφεται από την σχέση (7), βρίσκει όλες τις πιθανές θέσεις των δεικτών, τις αθροίζει και στην συνέχεια βρίσκει το μέτρο τους στο τετράγωνο. Ο συνδυασμός που είναι μεγαλύτερος έχει και την πιθανότητα να φιλοξενεί και τις θέσεις των δεικτών. Η **mm** εισάγει τις πιθανές θέσεις των δεικτών στην συνέχεια αθροίζονται με την **xsum** και μετά η μεταβλητή **decvar** βρίσκει το μέτρο τους στο τετράγωνο μέσω της συνάρτησης **abs**. Στην συνέχεια χρησιμοποιείται όπως και πριν η συνάρτηση **max** με την οποία γίνεται η εύρεση του μεγαλύτερου συνδυασμού μέσω Maximum Likelihood.

Η δεύτερη μέθοδος λόγω του υπολογισμού του `xsum = sum(y_group(ActiveSet(mm,:),ii))`; το οποίο αθροίζει τις μιγαδικές ποσότητες μεταξύ τους και στην συνέχεια βρίσκει το μέτρο τους στο τετράγωνο μέσω της `decvar(mm) = abs(xsum)^2`;, παρουσιάζει error floor. Το error floor είναι ένα ταβάνι πιθανότητας σφαλμάτων το οποίο δεν μπορεί να ξεπεραστεί ό,τι συνθήκες και να επικρατήσουν στο κανάλι. Το error floor δεν καθιστά ιδιαίτερα αποδοτική την B μέθοδο σε κανάλια επιλεκτικών διαλείψεων όπως αναλύεται στο (4.3)

```

. %% Detection 2 %%
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
decvar = zeros;
    Dec2 = zeros;
%
    xsum = zeros;
    for ii = 1:G
        for mm = 1:2^bitsperGroup
            xsum = sum(y_group(ActiveSet(mm,:),ii));
            decvar(mm) = abs(xsum)^2;
        end
        [Max,ind] = max(decvar);
        Dec2(ii) = ind;
    end
    info_b = de2bi(Dec2-1,bitsperGroup);
    info_b = info_b';
    info_bits_hat2 = reshape(info_b,Nb,1);

```

Η τρίτη μέθοδος συνδυάζει τις δύο παραπάνω μεθόδους με μια μικρή παραμετροποίηση η οποία δείχνει να έχει πολύ μεγάλες διαφορές στο τελικό αποτέλεσμα. Όπως δείχνει και η σχέση (9), πρώτα εισάγονται οι πιθανοί συνδυασμοί και στην συνέχεια βρίσκεται το μέτρο τους στο τετράγωνο για κάθε ένα subcarrier ξεχωριστά. Αφού βρεθούν τα τελικά νούμερα στην συνέχεια αθροίζονται με βάση τους συνδυασμούς. Όπως παρατηρούμε και στο παρακάτω κομμάτι του κώδικα, η μεγάλη διαφοροποίηση η οποία παίζει και σημαντικό ρόλο στο τελικό αποτέλεσμα βρίσκεται στην εδώ `sum(abs(y_group(ActiveSet(mm,:),ii)).^2)`; όπου το άθροισμα γίνεται αφού βρεθεί πρώτα το μέτρο στο τετράγωνο του κάθε υποφέροντος ξεχωριστά. \

```

%% Detection 3 %%
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
decvar3 = zeros;
    Dec3 = zeros;
%
    xsum = zeros;
    for ii = 1:G
        for mm = 1:2^bitsperGroup
            xsum3 = sum(abs(y_group(ActiveSet(mm,:),ii)).^2);
            decvar3(mm) = abs(xsum3)^2;
        end
    end

```

```

[Max,ind] = max(decvar3);
Dec3(ii) = ind;
end
info_b = de2bi(Dec3-1,bitssperGroup);
info_b = info_b';
info_bits_hat3 = reshape(info_b,Nb,1);

```

Η παραπάνω μέθοδος κατά την χρήση της σε κανάλια επιλεκτικά στην συχνότητα λόγω της παραμετροποίησης στο άθροισμα των πιθανών δεικτών, εξαλείφει την πιθανότητα εμφάνισης error floor.

Η εύρεση πρώτα του μέτρου του τετραγώνου για κάθε πιθανό δείκτη μέσω της εντολής `xsum3 = sum(abs(y_group(ActiveSet(mm,:),ii)).^2);` εξασφαλίζει τις απαραίτητες τιμές οι οποίες η παραμόρφωση που θα υποστούν από το κέρδος του καναλιού δεν θα οδηγήσει σε δυσκολία σύγκρισης δεικτών και θορύβου. Η μέθοδος C δείχνει να είναι πιο αποδοτική των 3 όπως θα παρουσιαστεί και στο επόμενο κεφάλαιο.

3.5.1 Διαφορισμός λήψης

Ταυτόχρονα με τις τρεις μεθόδους εφαρμόζεται και η τεχνική του διαφορισμού λήψης (diversity receiver) κατά τον οποίο προσομοιώνεται η ύπαρξη δύο διαφορετικών κεραιών λήψης οι οποίες λαμβάνουν το ίδιο σήμα. Σε επίπεδο προσομοίωσης η προσθήκη των ψηφιακών δεκτών στον κώδικα γίνεται με τον υπολογισμό 2 υποσυνόλων όπου `xsum1` και `xsum2` είναι δυο ανεξάρτητες μεταβλητές οι οποίες εφαρμόζονται για οποιαδήποτε από τις τρεις μεθόδους. Επί της ουσίας δεν είναι μια νέα μέθοδος ανίχνευσης αλλά μία επιπρόσθετη λειτουργία στον κώδικα η οποία παρέχει στους ανιχνευτές έναν διπλό έλεγχο. Από τα δύο αυτά υποσύνολα προκύπτουν τα `decvar1` και `decvar2` όπου και αθροίζονται μεταξύ τους. Το τελικό `decvar` προσομοιώνει την συμπεριφορά ενός συστήματος κατά το οποίο λειτουργεί με δύο δέκτες. Η παραπάνω μέθοδος εφαρμόζεται για κανάλι επιλεκτικό όπως και μη επιλεκτικό στην συχνότητα.

3.5.2 Δημιουργία καναλιού επιλεκτικού στη συχνότητα

Το παραπάνω τμήμα κώδικα είναι ανεξάρτητο του μοντέλου προσομοίωσης OFDM-IM το οποίο χρησιμοποιήθηκε σε αυτήν την εργασία. Δεν γίνεται χρήση στο κύριο κορμό του προγράμματος. Σκοπός του είναι να η εύρεση πραγματικών τιμών οδεύσεων και τιμές κέρδους σε dB οι οποίες χρησιμοποιούνται για την προσομοίωση των καναλιών επιλεκτικών διαλείψεων.

Το πρόγραμμα ξεκινάει με την καταχώρηση των τιμών Tap Delay Line οι οποίες τιμές προέρχονται από την μελέτη της 3GPP για urban macro κανάλι αστικής περιοχής. Οι τιμές αυτές αναφέρονται σε non line of site περιπτώσεις. Τα Tap Delay Line χωρίζονται σε κατηγορίες A B C και περιέχει 3 γενικές περιπτώσεις αστικών μοντέλων με τις αντίστοιχες κανονικοποιήσεις των καθυστερήσεων και τις αντίστοιχες τιμές κέρδους.

Στην συνέχεια ορίζεται η διασπορά καθυστερήσεων Delay Spread στα 363ns. Η τιμή αυτή πολλαπλασιάζεται με κάθε μία από τις τιμές delaysNorm με την παρακάτω εντολή `TDL_C_delays = DS*TDL_C_delaysNorm;`. Στην εργασία γίνεται η χρήση της τρίτης ακολουθίας τιμών η οποία δείχνει να ταιριάζει περισσότερο στο μοντέλο προσομοίωσης που ακολουθήθηκε.

Το πρόγραμμα προσομοίωσης πραγματοποιήθηκε με την χρήση συχνότητας υποφερόντων 30KHz και 256 subcarriers. Αυτές οι τιμές δίνουν ένα εύρος ζώνης 7,68MHZ. Στην συνέχεια υπολογίζονται τα `Delays` και τα `Gains` για κάθε μία από τις 24 ακολουθίες.

