

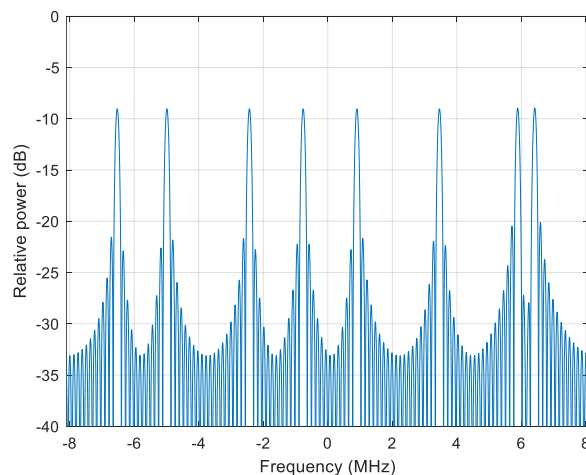
ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ  
ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ  
ΕΦΑΡΜΟΣΜΕΝΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

«Φασματικά αποδοτική διαμόρφωση δείκτη για  
επικοινωνίες έκκτης γενιάς»



Του φοιτητή  
Κάλφα Γεωργίου  
Αρ. Μητρώου: 52109Μ

Επιβλέπων  
Ιωσηφίδης Αθανάσιος  
Αναπληρωτής Καθηγητής

Ημερομηνία 28-02-2025

Τίτλος Δ.Ε. Φασματικά αποδοτική διαμόρφωση δείκτη για επικοινωνίες έκτης γενιάς

Κωδικός Δ.Ε. 23307

Όνοματεπώνυμο φοιτητή Κάλφας Γεώργιος

Όνοματεπώνυμο εισηγητή Ιωσηφίδης Αθανάσιος

Ημερομηνία ανάληψης Δ.Ε. 03-11-2023

Ημερομηνία περάτωσης Δ.Ε. 28-02-2025

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

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

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

*«Αφιερωμένο στην οικογένεια μου»*





## Πρόλογος

Η παρούσα Διπλωματική Εργασία εκπονήθηκε κατά την περίοδο των ακαδημαϊκών ετών 2023-2025, στα πλαίσια του Μεταπτυχιακού Προγράμματος Σπουδών του τμήματος “Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων” του Διεθνούς Πανεπιστημίου της Ελλάδος υπό την επίβλεψη του κ. Αθανάσιου Ιωσηφίδη, αναπληρωτή καθηγητή του τμήματος. Στην εργασία μελετώνται τα φασματικά αποδοτικά συστήματα ή αλλιώς SEFDM σε συνδυασμό με την Διαμόρφωση Δείκτη (IM) στα δίκτυα 6G. Αφορμή για την παρούσα μελέτη στάθηκε η μελέτη των συστημάτων αυτών για την επέκταση των γνώσεων γύρω από τα συστήματα OFDM, OFDM-IM και SEFDM και πως η συμπίεση των υποφερόντων σε συνδυασμό με το IM μπορεί να βελτιώσει το BER, PER αλλά και συνολικά το πώς διαχειριζόμαστε το φάσμα. Το αποτέλεσμα αυτής της διπλωματικής ήταν ότι απέκτησα μια εμβάθυνση σε ό,τι αφορά τις τεχνικές υλοποίησης τέτοιων συστημάτων τόσο σε θεωρητικό επίπεδο αλλά και πρακτικό με την δημιουργία του συστήματος προσομοίωσης.

## Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική διερευνά την μελέτη για την ενίσχυση της φασματικής απόδοσης στα δίκτυα 5G-6G και συγκεκριμένα για υπηρεσίες που έχουν χαμηλό ρυθμό υπηρεσίας π.χ. συστήματα IoT όπου δεν στοχεύουμε απαραίτητα σε μεγάλους ρυθμούς μετάδοσης αλλά μας ενδιαφέρει η απλότητα των δεκτών και η εμβέλεια. Ως μια αποτελεσματική προσέγγιση σε αυτό το ζήτημα διερευνάται η χρήση της φασματικά αποδοτικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (SEFDM – Spectral Efficient Frequency Division Multiplexing) σε συνδυασμό με διαμόρφωση δείκτη (IM – Index Modulation). Η SEFDM είναι μια προηγμένη τεχνική διαμόρφωσης που συμπιέζει την απόσταση των υποφερόντων κατά έναν παράγοντα  $\alpha$  (όπου  $0 < \alpha \leq 1$ ), επιτρέποντας τη μείωση του εύρους ζώνης πέρα από τα όρια του συμβατικού OFDM. Ωστόσο, η παρεμβολή μεταξύ των φορέων (ICI) που εισάγεται από την επικάλυψη των υποφερόντων λόγω της μη τήρησης της ορθογωνικότητας απαιτεί προηγμένες τεχνικές ανίχνευσης σήματος και οδηγεί σε αύξηση των σφαλμάτων. Η παρούσα μελέτη διερευνά διαφορετικές τιμές του  $\alpha$ , αναλύοντας τον αντίκτυπό τους στην απόδοση του συστήματος όσον αφορά το ρυθμό σφάλματος bit (BER) και τη φασματική απόδοση με τη χρήση απλής ασύμφωνης ανίχνευσης (noncoherent detection), η οποία είναι κατάλληλη για πολύ απλές συσκευές. Η έρευνα αναπτύσσει ένα σύστημα SEFDM-IM, όπου τα υποφέροντα ενεργοποιούνται επιλεκτικά χρησιμοποιώντας αρχές IM, βελτιώνοντας το BER χωρίς αύξηση της ισχύος μετάδοσης. Οι προσομοιώσεις που έγιναν αξιολογούν το σύστημα υπό κανάλια διαλείψεων Rayleigh, ενσωματώνοντας διαφορετικές συνθήκες SNR και προσθέτοντας διαφορισμό (diversity) λήψης. Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι για μέτριες τιμές (π.χ.  $\alpha = 0.75, 0.85$ ), το SEFDM επιτυγχάνει αξιοσημείωτη εξοικονόμηση εύρους ζώνης χωρίς σημαντική υποβάθμιση του BER. Τα ευρήματα δείχνουν ότι το SEFDM-IM μπορεί να αποτελέσει μια βιώσιμη λύση για τα μελλοντικά δίκτυα 5G-6G προσφέροντας χαμηλότερες πιθανότητες σφάλματος για υπηρεσίες με χαμηλούς ρυθμούς δεδομένων.

# «Spectrally efficient receiver modulation for 6G Communications»

«Kalfas Georgios»

## Abstract

This thesis explores the study to enhance the spectral efficiency in 5G-6G networks and in particular services that have a low data rate e.g. IOT systems where we don't necessarily aim for high data rates but we are interested in the simplicity of the receivers and the range. As an effective approach to this issue, the use of the Spectral Efficient Frequency Division Multiplexing (SEFDM) system in combination with Index Modulation (IM) is explored. SEFDM is an advanced modulation technique that compresses the distance of the subcarriers by a factor  $\alpha$  (where  $0 < \alpha \leq 1$ ), allowing bandwidth reduction beyond the limits of conventional OFDM. However, inter-carrier interference (ICI) introduced by the overlapping of the subcarriers due to non-orthogonality requires advanced signal detection techniques. This study investigates different values of  $\alpha$ , analyzing their impact on the system performance in terms of bit error rate (BER), spectral efficiency and packet error rate (PER) with non-coherent modulation, which is suitable for very simple devices. The research develops a SEFDM-IM system where subcarriers are selectively activated using IM principles, improving BER without increasing the transmission power. The simulations performed evaluate the system under Rayleigh fading channels, incorporating different SNR conditions and adding diversity. The results show that for moderate values (e.g.,  $\alpha = 0.75, 0.85$ ), SEFDM achieves significant bandwidth savings increase without great BER degradation. The findings show that SEFDM-IM can be a viable solution for future 5G-6G networks by offering lower error probabilities for services with low data rates.

## **Ευχαριστίες**

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά την οικογένεια μου που με στήριξε σε όλη τη διάρκεια της εκπόνησης της παρούσας διπλωματικής αλλά και καθ' όλη τη διάρκεια των μεταπτυχιακών σπουδών μου. Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω δεόντως τον κ. Ιωσηφίδη που όπως και στις προπτυχιακές σπουδές και την πτυχιακή έτσι και τώρα με στήριξε, συμβούλεψε και παρείχε άριστη επιστημονική καθοδήγηση και τώρα στις μεταπτυχιακές σπουδές και τη διπλωματική μου.

# Περιεχόμενα

Πρόλογος .....	ii
Περίληψη .....	iii
Abstract .....	iv
Ευχαριστίες .....	v
Περιεχόμενα .....	vi
Κατάλογος Σχημάτων .....	viii
Κατάλογος Πινάκων .....	ix
Συντομογραφίες.....	ix
Κεφάλαιο 1ο: Το σύστημα OFDM.....	1
1.1 Εισαγωγή .....	1
1.2 Η έννοια της φασματικής απόδοσης στο OFDM .....	7
1.3 Επίλογος.....	9
Κεφάλαιο 2ο: Ανάλυση SEFDM και Index Modulation.....	10
2.1 Το μοντέλο SEFDM .....	10
2.2 Index Modulation (Διαμόρφωση Δείκτη) .....	11
2.2.1 Γενικές αρχές του IM .....	11
2.2.2 IM σε συνδυασμό με SEFDM .....	14
2.3 Αλγόριθμοι ανίχνευσης.....	17
2.4 Δημιουργία σημάτων στο SEFDM και επίδραση του συντελεστή $\alpha$ .....	19
2.5 Σχήμα παραγωγής και λήψης DFT/IDFT με βάση το L-σημείο .....	21
2.6 Σχήμα παραγωγής και λήψης DFT/IDFT με βάση πολλαπλά μπλοκ L-σημείων .....	22
2.7 Επιλογή μεθόδου δημιουργίας σημάτων SEFDM.....	23
2.8 Επίλογος.....	24
Κεφάλαιο 3ο: Προσομοίωση Συστήματος.....	25
3.1 Το μοντέλο προσομοίωσης .....	25
3.2 Κανάλι και θόρυβος.....	29
3.3 Προσθήκη και επίδραση διαφορισμού .....	32
3.4 Υπολογισμός PER .....	35
3.5 Διάγραμμα ροής και περιγραφή κώδικα .....	36
3.6 Αποτίμηση αποδοτικότητας κώδικα.....	41
3.7 Επίλογος.....	42
Κεφάλαιο 4ο: Αποτελέσματα .....	43

Κεφάλαιο 5ο: Συμπεράσματα και μελλοντικές βελτιώσεις .....	52
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	55
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α : ΚΩΔΙΚΑΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ .....	56
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β : ΒΟΗΘΗΤΙΚΟΣ ΚΩΔΙΚΑΣ ΣΥΓΚΡΙΣΗΣ MFSK ΓΙΑ BER-SNR.....	59

## Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 1.1) Κλασική πολυπλεξία OFDM.....	1
Σχήμα 1.2) Παράδειγμα δημιουργίας συστήματος OFDM.....	2
Σχήμα 1.3) Παράδειγμα πομπού OFDM.....	3
Σχήμα 1.4) Παράδειγμα IFFT.....	3
Σχήμα 1.5) Φάσμα OFDM.....	4
Σχήμα 1.6) Διάστημα φύλαξης στο OFDM.....	5
Σχήμα 1.7) Κυκλικό πρόθεμα στο OFDM.....	5
Σχήμα 1.8) Παράδειγμα δέκτη OFDM.....	6
Σχήμα 1.9) Παράδειγμα εκπεμπόμενου σήματος OFDM με QPSK διαμόρφωση και 8 υποφέροντα....	7
Σχήμα 2.1) Δυο διαφορετικές διαδικασίες επιλογής δείκτη.....	13
Σχήμα 2.2) Συγκρίσεις πλάτους μεταξύ των διαφόρων συστημάτων.....	15
Σχήμα 2.3) Αρχιτεκτονική πομπού.....	16
Σχήμα 3.1) BER έναντι SNR για ασύμφωνη MFSK με Rayleigh Fading.....	34
Σχήμα 3.2) Διάγραμμα ροής προσομοίωσης.....	36
Σχήμα 4.1) Φάσμα για $\alpha=1$ .....	43
Σχήμα 4.2) Φάσμα για $\alpha=0.85$ .....	43
Σχήμα 4.3) Φάσμα για $\alpha=0.75$ .....	44
Σχήμα 4.4) Φάσμα για $\alpha=0.5$ .....	44
Σχήμα 4.5) Επικέντρωση σε κορυφές και λοβούς για το φάσμα με $\alpha=0.5$ .....	45
Σχήμα 4.6) Σύγκριση BER-SNR για προσομοίωση και για θεωρία για $\alpha=1$ .....	46
Σχήμα 4.7) SNR έναντι BER χωρίς διαφορισμό ( $L=1$ ).....	47
Σχήμα 4.8) SNR έναντι BER με προσθήκη διαφορισμού ( $L=2$ ).....	48
Σχήμα 4.9) PER για διάφορες τιμές του $\alpha$ συναρτήσει του SNR .....	49
Σχήμα 4.10) Φασματική απόδοση για $\alpha=1, 0.85, 0.75$ και $0.5$ .....	50

## Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 2.1) Τιμές «α» χρησιμοποιώντας το IFFT για N=2, 4, 8, 16.....	20
Πίνακας 3.1) Παράμετροι-Μεταβλητές του συστήματος και οι περιγραφές τους.....	25
Πίνακας 4.1) Βαθμοί συμπίεσης και αριθμός υποφερόντων για $\alpha = 1, 0.85, 0.75$ και $0.5$ .....	48

## Συντομογραφίες

ΔΠΠΑΕ	Διεθνές Πανεπιστήμιο Ελλάδος
SEFDM	Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing
IM	Index Modulation
ICI	Inter Carrier Interference
ISI	Inter Symbol Interference
SE	Spectral Efficiency
BER	Bit Error Rate
PER	Packet Error Rate
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
DFT	Discrete Fourier Transform
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
SNR	Signal to Noise Ratio
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MIMO-SEFDM	Multiple-Input Multiple-Output Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying



## Εισαγωγή

Στόχος της παρούσας εργασίας είναι η ανάλυση και η αξιολόγηση της φασματικής απόδοσης ενός SEFDM συστήματος, με ιδιαίτερη προσοχή στην αλληλεπίδραση μεταξύ της απόστασης υποφερόντων που επηρεάζεται από μια παράμετρο που λέγεται άλφα και του σχήματος διαμόρφωσης δείκτη (IM). Η φασματική αποδοτικότητα, η οποία μετρά τη δυνατότητα μετάδοσης δεδομένων ενός συστήματος ανά μονάδα εύρους ζώνης υπό συγκεκριμένες συνθήκες θορύβου και παρεμβολών, είναι σημαντική για τη βελτιστοποίηση των σύγχρονων δικτύων επικοινωνίας. Μελετώντας τη συμπεριφορά των προαναφερθέντων παραμέτρων, η παρούσα διατριβή αποσκοπεί στην εμβάθυνση των γνώσεων σχετικά με τη συνδυασμένη επίδρασή τους στην απόδοση του συστήματος, ιδίως σε περιβάλλοντα με ποικίλους λόγους σήματος προς θόρυβο (SNR).

Το IM είναι μια τεχνική διαμόρφωσης που βελτιώνει την απόδοση του συστήματος επιλέγοντας ένα ή περισσότερα υποφέροντα μέσα σε μια ομάδα υποφερόντων για τη μετάδοση πληροφοριών. Έτσι η ισχύς δεν κατανέμεται πια ισόποσα όπως σε ένα κλασικό σύστημα OFDM αλλά εστιάζεται όλη η ενέργεια μόνο σε αυτό/αυτά που είναι επιλεγμένα ως ενεργά. Για το μοντέλο μας, κάθε ομάδα αποτελείται από 16 υποφέροντα και το IM καθορίζει ποιο υποσύνολο αυτών είναι ενεργό σε κάθε δεδομένη στιγμή, επιτρέποντας την αποτελεσματική χρήση των πόρων. Το IM προσθέτει ένα νέο επίπεδο μετάδοσης δεδομένων κωδικοποιώντας πληροφορίες στο πρότυπο ενεργοποίησης των υποφερόντων, αυξάνοντας έτσι τη χωρητικότητα του συστήματος χωρίς να απαιτείται πρόσθετο εύρος ζώνης.