Τέλος υπολογίζεται το `PathPowerNorm` το οποίο χρησιμοποιείται στο κομμάτι του κύριου κώδικα και περιέχει 24 τιμές κέρδους οι οποίες στο σύνολό τους δεν ξεπερνάνε το 1. Η χρήση αυτών των αριθμών γίνεται για την προσομοίωση των καναλιών μη επιλεκτικών στην συχνότητα και ως συμπλήρωση του παραπάνω τμήματος (3.4)

```
clear
close all
clc
% This Tap Delay Line model is from 3GPP TR 38.901, Table 7.7.2-3, page
78,
% TDL-A/B/C model normalized. To create paths with a specific delay
spread
% multiplication with the required delay spread in ns has to take place
as
% described in equation (7.7.1).
TDL_A_delaysNorm =
[0,0.3819,0.4025,0.5868,0.4610,0.5375,0.6708,0.5750,0.7618,1.5375,1.8978
,2.2242,2.1718,2.4942,2.5119,3.0582,4.0810,4.4579,4.5695,4.7966,5.0066,5
.3043,9.6586];
TDL_A_gainsdB = [-13.4,0,-2.2,-4,-6,-8.2,-9.9,-10.5,-7.5,-15.9,-6.6,-
16.7,-12.4,-15.2,-10.8,-11.3,-12.7,-16.2,-18.3,-18.9,-16.6,-19.9,-
29.7,];
TDL_A_gains = 10.^(.1*TDL_A_gainsdB);

TDL_B_delaysNorm =
[0,0.1072,0.2155,0.2095,0.2870,0.2986,0.3752,0.5055,0.3681,0.3697,0.5700
,0.5283,1.1021,1.2756,1.5474,1.7842,2.0169,2.8294,3.0219,3.6187,4.1067,4
.2790,4.7834];
```

```

TDL_B_gainsdB = [0,-2.2,-4,-3.2,-9.8,-1.2,-3.4,-5.2,-7.6,-3,-8.9,-9,-
4.8,-5.7,-7.5,-1.9,-7.6,-12.2,-9.8,-11.4,-14.9,-9.2,-11.3];
TDL_B_gains = 10.^(.1*TDL_B_gainsdB);

TDL_C_delaysNorm =
[0,0.2099,0.2219,0.2329,0.2176,0.6366,0.6448,0.6560,0.6584,0.7935,0.8213
,0.9336,1.2285,1.3083,2.1704,2.7105,4.2589,4.6003,5.4902,5.6077,6.3065,6
.6374,7.0427,8.6523];
TDL_C_gainsdB = [-4.4,-1.2,-3.5,-5.2,-2.5,0,-2.2,-3.9,-7.4,-7.1,-10.7,-
11.1,-5.1,-6.8,-8.7,-13.2,-13.9,-13.9,-15.8,-17.1,-16,-15.7,-21.6,-
22.8];
TDL_C_gains = 10.^(.1*TDL_C_gainsdB);

% According to Table 7.7.3-2, page 80, we use the UMa (Urban Macro)
model
% with nomral delay spread at 2 or 6 GHz with a delay spread of 363 ns.
DS = 363;
TDL_A_delays = DS*TDL_A_delaysNorm;
TDL_B_delays = DS*TDL_B_delaysNorm;
TDL_C_delays = DS*TDL_C_delaysNorm;

% We assume 30 KHz subcarrier spacing with 256 subcarriers.
Tsample = 1/(30000*256)*1e9; % IFFT sample distance in time domain (in
ns)
Delays = TDL_C_delays;
Gains = TDL_C_gains;
Max_sample = floor(Delays(end)/Tsample)+1;

for ii=1:Max_sample
    MinDel = (ii-1)*Tsample;
    MaxDel = ii*Tsample;
    LowerDels = find(Delays >= MinDel & Delays < MaxDel);
    NewGains(ii) = sum(Gains(LowerDels));
%     Delays(LowerDels)=[];
end

PathPowerNorm = NewGains/sum(NewGains);

```

3.6 Μέτρηση λαθών

Παρακάτω παρουσιάζεται το τμήμα του κώδικα το οποίο λαμβάνει τις παραπάνω μεταβλητές και υπολογίζονται τα λάθη τα οποία προκύπτουν μεταξύ των σταλμένων συμβόλων και αυτών που υπολογίζονται από τους τρεις διαφορετικούς τρόπους ανίχνευσης. Η μεταβλητή `bit_errors` ορίζεται ως τα καταγεγραμμένα λάθη, `num_of_bits` είναι ο συνολικός αριθμός των bits που έχουν αποσταλεί και τέλος το BER (bit error ratio) το οποίο είναι το ποσοστό λάθους ανά bit στο συνολικό αριθμό των bit των οποίων έχουν ληφθεί

```

%% Count bit errors %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
berrors = sum(info_bits_hat~=info_bits);
bit_errors(jj) = bit_errors(jj)+ berrors;
berrors2 = sum(info_bits_hat2~=info_bits);
bit_errors2(jj) = bit_errors2(jj)+ berrors2;
berrors3 = sum(info_bits_hat3~=info_bits);
bit_errors3(jj) = bit_errors3(jj)+ berrors3;
fprintf('SNR=%2d           Errors=%4d           Bits=%5d
BER1=%e\n',SNRdB(jj),bit_errors(jj),Num_of_bits(jj),bit_errors
(jj)/Num_of_bits(jj));
fprintf('SNR=%2d           Errors=%4d           Bits=%5d
BER2=%e\n',SNRdB(jj),bit_errors2(jj),Num_of_bits(jj),bit_errors2
(jj)/Num_of_bits(jj));
fprintf('SNR=%2d           Errors=%4d           Bits=%5d
BER3=%e\n',SNRdB(jj),bit_errors3(jj),Num_of_bits(jj),bit_errors3
(jj)/Num_of_bits(jj));

```

4

Αποτελέσματα

4.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο, αναλύονται και συγκρίνονται μέσω των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων, οι επιδόσεις των μεθόδων διαμόρφωσης OFDM-IM σε πολλαπλές συνθήκες. Οι μετρήσεις γίνανε σε περιβάλλον προσομοίωσης επιλεκτικής και μη επιλεκτικής συχνότητας (selective frequency -non selective frequency). Σε κάθε μία από τις περιπτώσεις εφαρμόζονται δύο διαφορετικοί μέθοδοι εντοπισμού δεικτών βασισμένοι στις σχέσεις (6) και (7) όπως περιγράφεται αναλυτικά στο (2.5.3). Κάθε μέθοδος ανίχνευσης δοκιμάζεται είτε με 8 είτε με 16 subcarriers ανά cluster. Σε non selective frequency κάθε μέθοδος δοκιμάζεται σε 4 διαφορετικούς συνδυασμούς ενεργών δεικτών.

Κάθε μία από τις μεταβλητές εφαρμόζεται και διαφορετική σηματοθορυβική σχέση SNR η οποία μετριέται dB και ορίζεται ως το αποτέλεσμα της διαίρεσης της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος ως προς την μέση τιμή της ισχύος του θορύβου. Οι τιμές της σηματοθορυβικής σχέσης ξεκινάνε από 0 το οποίο σημαίνει ένα κανάλι που δεν ξεχωρίζει το λαμβανόμενο σήμα σε σχέση με την μέση ισχύ του θορύβου.

Μέθοδος A, SNR [0:5:40],N=8			
8/1	8/2	8/3	8/4
Μέθοδος B, SNR [0:5:40],N=8			
8/1	8/2	8/3	8/4
Μέθοδος A, SNR [0:5:40],N=16			
16/1	16/2	16/3	16/4
Μέθοδος B, SNR [0:5:40],N=16			
16/1	16/2	16/3	16/4

Πίνακας 4.1: Πίνακας παραμετροποιήσεων για μη επιλεκτικό κανάλι.

Στην συνέχεια γίνεται πρόσθεση SNR με βήμα 5 και το όριο είναι τα 40dB το οποίο σημαίνει ότι το κανάλι είναι εξαιρετικά αποδοτικό. Ο παραπάνω πίνακας παρουσιάζει τις διαφορετικές παραμετροποιήσεις που γίνανε σε συνθήκες μη επιλεκτικής συχνότητας. Στην συνέχεια, στο κομμάτι της προσομοίωσης μπαίνει επιλεκτική συχνότητα η οποία διαφοροποιεί το τελικό κέρδος του καναλιού όπως αυτό αναλύεται στο (2.5.1). Στην συγκεκριμένη περίπτωση γίνεται προσθήκη μιας επιπλέον μεθόδου ανίχνευσης ωστόσο δεν εφαρμόζεται σε διαφορετικό αριθμό δεικτών αλλά σε ένα συγκεκριμένο αριθμό ανά περίπτωση. Σε κάθε μοντέλο προσομοίωσης τα υπολογιζόμενα καταγεγραμμένα λάθη είναι 10000 ανά περίπτωση προκειμένου να εξασφαλιστεί όσο το δυνατόν μεγαλύτερη αληθοφάνεια.

Η επιλογή του αριθμού των δεικτών έγινε με βάση το spectral efficiency το οποίο ορίζεται ως το αποτέλεσμα του κλάσματος των bit ανά δευτερόλεπτο προς την συχνότητα. (bps/Hz). Οι περιπτώσεις είναι το $N=8$ και $Q =2$ και $N=16$ και $Q =3$ με σηματοθορυβική σχέση η οποία κυμαίνεται από 0 έως 40 με βήμα 5, όπως φαίνεται και στον παρακάτω πίνακα.