Η παράμετρος άλφα ( $\alpha \leq 1$ ), από την άλλη πλευρά, καθορίζει την απόσταση μεταξύ των υποφερόντων εντός της ίδιας ομάδας. Αυτή η απόσταση επηρεάζει άμεσα την ορθογωνικότητα των υποφερόντων και κατά συνέπεια τα επίπεδα παρεμβολής και τη φασματική απόδοση του συστήματος. Για  $\alpha = 1$  δεν έχουμε συμπίεση ενώ μικρότερες τιμές αντιστοιχούν σε μικρότερη απόσταση, η οποία αυξάνει τη φασματική απόδοση με τη συμπίεση περισσότερων υποφερόντων σε ένα δεδομένο εύρος ζώνης. Ωστόσο, αυτό αυξάνει επίσης τις παρεμβολές μεταξύ τους, καθιστώντας πιο δύσκολη την επίτευξη αξιόπιστης επικοινωνίας. Αντίθετα, οι μεγαλύτερες τιμές άλφα μειώνουν τις παρεμβολές, αλλά περιορίζουν την ικανότητα του συστήματος να αξιοποιεί πλήρως το διαθέσιμο εύρος ζώνης..

Η παρούσα μελέτη εξετάζει τις συνδυασμένες επιδράσεις των IM και άλφα υπό διαφορετικές συνθήκες SNR μέσω προσομοιώσεων που εκτελούνται στο MATLAB. Το πλαίσιο προσομοίωσης μοντελοποιεί ρεαλιστικά σενάρια ασύρματης διάδοσης, επιτρέποντάς μας να αναλύσουμε τον τρόπο με τον οποίο διαφορετικές τιμές άλφα επηρεάζουν τη φασματική απόδοση σε ένα εύρος επιπέδων SNR. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στις μεταβάσεις μεταξύ των τιμών άλφα, όπως από 1 σε 0.85 σε 0.75 και 0.5, για τον εντοπισμό ορίων όπου η απόδοση του συστήματος υφίσταται σημαντικές αλλαγές. Ειδικότερα, τα αποτελέσματα αποκαλύπτουν ότι οι μικρότερες τιμές άλφα, όπως το 0.5, οδηγούν σε δραστηκή πτώση των επιδόσεων λόγω της αυξημένης παρεμβολής, ενώ οι μεταβάσεις μεταξύ υψηλότερων τιμών άλφα, όπως το 0.85 και το 0.75, παρουσιάζουν πιο σταδιακές αλλαγές στις επιδόσεις. Αυτές οι παρατηρήσεις υπογραμμίζουν τη μη γραμμική φύση της σχέσης μεταξύ της απόστασης υποφερόντων και της φασματικής απόδοσης.

Οι επιπτώσεις αυτής της εργασίας επεκτείνονται τόσο σε θεωρητικούς όσο και σε πρακτικούς τομείς. Από θεωρητική άποψη, παρέχεται μια βαθύτερη κατανόηση του τρόπου με τον οποίο η παράμετρος άλφα και το σύστημα IM αλληλεπιδρούν για να βελτιώσουν την απόδοση του συστήματος. Πρακτικά, τα ευρήματα αυτά μπορούν να δώσουν πληροφορίες για το σχεδιασμό προσαρμοστικών συστημάτων

επικοινωνίας ικανών να προσαρμόζουν δυναμικά την απόσταση υποφερόντων και τις διαμορφώσεις IM με βάση τις περιβαλλοντικές συνθήκες και τις απαιτήσεις του δικτύου.

Το Κεφάλαιο 1 εισάγει τις θεμελιώδεις έννοιες του συστήματος OFDM.

Το Κεφάλαιο 2 εισάγει τις θεμελιώδεις έννοιες της φασματικής απόδοσης, της IM και της απόστασης υποφερόντων, παρέχοντας τη θεωρητική βάση για τη μελέτη.

Το Κεφάλαιο 3 περιγράφει τη μεθοδολογία που χρησιμοποιήθηκε στις προσομοιώσεις, συμπεριλαμβανομένων των παραδοχών, των μοντέλων συστήματος, των παραμέτρων και την επεξήγηση της υλοποίησης των κωδίκων.

Στο Κεφάλαιο 4 παρουσιάζονται και αναλύονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, με έμφαση στις τάσεις και τις ανωμαλίες που παρατηρήθηκαν σε σχέση με το  $\alpha$ , το IM, το SNR καθώς και το PER.

Στο Κεφάλαιο 5 συζητούνται οι ευρύτερες επιπτώσεις των ευρημάτων, προσφέροντας συστάσεις για τη βελτιστοποίηση του συστήματος και μελλοντικές ερευνητικές κατευθύνσεις.

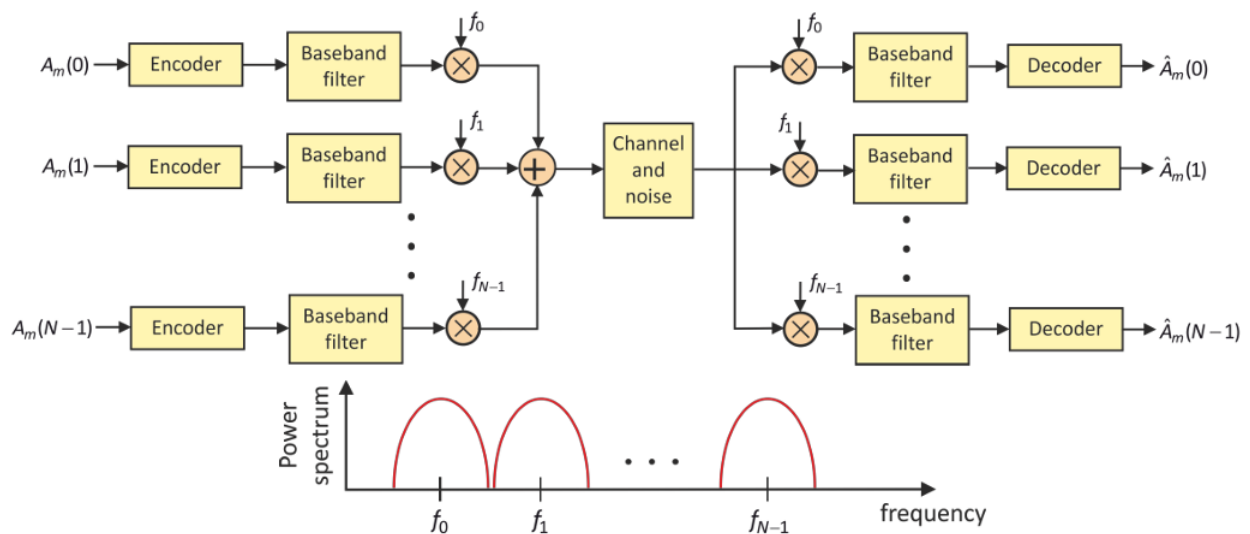
# Κεφάλαιο 1ο: Το σύστημα OFDM

## 1.1 Εισαγωγή

Το OFDM διαιρεί ένα κανάλι συχνοτήτων ευρείας ζώνης σε πολλαπλά υποκανάλια στενής ζώνης, καθένα από τα οποία μεταφέρει ένα μέρος των συνολικών δεδομένων. Αυτά τα υποκανάλια είναι ορθογώνια μεταξύ τους, πράγμα που σημαίνει ότι η απόσταση μεταξύ των συχνοτήτων τους επιλέγεται προσεκτικά ώστε να αποφεύγονται οι παρεμβολές, παρόλο που τα φάσματά τους επικαλύπτονται. Αυτή η ορθογωνικότητα επιτρέπει την αποτελεσματική χρήση του διαθέσιμου φάσματος. Τα κύρια χαρακτηριστικά του OFDM είναι τα εξής:

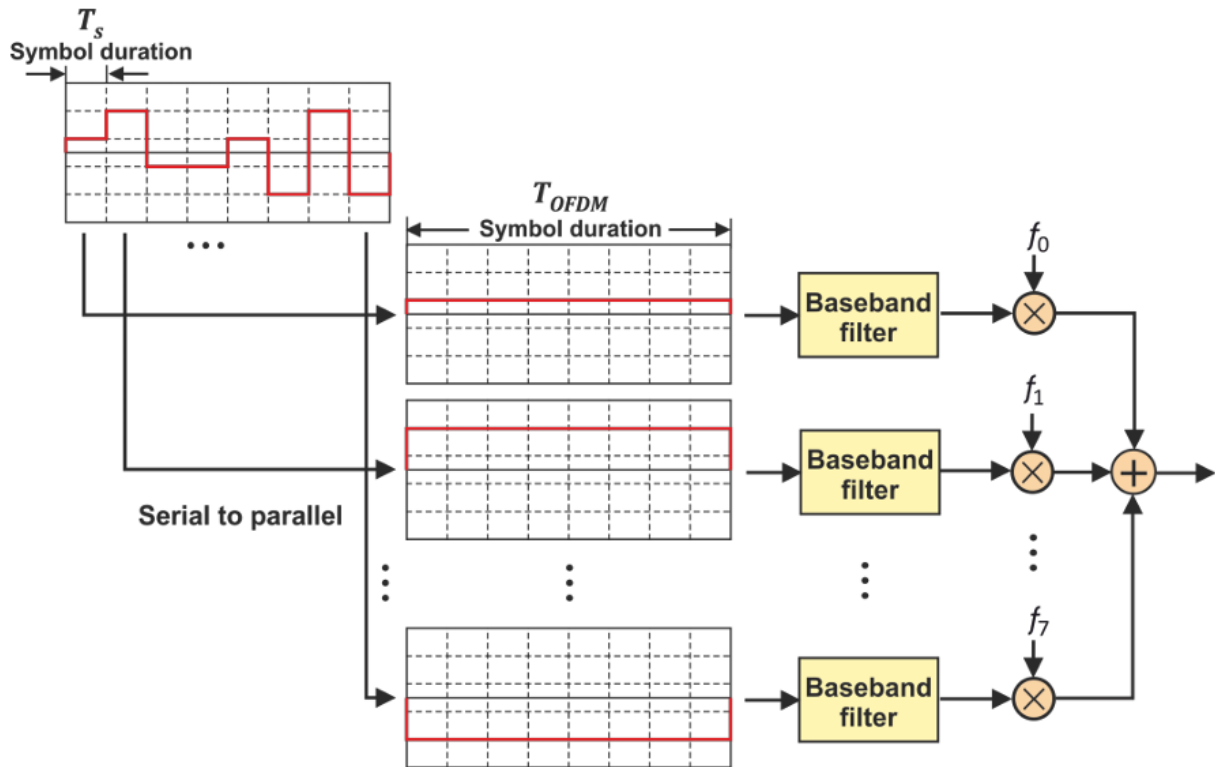
- Βασίζεται στην κλασική πολυπλεξία FDM. Τα φέροντα απέχουν την ελάχιστη απόσταση που διασφαλίζει ορθογωνικότητα μεταξύ τους.
- Ο αρχικός ρυθμός συμβόλων (πληροφορίας) εξασφαλίζεται με τη χρήση πολλαπλών υποφερόντων παράλληλα. Ο ρυθμός συμβόλων σε κάθε ένα από τα υποφέροντα υποπολλαπλασιάζεται.
- Οδηγεί σε κανάλι μη επιλεκτικό στη συχνότητα.
- Υλοποιείται ψηφιακά στη βασική ζώνη χωρίς τη χρήση πολλών διαμορφωτών.

Για παράδειγμα αν ο αρχικός ρυθμός συμβόλων είναι  $180 \text{ Ksymbols/s}$  ( $T_s = 1/180000$ ), τότε χρησιμοποιώντας 12 υποφέροντα μπορούμε να εκτέμψουμε 12 σύμβολα παράλληλα, ένα σε κάθε υποφέρον. Ο ρυθμός σε κάθε υποφέρον θα είναι  $180000/12 = 15000 \text{ Ksymbols/s}$  ( $T_{OFDM} = 12T_s$ ), δηλαδή η περίοδος του συμβόλου πολλαπλασιάζεται με 12 [1]. Στην κλασική πολυπλεξία FDM κάθε σύμβολο  $A_m$  διαμορφώνει ένα διαφορετικό από  $N$  υποφέροντα. Απαιτούνται πολύ καλά φίλτρα για να μην υπάρχει παρεμβολή μεταξύ των υποφερόντων και μια απόσταση ασφαλείας. Ο πομπός/δέκτης χρειάζεται  $N$  μονάδες RF.



Σχήμα 1.1 Κλασική πολυπλεξία OFDM [1]

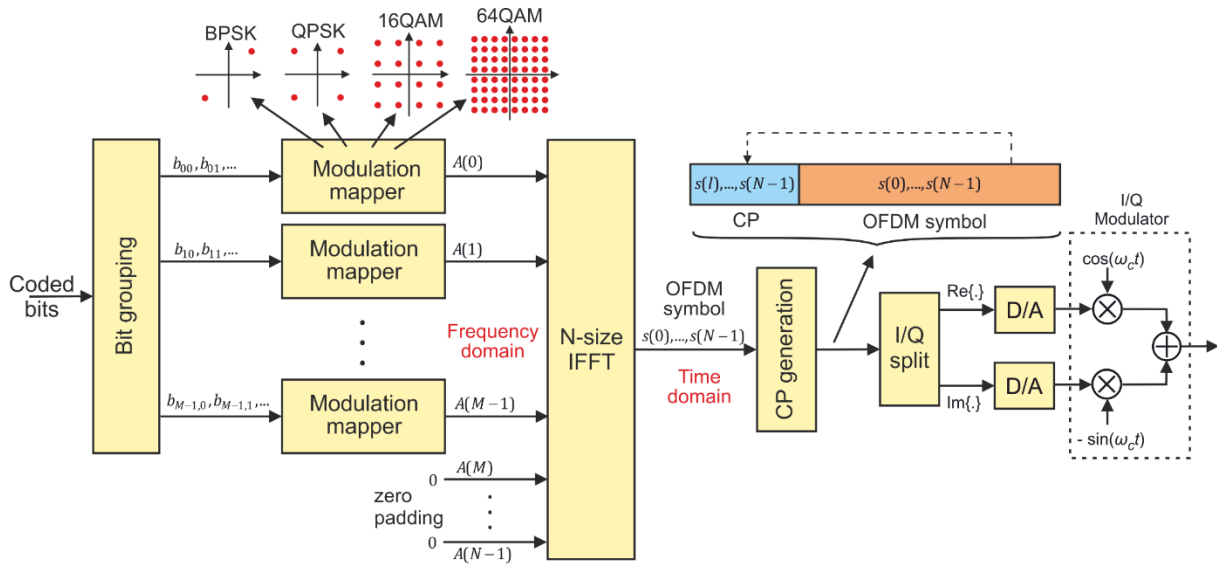
Ας δούμε παρακάτω στο Σχήμα 1.2 ένα παράδειγμα δημιουργίας συστήματος OFDM. Τα  $N$  σύμβολα προς εκπομπή μοιράζονται σε  $N$  ορθογώνια υποφέροντα. Η ορθογωνικότητα των  $N$  υποφερόντων επιτυγχάνεται θέτοντας την απόσταση μεταξύ των υποφερόντων ίση με  $1/T_{OFDM}$  όπου  $T_{OFDM} = NT_s$ .



Σχήμα 1.2 Παράδειγμα δημιουργίας συστήματος OFDM [1]

Ένα σύστημα OFDM αποτελείται από τρία βασικά τμήματα: τον πομπό, το κανάλι και τον δέκτη. Στον πομπό (Σχήμα 1.3), το σύστημα αρχίζει με τη λήψη δεδομένων εισόδου ως δυαδική ροή. Αυτή η ροή διαιρείται σε μικρότερες ομάδες, με κάθε ομάδα να προορίζεται για μετάδοση σε έναν από τα πολλά υποφέροντα. Για την προετοιμασία των δεδομένων για παράλληλη μετάδοση, τα δυαδικά δεδομένα μετατρέπονται από σειριακή μορφή σε παράλληλες ροές. Στη συνέχεια, κάθε παράλληλη ροή δεδομένων διαμορφώνεται χρησιμοποιώντας ένα κατάλληλο ψηφιακό σχήμα διαμόρφωσης, όπως τετραγωνική διαμόρφωση φάσης-μετατόπισης (QPSK) ή τετραγωνική διαμόρφωση πλάτους (QAM), για την κωδικοποίηση των πληροφοριών σε σύμβολα.

Μόλις τα σύμβολα είναι έτοιμα, το σύστημα εφαρμόζει έναν αντίστροφο γρήγορο μετασχηματισμό Fourier (IFFT). Αυτή η λειτουργία μετασχηματίζει τα διαμορφωμένα σήματα από το πεδίο της συχνότητας στο πεδίο του χρόνου, δημιουργώντας μια σύνθετη κυματομορφή στο πεδίο του χρόνου. Ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier (DFT) μετασχηματίζει ένα σήμα διακριτού χρόνου μήκους  $N$  δειγμάτων σε ένα σήμα με πεπερασμένο αριθμό ( $N$ ) συχνοτήτων. Το αρχικό σήμα μπορεί να ανακατασκευαστεί με ακρίβεια (χωρίς απώλεια πληροφορίας) από τα δείγματα του DFT. Ο αντίστροφος διακριτός μετασμός Fourier (Inverse DFT – IDFT) μετασχηματίζει ένα σήμα με πεπερασμένο αριθμό  $N$  συχνοτήτων στο πεδίο της συχνότητας σε ένα σήμα  $N$  δειγμάτων στο πεδίο του χρόνου.