Μέθοδος A, SNR [0:5:40]	
8/2	16/3
Μέθοδος B, SNR [0:5:40]	
8/2	16/3
Μέθοδος C, SNR [0:5:40]	
8/2	16/3

Πίνακας 4.2: Πίνακας παραμετροποιήσεων για επιλεκτικό κανάλι

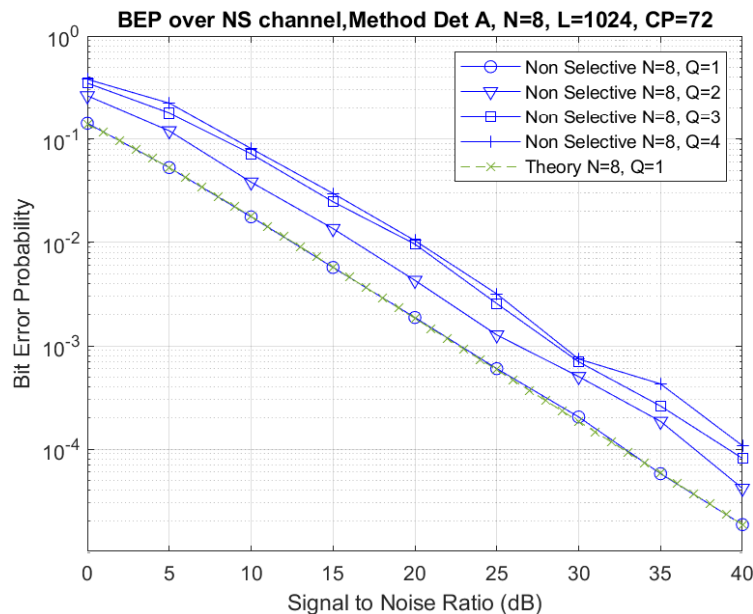
Στην συνέχεια εφαρμόζεται μία επιπλέον μέθοδος προσομοίωσης η οποία είναι η επιλεκτική και μη επιλεκτική συχνότητα με χρήση διαφορισμού λήψης. Οι παραπάνω περιπτώσεις αφορούσαν μοντέλο προσομοίωσης με μία κεραία λήψης ενώ ο διαφορισμός λήψης αφορά την περίπτωση κατά την οποία υπάρχουν δύο κεραίες λήψης και το λαμβανόμενο αποτέλεσμα συμψηφίζεται ούτως ώστε να εξασφαλιστεί μικρότερη πιθανότητα λάθους. Η ιδιαιτερότητα του συγκεκριμένου μοντέλου είναι η εξαιρετική απόδοση του σε επιλεκτικό όπως και σε μη επιλεκτικό κανάλι συχνότητας και για αυτόν τον λόγο η μέτρηση πραγματοποιείται με SNR από 0 έως 25. Στον παρακάτω πίνακα φαίνονται οι εξεταζόμενες περιπτώσεις

Μέθοδος A, SNR [0:5:25]	
8/2	16/3
Μέθοδος B, SNR [0:5:25]	
8/2	16/3
Μέθοδος C, SNR [0:5:25]	
8/2	16/3

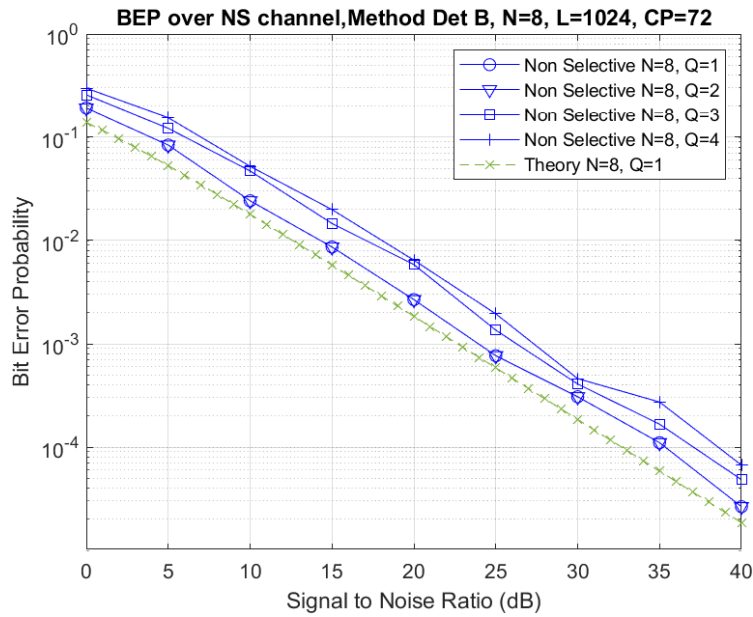
Πίνακας 4.3: Πίνακας παραμετροποιήσεων με διαφορισμό για επιλεκτικό και μη κανάλι

4.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης σε κανάλι μη επιλεκτικό στην συχνότητα

Στα παρακάτω γραφήματα προσομοίωσης εξετάζεται το σενάριο κατά το οποίο ο συνολικός αριθμός των υποφερόντων είναι $L=1024$ και τα συνολικά clusters είναι συνολικά $G=128$ και το $N=8$. Στο πρώτο γράφημα (σχήμα 4.1) παρουσιάζεται η προσομοίωση της μεθόδου A (6). Το πράσινο χρώμα δείχνει την θεωρητική καμπύλη και τα μπλε δείχνουν τις αντίστοιχες μετρήσεις με τα ανάλογα Q . Η κατάσταση βελτιώνεται σαφώς όσο αυξάνεται το SNR. Ενδεικτικά το Bit Error Probability για $Q=1$ είναι $0,1430$ όταν το SNR είναι 0 και $1,85e-05$ όταν το SNR φτάνει τα 40dB. Παρόμοια παρατηρείται και στον B ανιχνευτή. Οι καμπύλες είναι σαφώς πιο κοντά στις θεωρητικές τιμές αλλά και πιο κοντά μεταξύ τους. Αυτό δείχνει μία μεγαλύτερη αποτελεσματικότητα της δεύτερης μεθόδου σε σχέση με την μέθοδο A. Ενδεικτικά για $Q=1$ είναι $0,1350$ όταν το SNR είναι 0 και $1,95e-05$ όταν το SNR φτάνει τα 40dB τιμές σαφώς καλύτερες σε σχέση με το A.

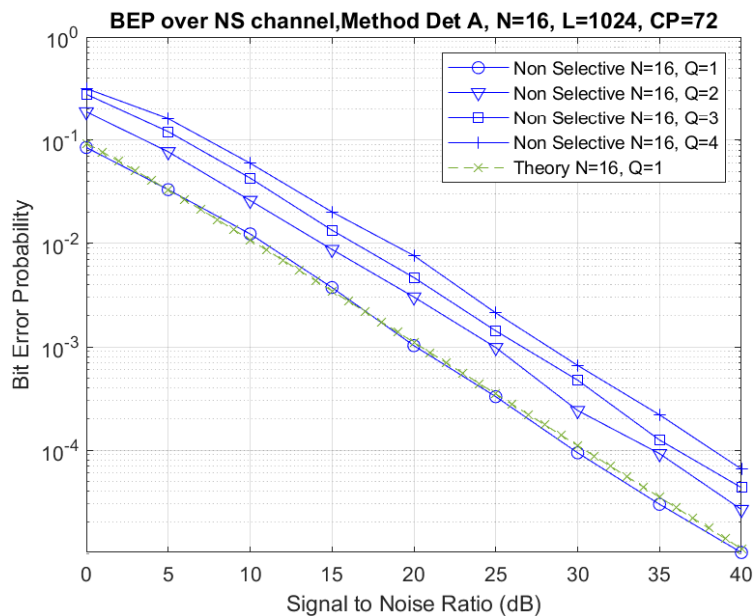


Σχήμα 4.1: Πιθανότητα σφάλματος με μέθοδο ανίχνευσης A, $N=8$

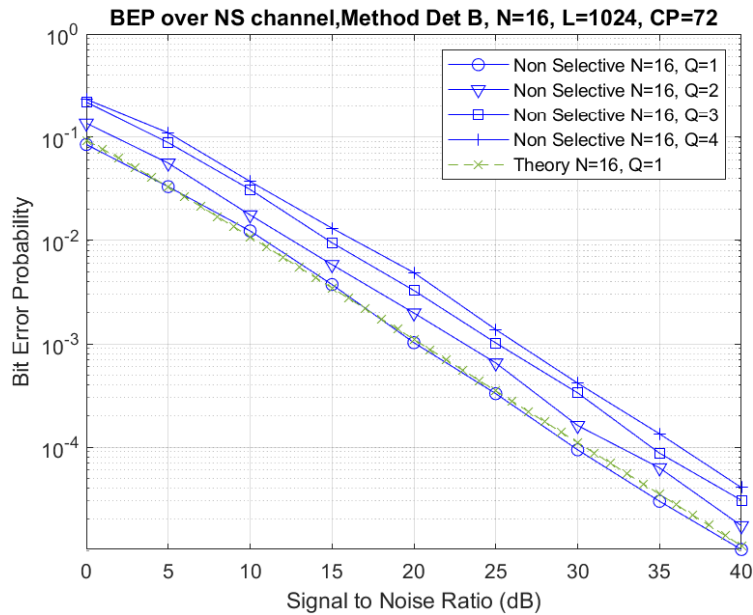


Σχήμα 4.2: Πιθανότητα σφάλματος με μέθοδο ανίχνευσης B, N=8

Στα παρακάτω σχήματα (4.3) και (4.4) διακρίνονται οι αντίστοιχες γραφικές παραστάσεις για τις περιπτώσεις που το $N=16$ με μέθοδο A και μέθοδο B. Οι καμπύλες έχουν παρόμοια χαρακτηριστικά με τις αντίστοιχες περιπτώσεις που το $N=8$. Η σύγκριση μεταξύ των $N=8$ και $N=16$ δείχνει βελτιωμένες τιμές ως προς την πιθανότητα λάθους για τις περιπτώσεις των $N=16$.



Σχήμα 4.3: Πιθανότητα σφάλματος με μέθοδο ανίχνευσης A, N=16

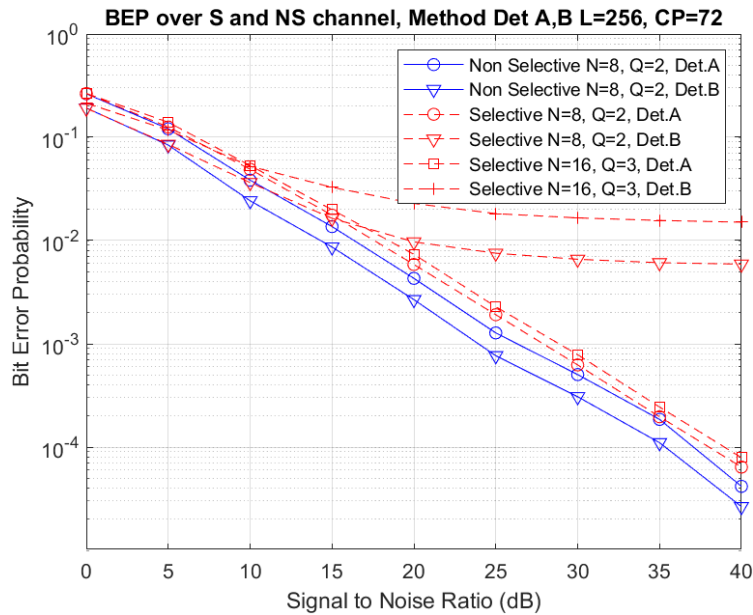


Σχήμα 4.4: Πιθανότητα σφάλματος με μέθοδο ανίχνευσης B, N=16

Συγκεκριμένα, για την μέθοδο A, το Bit Error Probability όταν $Q=1$ είναι 0,0850 όταν το SNR είναι 0 και $1,0185e-05$ όταν το SNR φτάνει τα 40dB. Οι τιμές δείχνουν καλύτερες για την μέθοδο B. Για $Q=1$ οι τιμές Bit Error Probability δείχνουν παρόμοιες με αυτές της μεθόδου A ωστόσο όσο ανεβαίνει το Q τόσο η πιθανότητα λάθος μικραίνει. Ενδεικτικά, για $Q=4$ το Bit Error Probability για SNR=0 είναι 0,3171 ενώ το αντίστοιχο της μεθόδου B είναι 0,2332 ενώ για SNR=40 το Bit Error Probability είναι $6,5517e-05$ με την μέθοδο A και $4,0517e-05$ με την μέθοδο B. Παρατηρούμε ότι όσο μεγαλύτερο είναι το Q τόσο καλύτερα αποτελέσματα παρουσιάζονται στον δέκτη με την πιθανότητα σφάλματος να μειώνεται. Επίσης η μέθοδος B δείχνει σαφώς καλύτερες μετρήσεις ως προς την πιθανότητα σφάλματος σε κανάλι μη επιλεκτικό στην συχνότητα.

4.3 Αποτελέσματα προσομοίωσης σε κανάλι επιλεκτικό στην συχνότητα

Στο σχήμα προσομοίωσης για κανάλι επιλεκτικό στην συχνότητα εφαρμόζεται ισχύς P η οποία διαφέρει ανά χρονική στιγμή λόγω των πολλαπλών οδεύσεων. Οι τιμές P ξεκινάνε από το 0 και το συνολικό τους άθροισμα είναι $P=1$. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.6, η παραμορφώσεις από τις οδεύσεις των ανακλάσεων μετά την έξοδο του FFT ποικίλουν σε όλο το φάσμα του bandwidth. Κάθε υποφέρουσα συχνότητα υφίσταται διαφορετική παραμόρφωση η οποία σε συνδυασμό με την προσθήκη θορύβου μπορεί να αλλοιώσει εντελώς την αρχική πληροφορία.



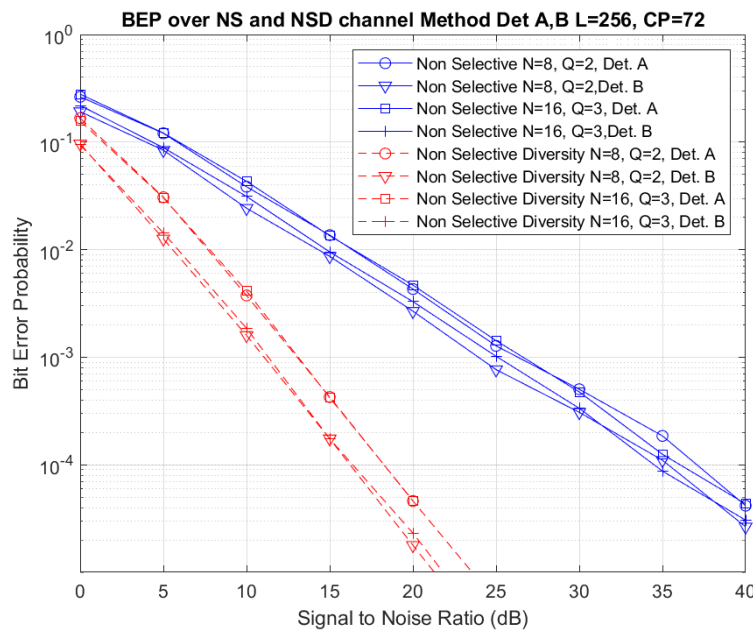
Σχήμα 4.5: Πιθανότητα σφάλματος επιλεκτικού και μη επιλεκτικού καναλιού

Στο παραπάνω γράφημα (σχήμα 4.5) γίνεται σύγκριση μεταξύ επιλεκτικού και μη επιλεκτικού καναλιού στην συχνότητα. Με χρώμα διακεκομμένο κόκκινο χαράσσεται η κυματογραμμή του καναλιού που είναι επιλεκτικού στην συχνότητα ενώ με χρώμα μπλε το μη επιλεκτικό κανάλι. Όπως φαίνεται και στο σχήμα οι περιπτώσεις προσομοίωσης για $N=8$ και $Q=2$ αλλά και $N=16$ και $Q=3$ των non selective περιπτώσεων παρουσιάζουν χαμηλότερες τιμές πιθανοτήτων σφάλματος σε σχέση με τις αντίστοιχες των selective frequency καναλιών. Ειδικότερα η μέθοδος ανίχνευσης B όπως παρουσιάστηκε και στα προηγούμενα σχήματα (4.3) και (4.4) δείχνει να έχει καλύτερες επιδόσεις σε σχέση με την μέθοδο A. Τα ίδια χαρακτηριστικά επιδόσεων φαίνεται να παρουσιάζει και το γράφημα επιλεκτικού στην συχνότητα καναλιού ωστόσο καταγράφεται η εξής διαφοροποίηση. Όσο αυξάνεται η σηματοθορυβική σχέση, ειδικότερα μετά την τιμή των 10 dB σε SNR, παρατηρείται ότι η πιθανότητα σφάλματος της μεθόδου B σταθεροποιείται και παραμένει υψηλή όσο και να αυξηθεί το SNR. Αυτό σημαίνει ότι η μέθοδος A παρουσιάζει καλύτερα χαρακτηριστικά σε σχέση με την μέθοδο B όταν το κανάλι παρουσιάζει επιλεκτικές διαλείψεις. Το φαινόμενο αυτό, το οποίο ονομάζεται error floor καθιστά την μέθοδο B μη αποτελεσματική μέθοδο ανίχνευσης σε selective fading κανάλια. Η αιτία έγκειται στον μαθηματικό τύπο μέγιστης πιθανοφάνειας όπως αυτός καταγράφεται στο (7). Σε αυτόν τον τύπο αθροίζονται οι πιθανές θέσεις των δεικτών και στην συνέχεια βρίσκεται το μέτρο τους στο τετράγωνο. Οι δείκτες μετά την έξοδο από τον FFT δεν είναι