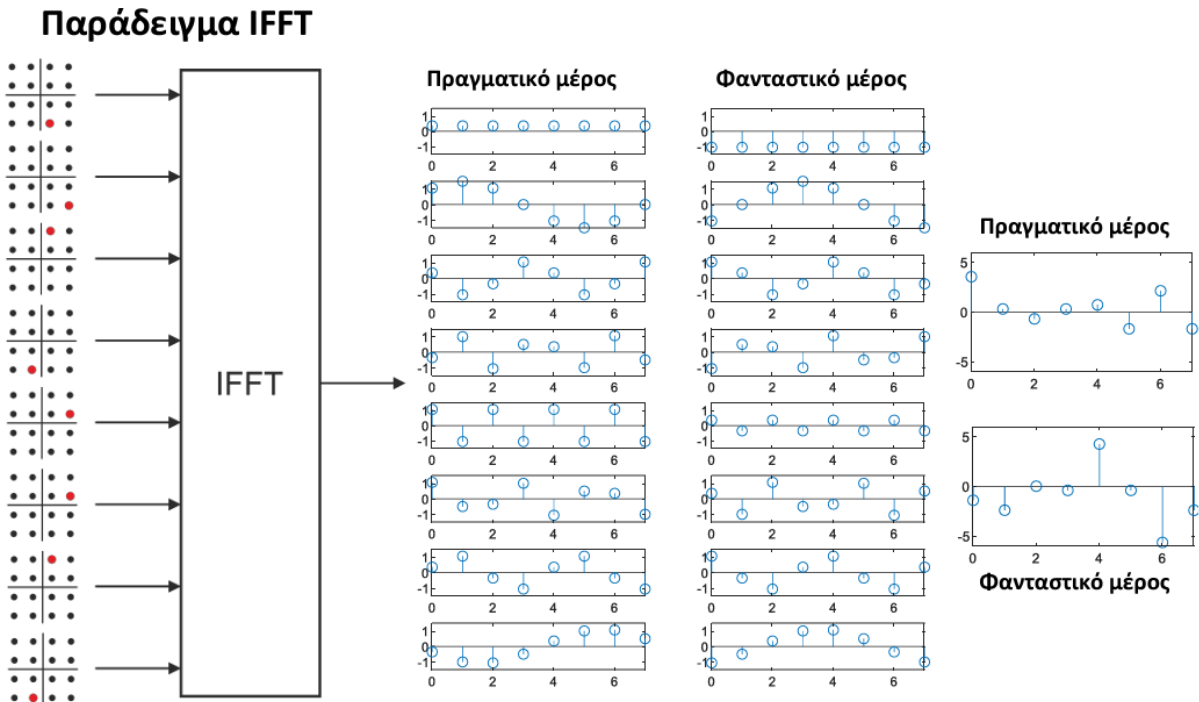


Σχήμα 1.3 Παράδειγμα πομπού OFDM [1]

Παρακάτω ακολουθεί η εξίσωση για το DFT (1.1) και IDFT (1.2):

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi nk/N}, k = 0 \dots N - 1 \quad (1.1)$$

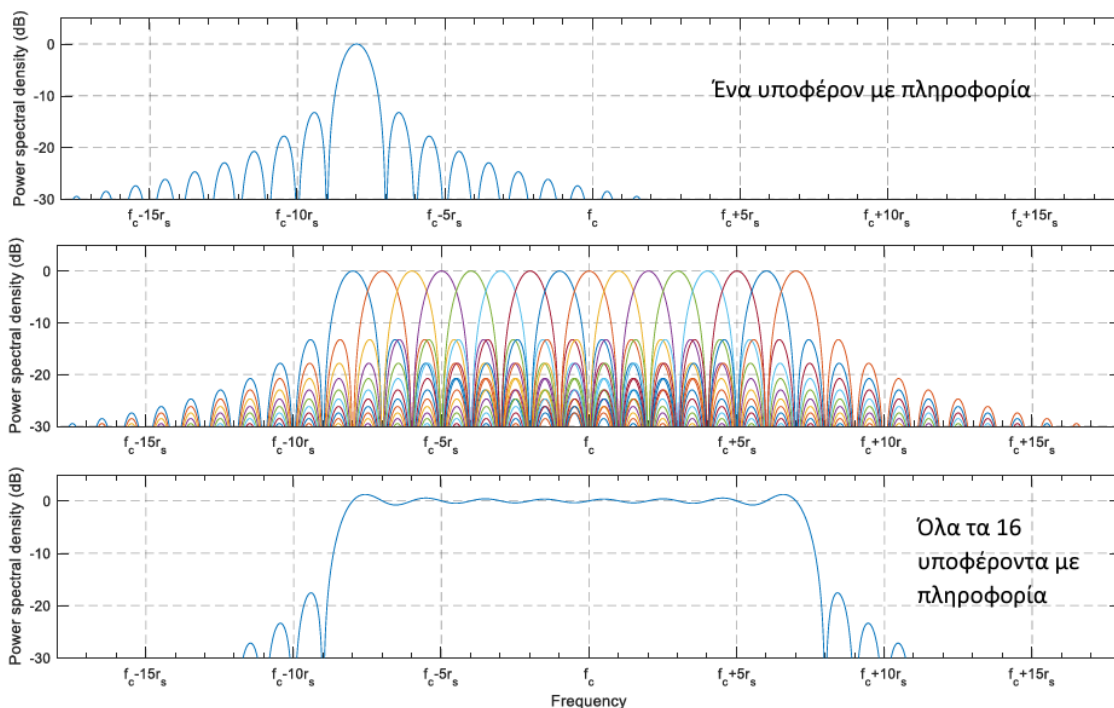
$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j2\pi nk/N}, n = 0 \dots N - 1 \quad (1.2)$$



Σχήμα 1.4 Παράδειγμα IFFT [1]

Στο πεδίο της συχνότητας στο OFDM τα δεδομένα εισόδου αναπαρίστανται ως διαμορφωμένα σύμβολα για κάθε υποφέρων. Αυτά τα σύμβολα επιλέγονται από έναν αστερισμό διαμόρφωσης όπως QPSK όπου τα σύμβολα αναπαρίστανται ως σημεία σε ένα πλέγμα με τέσσερις πιθανές τιμές, καθεμία από τις οποίες αντιστοιχεί σε δύο bit δεδομένων. QAM (Quadrature Amplitude Modulation): Αστερισμοί υψηλότερης τάξης, όπως 16-QAM ή 64-QAM, χρησιμοποιούν περισσότερα σημεία, όπου κάθε σημείο αντιπροσωπεύει έναν μοναδικό συνδυασμό πλάτους και φάσης. Κάθε σημείο αστερισμού είναι ένας μιγαδικός αριθμός, με ένα πραγματικό μέρος (που αντιπροσωπεύει την εντός φάσης συνιστώσα, που συχνά χαρακτηρίζεται ως  $I$ ). Ένα φανταστικό μέρος (που αντιπροσωπεύει την τετραγωνική συνιστώσα, συχνά με την ένδειξη  $Q$ ). Στο σχήμα 1.4 για παράδειγμα έχουμε αστερισμό 16-QAM.

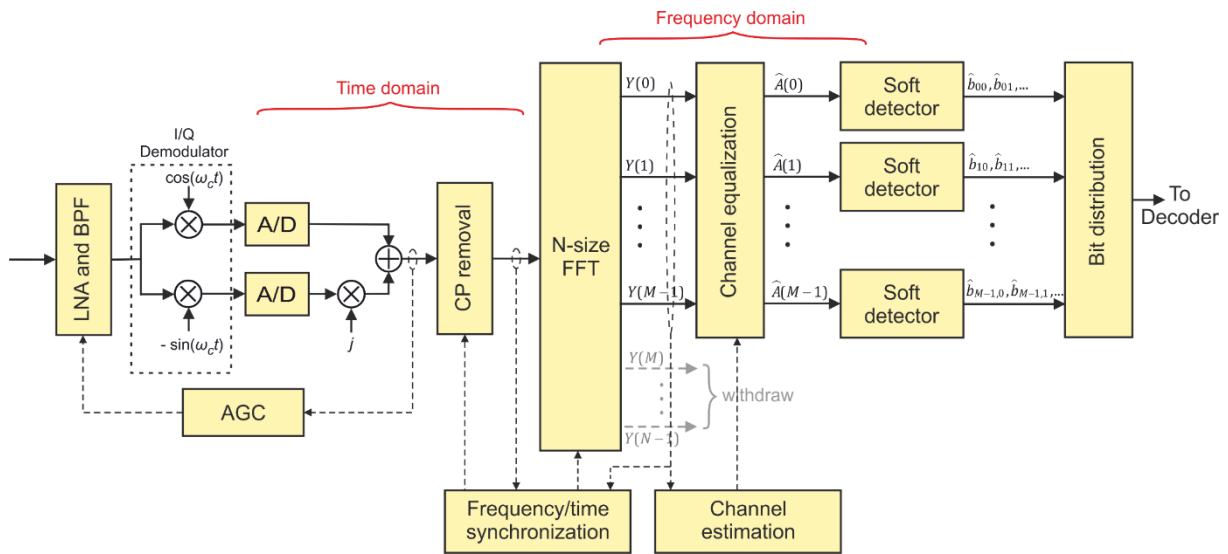
Ο αντίστροφος γρήγορος μετασχηματισμός Fourier (IFFT) μετατρέπει τα δεδομένα στο πεδίο της συχνότητας σε σήμα στο πεδίο του χρόνου για μετάδοση. Τα δεδομένα κάθε υποφέρουσας αναπαρίστανται ως μιγαδική τιμή από τον αστερισμό διαμόρφωσης. Αυτές διατάσσονται ως εισοδοί στο IFFT, που αντιστοιχούν σε συγκεκριμένα bins συχνότητας. Το IFFT αντιστοιχίζει αυτές τις τιμές στο πεδίο της συχνότητας σε μια ενιαία κυματομορφή στο πεδίο του χρόνου. Αθροίζει ημιτονοειδείς συνιστώσες (μία για κάθε υποφέρουσα) με συχνότητες, πλάτη και φάσεις που υπαγορεύονται από τις μιγαδικές τιμές εισόδου. Το IFFT εξασφαλίζει ορθογωνικότητα, δηλαδή η κυματομορφή κάθε υποφέρων δεν θα παρεμβάλλεται με άλλες, παρόλο που επικαλύπτονται στο πεδίο της συχνότητας. Το αποτέλεσμα είναι ένα σήμα στο πεδίο του χρόνου όπου το πραγματικό μέρος της εξόδου IFFT αντιστοιχεί στις συνιστώσες συνημίτονου των κυματομορφών. Το φανταστικό μέρος αντιστοιχεί στις ημιτονοειδείς συνιστώσες και αυτές μαζί αποτελούν το σύνθετο σήμα που θα μεταδοθεί.



Σχήμα 1.5 Φάσμα OFDM [1]

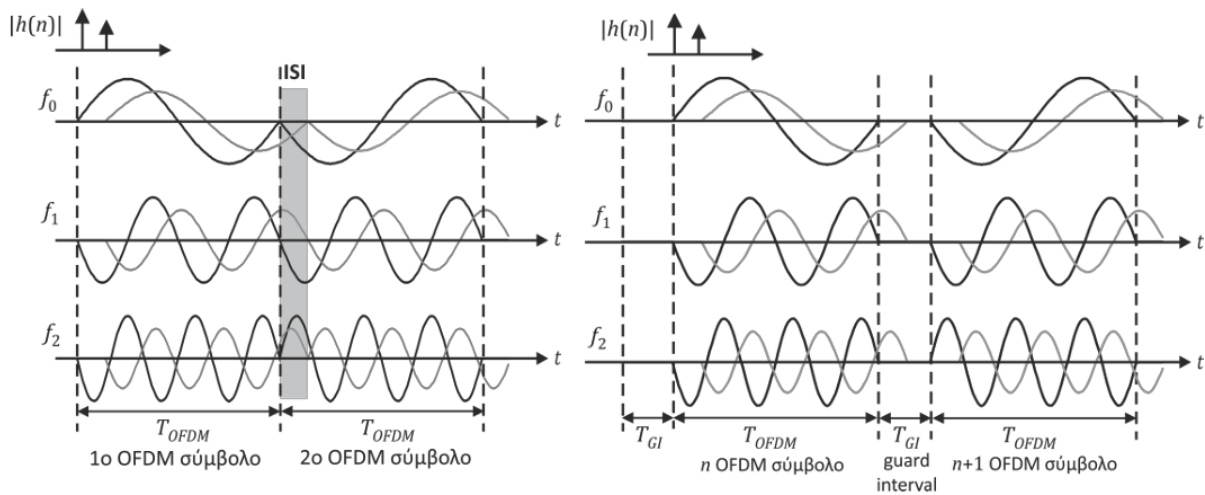
Στο δέκτη (Σχήμα 1.6) πραγματοποιούνται οι αντίστροφες διαδικασίες με τη χρήση FFT και έναν απλό εξισωτή (equalizer) καναλιού ο οποίος ενεργεί ανεξάρτητα σε κάθε υποφέρων με βάση τις

μετρήσεις του καναλιού που λαμβάνονται με τη χρήση πιλοτικών συμβόλων μεταξύ των συμβόλων πληροφορίας.



Σχήμα 1.6 Παράδειγμα δέκτη OFDM [1]

Για την καταπολέμηση των επιπτώσεων της διασυμβολικής παρεμβολής (ISI), συμπεριλαμβάνεται ένα διάστημα φύλαξης καθώς και προσθέτει ένα κυκλικό πρόθεμα (CP) σε κάθε σύμβολο OFDM στο σύστημα. Όταν το διάστημα φύλαξης είναι μεγαλύτερο από τη διασπορά καθυστέρησης του καναλιού ( $T_{GI} > \sigma_t$ ), το ISI εξαλείφεται, μειώνεται όμως ο ρυθμός πληροφορίας συμβόλων.



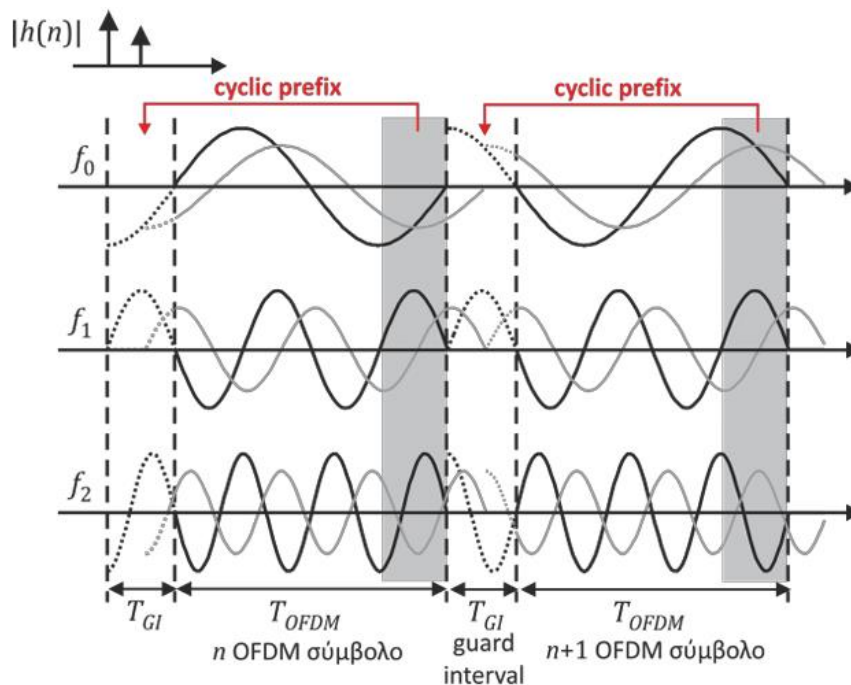
Σχήμα 1.7 Διάστημα φύλαξης στο OFDM [1]

Το διάστημα προστασίας επί της ουσίας είναι μια χρονική διάρκεια που παρεμβάλλεται μεταξύ των μεταδιδόμενων συμβόλων για να αποφευχθεί η επικάλυψη λόγω καθυστερημένων εκδόσεων του προηγούμενου συμβόλου που φθάνουν στο δέκτη. Χωρίς αυτό το διάστημα, οι καθυστερημένες συνιστώσες πολλαπλών διαδρομών από το προηγούμενο σύμβολο θα μπορούσαν να παρεμβληθούν στο επόμενο σύμβολο. Με την εισαγωγή ενός διαστήματος προστασίας, το OFDM επιτρέπει σε αυτές

τις καθυστερημένες συνιστώσες να διαλυθούν πριν από την έναρξη του επόμενου συμβόλου, μειώνοντας έτσι την ISI.