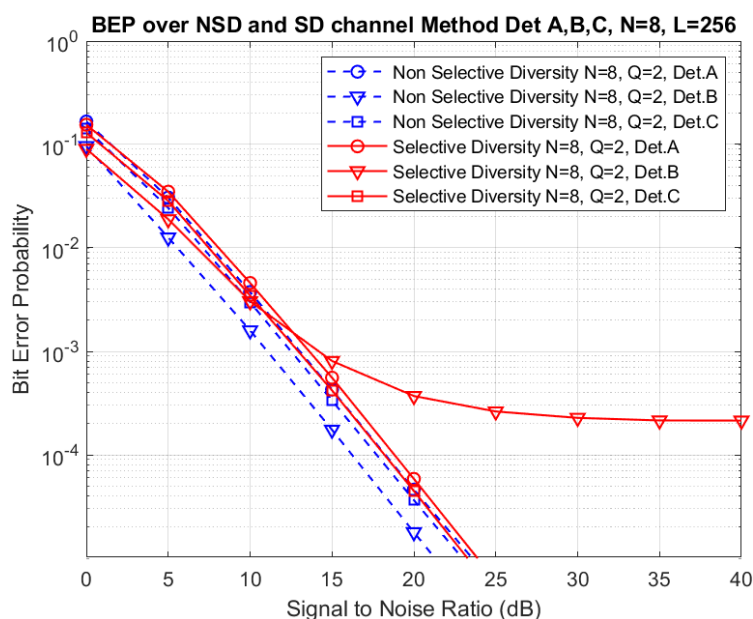
άλλο παρά ένας καθαρός μιγαδικός αριθμός ο οποίος όταν προστίθεται με έναν άλλον μιγαδικό αριθμό δεν διαφοροποιείται αρκετά. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα, το μέτρο τους στο τετράγωνο να μας δίνει έναν αριθμό ο οποίος όταν πολλαπλασιάζεται με το κέρδος του καναλιού μπορεί να το ελαχιστοποιήσει σε τέτοιο βαθμό που η προσθήκης θορύβου να αλλοιώσει εντελώς την λαμβανόμενη πληροφορία. Από αυτό συμπεραίνεται ότι η μέθοδος B σε κανάλια με κέρδος πολύ μικρότερα της μονάδας, παρουσιάζει error floor ανεξαρτήτου σηματοθορυβικής σχέσης. Σε αυτό το σημείο εισάγεται και η μέθοδος ανίχνευσης C η οποία είναι η εφαρμογή του (8) και αποτελεί μία μίξη των δύο προηγούμενων μεθόδων εξαλείφοντας το error floor. Η τρίτη μέθοδος ανίχνευσης βρίσκει πρώτα το μέτρο του τετραγώνου κάθε πιθανού συνδυασμού δεικτών και στην συνέχεια γίνεται η αθροιστική πράξη μεταξύ αυτών. Συνεπώς το τελικό νόυμερο είναι πολλαπλά μεγαλύτερο σε βαθμό που δεν αλλοιώνεται μετά τον πολλαπλασιασμό με μια όδευση η οποία έχει αισθητά χαμηλό κέρδος. Άρα η προσθήκη του θορύβου, ακόμα και αν αυτός είναι αυξημένος δεν επηρεάζει σημαντικά το τελικό αποτέλεσμα. Αυτό βοηθάει στην καταγραφή περιορισμένων αριθμών λαθών στον δέκτη όπως φαίνεται και στα επόμενα σχήματα.

4.4 Αποτελέσματα προσομοίωσης με διαφορισμό λήψη

Στο παρακάτω γράφημα παρουσιάζεται η χρήση διπλής κεραίας λήψης σε προσομοίωση. Η μέθοδος διαφορισμού λήψης όπως αναλύεται και στο (3.5.1),



Σχήμα 4.6: Πιθανότητα σφάλματος μη επιλεκτικού καναλιού με χρήση διαφορισμού

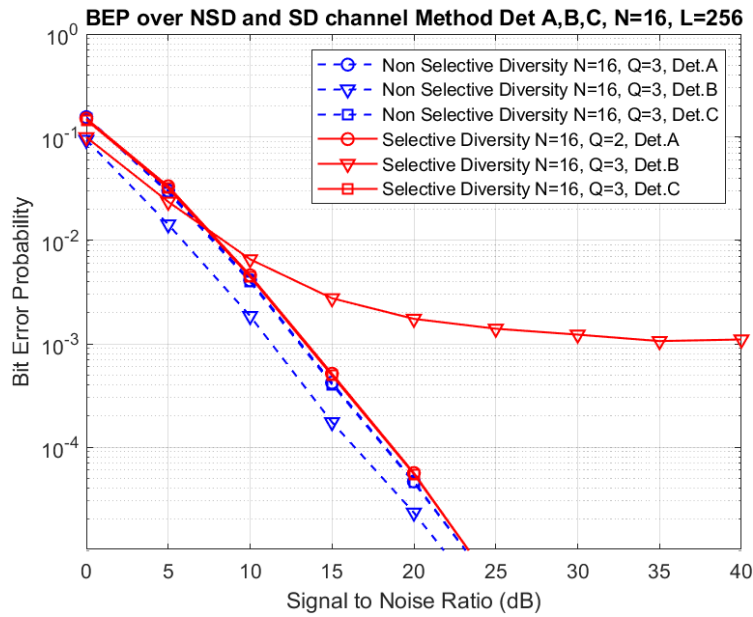


Σχήμα 4.7: Πιθανότητα σφάλματος επιλεκτικού και μη καναλιού με χρήση διαφορισμού $N=8$

αθροίζει δυο διαφορετικές λήψεις του ίδιου λαμβανομένου σήματος ούτως ώστε να ελαχιστοποιηθεί η πιθανότητα λάθους. Στο σχήμα 4.6 με κόκκινο φαίνεται η περίπτωση χωρίς διαφορισμό λήψης και με μπλε η περίπτωση προσομοίωσης με διπλή κεραία λήψης. Στο σχήμα έχουν συμπεριληφθεί οι περιπτώσεις για $N=8$ και $N=16$ με μεθόδους A και B.

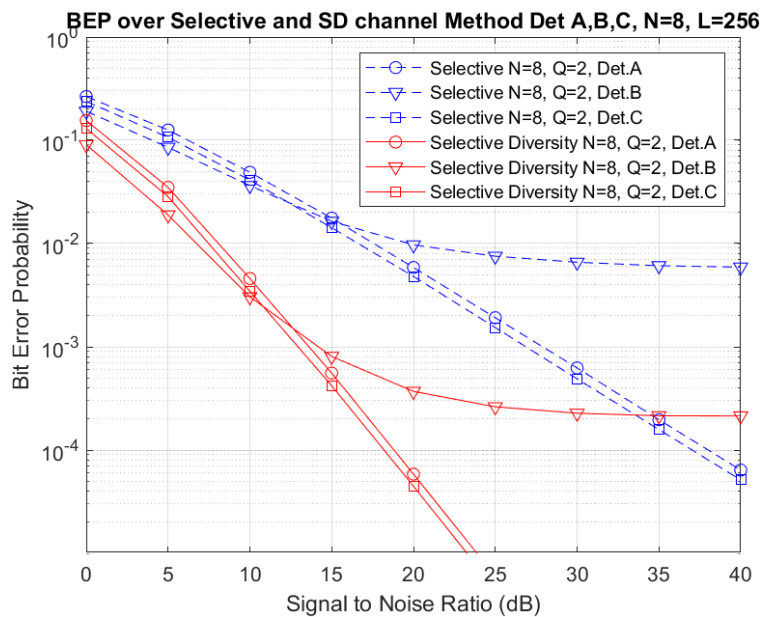
Η περίπτωση του διαφορισμού λήψεων δίνει σημαντικά μικρότερες πιθανότητες σφάλματος ανεξαρτήτου μεθόδου. Συγκεκριμένα για $N=16$ σε συνθήκες υψηλής σηματοθορυβικής σχέσης η πιθανότητα σφάλματος ενδέχεται να ξεπερνά και τα $10.0e-05$.

Στο σχήμα 4.7 παρουσιάζεται η συμπεριφορά του διαφορισμού λήψης με $N=8$ σε επιλεκτικό κανάλι στην συχνότητα σε σύγκριση με κανάλι μη επιλεκτικό στην συχνότητα. Η περίπτωση του error floor φαίνεται με την μέθοδο B ωστόσο σε αυτό το γράφημα γίνεται η σύγκριση και της τρίτης μεθόδου λήψης. Όπως φαίνεται και στο γράφημα, η τρίτη μέθοδος ανίχνευσης παρουσιάζει μικρότερη πιθανότητα σφάλματος με συγκεκριμένη τιμή SNR σε σχέση με το κανάλι μη επιλεκτικών διαλείψεων πράγμα που καταδεικνύει το μέγεθος της αποτελεσματικότητας. Συγκεκριμένα, με SNR 20dB, η μέθοδος C μη επιλεκτικής συχνότητας παρουσιάζει πιθανότητα σφάλματος $4,54e-06$ ενώ η μέθοδος A επιλεκτικής συχνότητας παρουσιάζει $5,408e-06$.