Μια κοινή μέθοδος εφαρμογής του διαστήματος προστασίας είναι μέσω του κυκλικού προθέματος (CP). Το CP είναι ουσιαστικά ένα αντίγραφο του τέλους του συμβόλου που τοποθετείται στην αρχή, το οποίο λειτουργεί ως προστατευτικό διάστημα για την απορρόφηση των καθυστερήσεων που προκαλούνται από το κανάλι. Το τελικό βήμα στον πομπό είναι η μετατροπή του ψηφιακού σήματος σε αναλογική μορφή με τη χρήση ενός μετατροπέα ψηφιακού σε αναλογικό (DAC), προετοιμάζοντάς το για μετάδοση μέσω του καναλιού.

Εκτός από το κυκλικό πρόθεμα, μια εναλλακτική τεχνική προστατευτικού διαστήματος είναι η μέθοδος μηδενικής συμπλήρωσης (Zero Padding), όπου μια περίοδος μηδενικού πλάτους εισάγεται αντί για ένα αντιγραμμένο τμήμα του συμβόλου. Ενώ αυτή η μέθοδος μπορεί επίσης να μετριάσει την ISI, δεν διατηρεί την ιδιότητα της κυκλικής συνέλιξης, καθιστώντας την εξίσωση του καναλιού πιο πολύπλοκη.

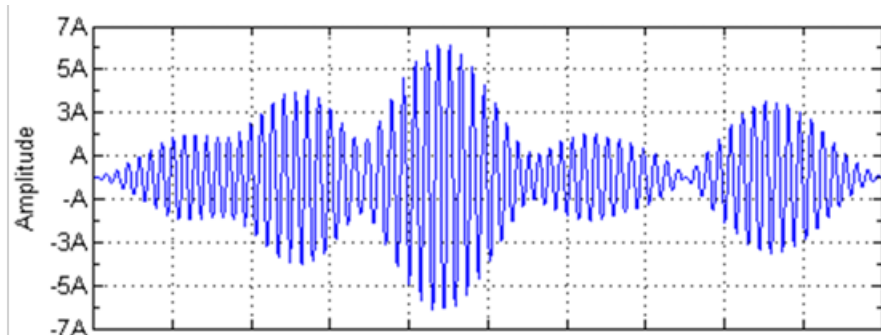


Σχήμα 1.8 Κυκλικό πρόθεμα στο OFDM [1]

Το OFDM παρουσιάζει κάποιες δυσκολίες στην υλοποίηση και μειονεκτήματα με κάποια από αυτά να είναι:

- **Υψηλός λόγος μέγιστης προς μέση ισχύ (PAPR):** Τα σήματα OFDM μπορεί να παρουσιάζουν υψηλό PAPR, απαιτώντας ενισχυτές ισχύος με μεγάλο δυναμικό εύρος. Ο λόγος του PAPR είναι πολύ υψηλότερος στα OFDM σήματα, σε σχέση με τα απλά διαμορφωμένα σήματα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να περιορίζεται η περιοχή λειτουργίας των τελικών ενισχυτών και η αποδοτικότητα τους προκειμένου να αποφεύγονται παραμορφώσεις του εκπεμπόμενου σήματος.

- **Ευαισθησία συγχρονισμού:** Οι υψηλές απαιτήσεις χρονισμού και συχνότητας είναι ιδιαίτερα σημαντικής σημασίας για τη διατήρηση της ορθογωνικότητας. Εφαρμόζονται προηγμένοι αλγόριθμοι συγχρονισμού για τον μετριάσμό αυτού του φαινομένου.
- **Πολυπλοκότητα:** Τα συστήματα OFDM περιλαμβάνουν εξελιγμένη επεξεργασία σήματος, ιδίως στις λειτουργίες FFT/IFFT και στην εξισορρόπηση καναλιού.
- **Ευαισθησία στη μετατόπιση Doppler:** Η κινητικότητα μπορεί να προκαλέσει μετατοπίσεις Doppler, μειώνοντας την ορθογωνικότητα των υποφερόντων.



Σχήμα 1.9 Παράδειγμα εκπεμπόμενου σήματος OFDM με QPSK διαμόρφωση και 8 υποφέροντα [1]

## 1.2 Η έννοια της φασματικής απόδοσης στο OFDM

Ένα βασικό χαρακτηριστικό του φάσματος OFDM είναι το ορθογώνιο σχήμα του στο πεδίο του χρόνου, το οποίο έχει ως αποτέλεσμα μια ημιτονοειδή απόκριση συχνότητας για κάθε υποφέρον. Η συνάρτηση sinc έχει σημαντικούς πλευρικούς λοβούς, οι οποίοι μπορούν να προκαλέσουν φασματική διαρροή και παρεμβολές σε γειτονικές ζώνες συχνοτήτων εάν δεν αντιμετωπιστούν σωστά. Για να μετριαστεί αυτό, χρησιμοποιούνται συνήθως τεχνικές όπως η εισαγωγή κυκλικού προθέματος που αναφέρθηκε και προηγουμένως. Το κυκλικό πρόθεμα βοηθά στη διατήρηση της ορθογωνικότητας παρουσία εξασθένισης πολλαπλών διαδρομών, ενώ η παραθυροποίηση μειώνει τις απότομες μεταβάσεις στο σήμα, ελαχιστοποιώντας έτσι τη φασματική διαρροή.

Η αλληλεπίδραση μεταξύ πλευρικών λοβών και μηδενισμών έχει άμεσο αντίκτυπο στη φασματική αποδοτικότητα και την απόδοση των συστημάτων OFDM. Τα υψηλά επίπεδα πλευρικών λοβών μπορούν να προκαλέσουν παρεμβολές μεταξύ των υποφερόντων και διαρροή γειτονικού καναλιού, οι οποίες υποβαθμίζουν την απόδοση του συστήματος. Αντίθετα, οι στρατηγικές μηδενισμού μπορούν να οδηγήσουν σε φασματικές τρύπες, μειώνοντας το συνολικό ρυθμό δεδομένων με τον περιορισμό του αριθμού των ενεργών υποφερόντων. Επομένως, η βελτιστοποίηση του φάσματος OFDM περιλαμβάνει ένα συμβιβασμό μεταξύ της μείωσης των πλευρικών σφαλμάτων για καλύτερο φασματικό περιορισμό και της αποφυγής υπερβολικών μηδενισμών για τη διατήρηση υψηλής απόδοσης δεδομένων.

Στα σύγχρονα συστήματα που βασίζονται σε OFDM, όπως το 5G NR, χρησιμοποιούνται προηγμένες τεχνικές φιλτραρίσματος και προσεγγίσεις διαμόρφωσης κυματομορφής (π.χ. filtered-OFDM, windowed-OFDM και FBMC) για την καταστολή των πλευρικών λοβών, εξασφαλίζοντας παράλληλα τη βέλτιστη φασματική απόδοση. Αυτές οι μέθοδοι βοηθούν στην επίτευξη ενός πιο συμπαγούς

φάσματος με ελάχιστη διαρροή σε γειτονικές ζώνες, επιτρέποντας την καλύτερη συνύπαρξη με άλλες ασύρματες τεχνολογίες και βελτιώνοντας τη συνολική απόδοση του συστήματος.

Η ικανότητα του OFDM να κατανέμει δυναμικά υποφέροντα σε διαφορετικούς χρήστες και υπηρεσίες ενισχύει περαιτέρω τη φασματική του ευελιξία. Αυτό είναι ιδιαίτερα επωφελές σε εφαρμογές όπου η αποδοτικότητα του φάσματος είναι σημαντική. Επιπλέον, τα συστήματα OFDM μπορούν να ενσωματώσουν προσαρμοστικά σχήματα διαμόρφωσης, επιτρέποντας στα υποφέροντα να χρησιμοποιούν διαφορετικές μορφές διαμόρφωσης ανάλογα με τις συνθήκες του καναλιού. Αυτό διασφαλίζει ότι το σύστημα διατηρεί υψηλούς ρυθμούς δεδομένων, βελτιστοποιώντας παράλληλα τη χρήση του διαθέσιμου φάσματος.