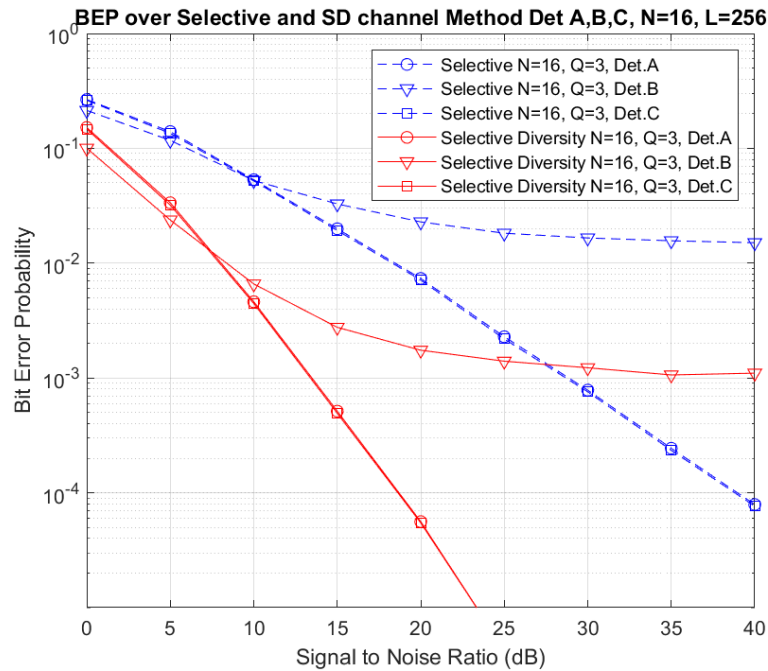


Σχήμα 4.8: Πιθανότητα σφάλματος επιλεκτικού και μη καναλιού με διαφορισμό $N=16$

Παρόμοια κατάσταση καταγράφεται και με την περίπτωση που υπάρχουν 16 subcarriers αντί των 8 όπως φαίνεται στο σχήμα 4.8. Η μέθοδος A και C παρουσιάζουν παρόμοια πιθανότητα σφάλματος σε όλες τις τιμές του SNR είτε πρόκειται για επιλεκτικό είτε πρόκειται για μη επιλεκτικό κανάλι στην συχνότητα. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι η ύπαρξη δεύτερης κεραίας λήψης προλαμβάνει και εξαλείφει πολύ μεγάλο ποσοστό λαθών.



Σχήμα 4.9: Πιθανότητα σφάλματος με και χωρίς διαφορισμό σε επιλεκτικό κανάλι $N=8$



Σχήμα 4.10: Πιθανότητα σφάλματος με και χωρίς διαφορισμό σε επιλεκτικό κανάλι N=16

. Τα παραπάνω γραφήματα σχήμα 4.9 και σχήμα 4.10, συγκρίνουν σε επιλεκτικό κανάλι, την η πιθανότητα σφάλματος όταν δεν έχουμε διαφορισμό λήψης και την πιθανότητα σφάλματος όταν εφαρμόζεται κεραία διπλής λήψης.

Με κόκκινο απεικονίζεται η πιθανότητα σφάλματος χωρίς διαφορισμό λήψης ενώ με μπλε απεικονίζεται η πιθανότητα σφάλματος με εφαρμογή διπλής κεραίας. Οι πιθανότητες σφάλματος σε σχήμα 8 και 16 υποφερόντων είναι σχετικά παρόμοιες. Με $N=16$ υπάρχει μία συμφωνία ως προς την πιθανότητα λάθους μεταξύ πρώτης και τρίτης μεθόδου λήψης. Αξιοσημείωτο είναι ότι η μέθοδος B παρουσιάζει γρηγορότερα error floor όπως φαίνεται στο σχήμα 4.10 και μάλιστα αρκετά υψηλότερου επιπέδου συγκριτικά με την διαμόρφωση $N=8$. Αυτό οφείλεται στην μεγαλύτερη ομαδοποίηση που γίνεται λόγω των περισσότερων υποφερόντων ανά cluster. Το ίδιο, φυσικά, παρατηρείται και στα πιο πάνω γραφήματα (4.7 και 4.8) με λιγότερο αισθητό τρόπο.

Σημαντικό επίσης να τονιστεί ότι εφαρμογή της διπλής κεραίας μειώνει αισθητά την πιθανότητα σφάλματος ανεξαρτήτου μεθόδου ανίχνευσης A ή C. Συγκεκριμένα, για SNR 15dB, η οποία στο μοντέλο προσομοίωσης που εξετάζεται είναι μια μέση κατάσταση ως προς την απόδοση του καναλιού, η μέθοδος A και C παρουσιάζουν σχεδόν αμελητέες διαφορές, δηλαδή για ανιχνευτή A και $N=16$ η πιθανότητα σφάλματος είναι 0,0046 ενώ με ανιχνευτή C η πιθανότητα σφάλματος είναι 0,0044. Η διαφορά, ωστόσο, με

τις αντίστοιχες τιμές πιθανότητας σφάλματος της λήψης χωρίς διαφορισμό είναι αισθητά μεγαλύτερες. Για παράδειγμα, με SNR 15dB και με $N=16$, η μέθοδος ανίχνευσης C σε diversity είναι 0,0046 ενώ η αντίστοιχη τιμή σε λήψη χωρίς διαφορισμό είναι 0,0192. Η ίδια διαφορά διατηρείται σε όλες τις τιμές σηματοθορυβικής σχέσης.

4.5 Φασματική απόδοση

Μπορεί οι παραπάνω μετρήσεις να καταδεικνύουν την αποδοτικότητα των εκάστοτε διαμορφώσεων ωστόσο ένας πολύ σημαντικός παράγοντας που πρέπει να λαμβάνεται υπόψιν είναι η φασματική απόδοση (spectral efficiency). Ως φασματική απόδοση ορίζουμε τα bits πληροφορίας που στέλνονται ανά subcarrier. Ανάλογα με τις αρχικές ρυθμίσεις της διαμόρφωσης όπως αυτές αναλύονται στο 2.4.2 το σύστημα μπορεί να ψηφιοποιεί την πληροφορία ανάλογα με τις ανάγκες. Ο παρακάτω πίνακας καταγράφει την φασματική απόδοση όλων των περιπτώσεων που αναλύθηκαν σε αυτήν την εργασία.

Διαμορφώσεις Cluster ανά ενεργά subcarrier								
N/Q	8/1	8/2	8/3	8/4	16/1	16/2	16/3	16/4
S.E	0,375	0,500	0,625	0,750	0,250	0,375	0,562	0,625

Πίνακας 4.4: Φασματική απόδοση ανά περίπτωση διαμόρφωσης

Ο υπολογισμός των παραπάνω αριθμών φασματικής απόδοσης γίνονται ως εξής: Αρχικά υπολογίζεται ο συντελεστής διωνύμου με βάση τον τύπο [2]. Στην συνέχεια υπολογίζονται τα bits per group., για παράδειγμα το $N=8$ και $Q=2$ έχει 28 πιθανούς συνδυασμούς από τους οποίους μετατρέπονται σε bit οι 16 από αυτές καθώς το νούμερο 16 μπορεί να γραφτεί και ως 2^4 . Οπότε το αποτέλεσμα μεταξύ 8 και 2 δίνει 4bit ανά γκρούπ ή ανά cluster. Αυτός ο αριθμός διαιρείται με τον αριθμό των subcarriers που έχει

κάθε cluster. $\frac{\text{Bit per Group}}{N} = \frac{4}{8} = 0,5$

Όσο μεγαλύτερο είναι αυτό το νούμερο τόσο πιο αποδοτική είναι η διαμόρφωση που έχει επιλεχθεί. Συνεπώς, κρίνοντας από τις προηγούμενες γραφικές παραστάσεις δεν μπορεί να λεχθεί με βεβαιότητα ότι ο συνδυασμός που έχει και την μικρότερη πιθανότητα λάθους είναι και η καταλληλότερη μέθοδος. Για παράδειγμα, σύμφωνα με το σχήμα 4.5, η μέθοδος B σε συνθήκες μη επιλεκτικής συχνότητας, παρότι το 8/1 σε σχέση με το 8/4 είναι σχετικά κοντά σε πιθανότητα σφάλματος το 8 προς 1 δείχνει να έχει σαφώς καλύτερο ποσοστό από το 8 προς 4. Ωστόσο το 8 προς 4 έχει ακριβώς διπλάσια φασματική απόδοση.

Από τον πίνακα 4.0 υπάρχει η δυνατότητα να υπολογιστούν τα συνολικά bit που στέλνονται ανά διαμόρφωση. Αν υποθέσουμε ότι τα συνολικά subcarriers είναι 256 τότε για 8/1 έχουμε αποστολή 3 bit ανά cluster. Δηλαδή στο σύνολο των 256 subcarriers στέλνονται 96bits. Ο παρακάτω πίνακας δείχνει όλες τις εξεταζόμενες περιπτώσεις.

Συνολικά subcarriers 256, F=30KHz, BW=7,68MHz			
N/Q	Bits/Cluster	Total Bits	Bit Rate
8/1	3bits	96bits	2.88 Mbps
8/2	4bits	128bit	3.84 Mbps
8/3	5bits	160bits	4.80 Mbps
8/4	6bits	192bits	5.76 Mbps
16/1	4bits	64bits	1.92 Mbps
16/2	6bits	96bits	2.88 Mbps
16/3	9bits	144bits	4.32 Mbps
16/4	10bits	160bits	4.80 Mbps

Πίνακας 4.5: Bit και ρυθμός πληροφορίας

Οι περιπτώσεις διαμορφώσεων που παρουσίαζαν τις λιγότερες πιθανότητες σφάλματος δεν εξασφαλίζουν απαραίτητα και το μεγαλύτερο bit rate. Για παράδειγμα ο συνδυασμός 16 προς 3 σε συνθήκες μη επιλεκτικής συχνότητας με SNR=35dB παρουσιάζει πιθανότητα σφάλματος $8,72e-05$ ενώ ο συνδυασμός 8 προς 4 έχει 0,00272, πιθανότητα σφάλματος σαφώς πολύ μεγαλύτερη. Ο ρυθμός πληροφορίας, όμως, για συνδυασμό $N=8$, $Q=4$ είναι μεγαλύτερος σε σχέση με τον 16 προς 3 κατά 33,26%.

5

Συμπεράσματα

Σε αυτήν την εργασία μελετήθηκε η ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας με διαμόρφωση δείκτη OFDM-IM η οποία αποτελεί την λύση σε εφαρμογές που η γενικευμένη διαμόρφωση OFDM εμφανίζει σαφείς αδυναμίες. Η δυαδική πληροφορία διαμορφώνεται μέσω δεικτών και παρουσιάζει χαμηλότερη πιθανότητα σφάλματος αλλά μικρότερη φασματική απόδοση σε σχέση με την κλασική διαμόρφωση των υποφερουσών στο OFDM. Το βασικό πλεονέκτημα της διαμόρφωσης δείκτη έγκειται στη δυνατότητα αποτελεσματικής ανάκτησης της πληροφορίας με ασύμφωνες τεχνικές ανίχνευσης (χωρίς την ανάγκη αποστολής πιλοτικών συμβόλων), κάτι που δεν είναι δυνατό στην κλασική OFDM. Η δημιουργία της πληροφορίας πραγματοποιείται μέσω του διαμοιρασμού των συνολικών υποφερουσών συχνοτήτων σε ομάδες για την ευκολότερη ψηφιοποίηση των δεδομένων. Η διαμόρφωση δεικτών με μοντέλο ασύμφωνου δέκτη δίνει τη δυνατότητα χρήσης του μοντέλου σε συσκευές απλούστερης και οικονομικότερης κατασκευής.

Στην συνέχεια της εργασίας αναλύθηκαν τα κανάλια διάδοσης τα οποία είναι επιλεκτικής και μη επιλεκτικής συχνότητας σε κατανομή Rayleigh. Όσο πιο πραγματικές είναι οι συνθήκες στις οποίες γίνεται η μελέτη και η προσομοίωση των πολυδιαυλικών καναλιών, τόσο πιο ρεαλιστικές προκύπτουν και οι εφαρμογές των μοντέλων διαμόρφωσης. Κατόπιν έγινε η μελέτη του δέκτη ο οποίος λόγω της ασύμφωνης ανίχνευσης παρουσιάζει και το μεγαλύτερο ενδιαφέρον ως προς την εύρεση της βέλτιστης μεθόδου ανίχνευσης δεικτών. Με βάση τις συνθήκες των διαλείψεων μελετήθηκαν τρεις διαφορετικές μέθοδοι σε συνθήκες επιλεκτικών όσο και μη επιλεκτικών στη συχνότητα διαλείψεων. Στο κώδικα προσομοίωσης δοκιμάζεται και η αποτελεσματικότητα των παραπάνω περιπτώσεων με διπλή ή μονή κεραία λήψης.

Η πρώτη μέθοδος ανίχνευσης η οποία βρίσκει το μέτρο του τετραγώνου από κάθε ένα subcarrier ξεχωριστά και κάνει σύγκριση δεικτών με μέγιστη πιθανοφάνεια δείχνει ικανοποιητικά ποσοστά ως προς την πιθανότητα σφάλματος. Η μέθοδος εφαρμόστηκε σε κανάλι επιλεκτικό και μη επιλεκτικό στην συχνότητα. Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι το σταθερό κέρδος βοηθάει στην ανίχνευση των δεικτών και αυτό έχει σαν συνέπεια η συγκεκριμένη μέθοδος να είναι πιο αποτελεσματική σε non selective channel fading. Ο ανιχνευτής A δείχνει να παρουσιάζει καλύτερα χαρακτηριστικά όταν τα subcarriers ανά cluster είναι $N=16$ αντί για $N=8$. Επίσης όσο μεγαλύτερος είναι ο συνδυασμός των δεικτών που προκύπτει από τον συντελεστή διωνύμου μεταξύ του Q και του N τόσο καλύτερη απόδοση έχει ο ανιχνευτής. Βασικό χαρακτηριστικό είναι η παρουσία μεγάλης πιθανότητας σφάλματος όσο η σηματοθορυβική σχέση είναι σε χαμηλά επίπεδα, δηλαδή, κάτω από 15dB.

Η δεύτερη μέθοδος βρίσκει όλους τους συνδυασμούς των πιθανών δεικτών, τους αθροίζει και στο τέλος βρίσκει το μέτρο του στο τετράγωνο. Ο ανιχνευτής B είναι αισθητά πιο αποτελεσματικός σε σχέση με τον ανιχνευτή A σε κατάσταση μη επιλεκτικών συχνοτήτων. Η εφαρμογή της δεύτερης μεθόδου σε επιλεκτικό κανάλι, ωστόσο, δείχνει να επηρεάζει δραματικά την πιθανότητα σφάλματος προς το χειρότερο. Η επιρροή της παραμόρφωσης που υφίσταται το σήμα από τις διαφορετικές τιμές κέρδους ανά συχνότητα οδηγεί στην παρουσία του φαινομένου error floor. Το error floor είναι σαν ένα ταβάνι λαθών το οποίο δεν μπορεί να ξεπεραστεί και γίνεται πιο αποδοτικό. Αυτό καθιστά την μέθοδο B μη αποδοτική σε συνθήκες επιλεκτικών διαλείψεων. Η κατάσταση δεν βελτιώνεται ανεξαρτήτου σηματοθορυβικής σχέσης, απόδοσης καναλιού και επιπέδου θορύβου. Αξίζει να σημειωθεί ότι το error floor είναι ακόμα μεγαλύτερο όταν το $N=16$ παρά όταν είναι 8.

Η τρίτη μέθοδος ανίχνευσης συνδυάζει την εξαιρετική απόδοση του ανιχνευτή B σε συνθήκες μη επιλεκτικών διαλείψεων και την σταθερότητα της μεθόδου A ανεξαρτήτων συνθηκών. Η μέθοδος C έχει τα καλύτερα χαρακτηριστικά σε όλες τις δοκιμές προσομοίωσης που πραγματοποιήθηκαν. Η διαφοροποίηση ως προς τον B βρίσκεται στην εύρεση του μέτρου του τετραγώνου των μιγαδικών αριθμών που έρχονται από την έξοδο του FFT. Αυτή η αλλαγή της σειράς της μαθηματικής πράξης εξαλείφει τις ατέλειες που δημιουργούνται από τον τύπο (7). Η μέθοδος C δείχνει και αυτή με την σειρά της να παρουσιάζει καλύτερα ποσοστά ανίχνευσης όταν ο αριθμός των

υποφερόντων είναι 16 αντί για 8 όπως επίσης και όταν από το Q προκύπτει ο μέγιστος αριθμός συνδυασμών ανά περίπτωση.

Για όλες τις παραπάνω μεθόδους έχει δοκιμαστεί και η διπλή κεραία λήψης η οποία αξιολογεί ανεξάρτητα με δυο διαφορετικές κεραίες το ίδιο σήμα, το αθροίζει. Η μέθοδος διαφορισμού λήψης θα μπορούσε να χαρακτηριστεί και ως διπλή επιβεβαίωση του ληφθέντος σήματος. Με βάση τα αποτελέσματα και τα σχήματα η εφαρμογή διπλής κεραίας λήψης βελτιώνει σημαντικά και τις τρεις μεθόδους ανίχνευσης είτε σε επιλεκτικό είτε σε μη επιλεκτικό κανάλι. Η μέθοδος B εξακολουθεί να παρουσιάζει error floor σε non selective channel το οποίο εκδηλώνεται σε χαμηλότερο επίπεδο.

Συμπερασματικά, η μέθοδος διαμόρφωσης OFDM-IM με ασύμφωνο δέκτη είναι εφικτή χωρίς την ανάγκη αποστολής πιλοτικών συμβόλων και την ανάγκη ύπαρξης εκτίμησης καναλιού. Η προτεινόμενη μέθοδος ανίχνευσης είναι η C καθώς παρουσιάζει την λιγότερη πιθανότητα σφάλματος δεικτών ανεξαρτήτου διαλείψεων του καναλιού. Φυσικά η εφαρμογή διπλής κεραίας λήψης βελτιώνει και εξασφαλίζει ακόμα μικρότερη πιθανότητα λάθους βελτιώνοντας, έτσι, την απόδοση του συστήματος

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Παναγιώτης Γ.Κωττής, Παντελής-Δανιήλ Μ. Αράπογλου : "Ασύρματες Επικοινωνίες", VOL. 6, NO. 7, July 2014, pg. 184-205
- [2] Αθανάσιος Ιωσηφίδης, Αναπληρωτής Καθηγητής ΔΠΠΑΕ, "Εφαρμοσμένα Ηλεκτρονικά Συστήματα" ΔΠΠΑΕ Θεσσαλονίκης
- [3] H. L. Schneider, "Data transmission with FSK permutation modulation," in *The Bell System Technical Journal*, vol. 47, no. 6, pp. 1131-1138, July-Aug. 1968
- [4] J. Choi, "Coded OFDM-IM With Transmit Diversity," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 65, no. 7, pp. 3164-3171, July 2017,
- [5] J. Choi, "Noncoherent OFDM-IM and Its Performance Analysis," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, no. 1, pp. 352-360, Jan. 2018
- [6] M. Hanif and H. H. Nguyen, "Non-Coherent Index Modulation in Rayleigh Fading Channels," in *IEEE Communications Letters*, vol. 23, no. 7, pp. 1153-1156, July 2019,
- [7] A. Fazeli and H. H. Nguyen, "Code Design for Non-Coherent Index Modulation," in *IEEE Communications Letters*, vol. 24, no. 3, pp. 477-481, March 2020
- [8] ETSI TR 138 901 V16.1.0 (2020-11) 5G Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz.

Παράρτημα

Παράθεση κώδικα.

```
clear all
close all
clc

%% System parameters %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% N = 1024;% Number of subcarriers
L = 256; % Number of subcarriers
% Nempty = N-L; % Subcarriers not used
N = 8;% Number of subcarriers per group
G = L/N; %Number of groups (clusters)
Q = 2; %Number of active subcarriers per group
% Nn = L/Ng; %how manu subcarriers in each group
SNRdB = 0:5:40; % SNR corresponds to Es/No values for which simulation will
run
CP = 72; %cyclic prefix length
bit_errors = zeros(1,length(SNRdB)); % counts bit errors after detection
for each Eb/No value
bit_errors2 = zeros(1,length(SNRdB));
bit_errors3 = zeros(1,length(SNRdB));
Num_of_bits = zeros(1,length(SNRdB)); % Number of bits that the simulation
has ran for for each Eb/No value
simBER = zeros(1,length(SNRdB)); % Bit error rate for each Eb/No value
simBER2 = zeros(1,length(SNRdB));
simBER3 = zeros(1,length(SNRdB));
info_symbols = zeros(1,L); % Preallocate space for info symbols

bitsperGroup = floor(log2(nchoosek(N,Q)));
Nb = G*bitsperGroup;
spectral_efficiency = bitsperGroup/N;
% D = Nb/G; %integer value of 2
V=1:N;%from 1 to N with step 1
%c are the possibilities of couples
C = nchoosek(V,Q);
ActiveSet = C(1:2^bitsperGroup,:);
RefSet = zeros(2^bitsperGroup,N);
RefSetN = zeros(2^bitsperGroup,N);
for ii = 1:2^bitsperGroup
    for kk = 1:Q
        RefSet(ii,ActiveSet(ii,kk)) = 1+1i;
        RefSetN(ii,ActiveSet(ii,kk)) = 1;
    end
end
RefSetX = RefSet.';
%% jj is the main loop with respect to Eb_No_dB %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for jj=1:length(SNRdB)
    SNR = 10^(SNRdB(jj)/10); %calulation of symbol SNR (Es/No)
    required_errors = 2000; % Number of bit errors required to provide an
"acceptable" BER

    %% Loop that keep simulation running until required errors are gathered
%%
```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
while bit_errors(jj) < required_errors
    %% Information bits generation %%
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    Num_of_bits(jj) = Num_of_bits(jj)+Nb; % Number of info bits,
necessary for the number of active subcarriers.
    info_bits = rand(Nb,1) > 0.5; % create random bits from 1 to G
    info = reshape(info_bits,bitsperGroup,G);
    Symbols = bi2de(info');
    ActiveSubcarriers = ActiveSet(Symbols+1,:);

    A = zeros(1,L);
    for ii = 1:G
        for kk = 1:Q
            A((ii-1)*N+ActiveSubcarriers(ii,kk)) =
sqrt(N/Q)*(1+1i)/sqrt(2);
        end
    end

    %% OFDM mapping %%
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%           A = [0,info_symbols(L/2+1:L),zeros(1,Nempty-
1),info_symbols(1:L/2)]; % so that first carrier correpsonds to fisrt
symbol

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

    %% Rayleigh channel generation %%
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    p = 1;
    delays = 0;
    h=zeros;

%
%
%           p
%           =
[0.414107362302841,0.373122500683168,0.0608941490369700,0.0881706913585060
,0,0,0.0229630055806443,0.00814758183705793,0,0,0,0.00693471682088680,0.00
693471682088680,0,0,0.00779659339477572,0,0.00427591173108355,0.0045817219
6734797,0.00117768388226907,0,0,0,0,0.000893364583562625]; % Rayleigh
paths power so that total power equals 1.
%
%           delays = 0:24;
%           for del=1:length(delays)

h(delays(del)+1)=sqrt(p(del))*(randn(1,1)+1i*randn(1,1))/sqrt(2);
end
%
%           h = 1;

    %% Channel output %%
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    rx = conv(h,tx_ofdm_cp); % convolution of tx signal with channel
impulse response

```

```

%% Noise generation and addition %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
noise = (randn(1,length(rx))+ 1i*randn(1,length(rx)))/sqrt(2); %
gaussian noise
rx_noise = rx + noise/sqrt(SNR); % normalization of noise according
to the required SNR (Eb/No)

%% CP removal %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
rx_wCP = rx_noise(CP+1:CP+L);

%% FFT and de-mapping %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
y_fft = fft(rx_wCP,L)/sqrt(L);
y_used = y_fft;%[y_fft(N-Nused/2+1:N),y_fft(2:Nused/2+1)];

%% Channel frequency response estimation %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% Detection %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
y_group = reshape(y_used,N,L/N);
y_work = y_group;
MaxIndices = zeros(Q,L/N);
for ii = 1:Q
    [Max,ind] = max(y_work);
    MaxIndices(ii,:) = ind;
    for kk = 1:G
        y_work(ind(kk),kk)=0;
    end
end
if Q > 1
    AS_hat = sort(MaxIndices);
else
    AS_hat = MaxIndices;
end
AS_hat = AS_hat';
Dec = ones(G,1);
for ii = 1:G
    for kk = 1:2^bitsperGroup
        if AS_hat(ii,)==ActiveSet(kk,:)
            Dec(ii) = kk;
        end
    end
end
info_b = de2bi(Dec-1,bitsperGroup);
info_b = info_b';
info_bits_hat = reshape(info_b,Nb,1);

%% Detection 2 [1]%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
decvar = zeros;
Dec2 = zeros;
%
%
%
%
xsum = zeros;
for ii = 1:G
    for mm = 1:2^bitsperGroup
        xsum = 0;
        for kk = 1:Q
            xsum = xsum + y_group(ActiveSet(mm,kk),ii);
        end
    end
end

```

```

%             xsum = xsum + y_group(ActiveSet(mm, kk), ii);
%             end
%             xsum = sum(y_group(ActiveSet(mm, :), ii));
%             decvar(mm) = abs(xsum)^2;
%             end
%             [Max, ind] = max(decvar);
%             Dec2(ii) = ind;
%             end
%             info_b = de2bi(Dec2-1, bitsperGroup);
%             info_b = info_b';
%             info_bits_hat2 = reshape(info_b, Nb, 1);

%% Detection 3 %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
decvar3 = zeros;
Dec3 = zeros;
%             xsum = zeros;
%             for ii = 1:G
%                 for mm = 1:2^bitsperGroup
%                     decvar3(mm) = abs(xsum3)^2;
%                 end
%                 [Max, ind] = max(decvar3);
%                 Dec3(ii) = ind;
%             end
%             info_b = de2bi(Dec3-1, bitsperGroup);
%             info_b = info_b';
%             info_bits_hat3 = reshape(info_b, Nb, 1);

%% Count bit errors %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%             Errors = sum(sum(ActiveSubcarriers~=ActiveSubcarriers_hat));

%             berrors = size(find(info_bits_hat-info_bits), 2);
%             berrors = sum(info_bits_hat~=info_bits);
%             bit_errors(jj) = bit_errors(jj) + berrors;
%             berrors2 = sum(info_bits_hat2~=info_bits);
%             bit_errors2(jj) = bit_errors2(jj) + berrors2;
%             berrors3 = sum(info_bits_hat3~=info_bits);
%             bit_errors3(jj) = bit_errors3(jj) + berrors3;
%             fprintf('SNR=%2d           Errors=%4d           Bits=%5d
BER1=%e\n', SNRdB(jj), bit_errors(jj), Num_of_bits(jj), bit_errors
(jj)/Num_of_bits(jj));
%             fprintf('SNR=%2d           Errors=%4d           Bits=%5d
BER2=%e\n', SNRdB(jj), bit_errors2(jj), Num_of_bits(jj), bit_errors2
(jj)/Num_of_bits(jj));
%             fprintf('SNR=%2d           Errors=%4d           Bits=%5d
BER3=%e\n', SNRdB(jj), bit_errors3(jj), Num_of_bits(jj), bit_errors3
(jj)/Num_of_bits(jj));
%             end
%             simBER(jj) = bit_errors(jj)/Num_of_bits(jj);
%             simBER2(jj) = bit_errors2(jj)/Num_of_bits(jj);
%             simBER3(jj) = bit_errors3(jj)/Num_of_bits(jj);
%             end
end
end

```