Ένα μειονέκτημα του φάσματος OFDM είναι το PAPR, το οποίο προκύπτει από την άθροιση πολλαπλών υποφερόντων με διαφορετικές φάσεις. Αυτό το υψηλό PAPR μπορεί να οδηγήσει σε ανεπάρκεια ισχύος στον πομπό, ιδίως στους ενισχυτές ισχύος, γεγονός που καθιστά αναγκαία τη χρήση τεχνικών όπως η αποκοπή, η κωδικοποίηση ή η μη γραμμική προ-διαμόρφωση για τον ελαχιστοποίηση των επιπτώσεών του.

Η φασματική απόδοση προσδιορίζει πόσο αποτελεσματικά ένα σύστημα επικοινωνίας χρησιμοποιεί το διαθέσιμο εύρος ζώνης για τη μετάδοση δεδομένων. Μετριέται σε bits ανά δευτερόλεπτο ανά Hertz (bps/Hz) και δίνεται από τον τύπο:

$$n = \frac{R}{B} \quad (1.3)$$

όπου R ο ρυθμός των δεδομένων (bits per second) και B εύρος ζώνης (Hz).

Θεωρητικά, το OFDM μπορεί να προσεγγίσει το όριο Shannon-Hartley, το οποίο ορίζει το μέγιστο επιτεύξιμο ρυθμό δεδομένων για δεδομένο εύρος ζώνης και SNR. Με τη διαίρεση του διαθέσιμου φάσματος σε πολλαπλούς υποφέροντα και τη δυναμική προσαρμογή των σχημάτων διαμόρφωσης και κωδικοποίησης για το καθένα, το OFDM είναι σε θέση να κάνει αποτελεσματική χρήση του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Στην πράξη, διάφοροι παράγοντες μειώνουν τη φασματική αποδοτικότητα του OFDM. Το κυκλικό πρόθεμα, ενώ είναι απαραίτητο για τον μετριασμό της ISI, έχει ως αποτέλεσμα επαναλαμβανόμενα τμήματα του σήματος που δεν συνεισφέρουν σε νέα πληροφορία. Για παράδειγμα, εάν το CP αποτελεί το ένα τέταρτο της διάρκειας του συμβόλου, η αποτελεσματική φασματική απόδοση μειώνεται κατά 20%. Ομοίως, οι ζώνες προστασίας (guard intervals) στα άκρα του φάσματος, αν και είναι απαραίτητες για τη μείωση της παρεμβολής γειτονικού καναλιού, καταλαμβάνουν εύρος ζώνης χωρίς να μεταφέρουν δεδομένα. Επιπλέον, ορισμένα υποφέροντα προορίζονται για σήματα πιλότου, τα οποία χρησιμοποιούνται για συγχρονισμό και εκτίμηση καναλιού. Η κωδικοποίηση διόρθωσης σφαλμάτων, η οποία προσθέτει πλεονασμό για τη βελτίωση της αξιοπιστίας, μειώνει περαιτέρω τον πραγματικό ρυθμό δεδομένων.

Παρά αυτούς τους πρακτικούς περιορισμούς, το OFDM επιτυγχάνει υψηλή φασματική απόδοση με την αξιοποίηση διαφόρων προηγμένων τεχνικών. Ένα βασικό πλεονέκτημα είναι η ικανότητά να προσαρμόζεται σε μεταβαλλόμενες συνθήκες καναλιού. Στα συστήματα επικοινωνίας του πραγματικού κόσμου, τα διαφορετικά υποφέροντα αντιμετωπίζουν διαφορετικές συνθήκες καναλιού λόγω της εξασθένησης που δημιουργείται λόγω της επιλεκτικότητας στην συχνότητα. Το OFDM προσαρμόζει δυναμικά τη διαμόρφωση και την κωδικοποίηση για κάθε υποφέρον για τη βελτιστοποίηση της απόδοσης, διασφαλίζοντας ότι οι ρυθμοί δεδομένων μεγιστοποιούνται, διατηρώντας παράλληλα τα ποσοστά σφαλμάτων εντός αποδεκτών ορίων. Αυτή η

προσαρμοστικότητα επιτρέπει στο OFDM να διατηρεί σχεδόν βέλτιστη φασματική απόδοση ακόμη και σε δύσκολα περιβάλλοντα.

### **1.3 Επίλογος**

Σε αυτό το κεφάλαιο έγινε η εισαγωγή στο σύστημα OFDM, συγκεκριμένα στα σημαντικά κομμάτια που το απαρτίζουν όπως την αρχιτεκτονική του πομπού και του δέκτη, καθώς και μια ανάλυση του φάσματος στο OFDM, δηλαδή πώς αυτό διαμορφώνεται και ποιοι παράγοντες το επηρεάζουν.

## Κεφάλαιο 2ο: Ανάλυση SEFDM και Index Modulation

### 2.1 Το μοντέλο SEFDM

Η φασματικά αποδοτική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας SEFDM είναι μια προηγμένη τεχνική διαμόρφωσης και πολυπλεξίας που αποσκοπεί στην ενίσχυση της φασματικής απόδοσης σε συστήματα ασύρματων επικοινωνιών. Καθώς η ζήτηση για υψηλότερους ρυθμούς δεδομένων και αποδοτικότερη χρήση του φάσματος συνεχίζει να εντείνεται με την εξάπλωση των δικτύων 5G και 6G, η SEFDM παρουσιάζεται ως μια αποτελεσματική και ενδιαφέρουσα λύση για την αντιμετώπιση αυτών των προκλήσεων. Επιτυγχάνει σημαντικές βελτιώσεις στη φασματική απόδοση, επιτρέποντας τη μείωση της απόστασης των υποφερόντων σε σύγκριση με την κλασική ορθογώνια πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (OFDM), δίνοντας έτσι την δυνατότητα για περισσότερο όγκο πληροφοριών στο ίδιο εύρος ζώνης.

Η αρχή του SEFDM βασίζεται στην ιδέα ότι η φασματική αποδοτικότητα μπορεί να βελτιωθεί μέσω της μη ορθογωνικής πολυπλεξίας, σε αντίθεση με τις παραδοσιακές τεχνικές που απαιτούν αυστηρή ορθογωνικότητα μεταξύ των υποφερόμενων. Αυτή η φιλοσοφία ενισχύει τη σημασία του SEFDM για εφαρμογές σε δίκτυα 5G και 6G, καθώς επιτρέπει την αύξηση της χωρητικότητας δεδομένων χωρίς να απαιτείται επέκταση του διαθέσιμου φάσματος.

Οι κύριες εφαρμογές του SEFDM περιλαμβάνουν:

- Επικοινωνίες υψηλής χωρητικότητας (eMBB - Enhanced Mobile Broadband), όπου απαιτείται υψηλή ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων.
- Δίκτυα χαμηλής καθυστέρησης και υψηλής αξιοπιστίας (URLLC - Ultra-Reliable and Low Latency Communications), όπου η αποδοτική χρήση του φάσματος είναι σημαντική.
- Εφαρμογές Internet of Things (IoT) και Massive Machine-Type Communications (mMTC), όπου η φασματική απόδοση είναι απαραίτητη για τη διαχείριση μεγάλου αριθμού συνδεδεμένων συσκευών.

Ο συνδυασμός του SEFDM με τεχνικές Index Modulation (IM) προσφέρει έναν τρόπο βελτίωσης της αποδοτικότητας μετάδοσης. Το SEFDM-IM εκμεταλλεύεται τη δυνατότητα επιλογής ενεργών υποφερόντων σε κάθε χρονική περίοδο, αυξάνοντας την πληροφορία που μεταφέρεται χωρίς την ανάγκη αύξησης της ισχύος εκπομπής ή της τάξης διαμόρφωσης. Παραδοσιακά, το OFDM αποτελεί ένα από τα βασικότερα σχήματα ασύρματης επικοινωνίας, στο LTE και το 5G-6G. Η αρχή του OFDM βασίζεται στη διατήρηση της ορθογωνικότητας μεταξύ των υποφερόντων, η οποία επιτρέπει την ταυτόχρονη μετάδοση χωρίς παρεμβολές. Ωστόσο, αυτή η απαίτηση ορθογωνικότητας περιορίζει εγγενώς τη φασματική αποδοτικότητα. Η SEFDM, από την άλλη πλευρά, δεν τηρεί αυτή την προϋπόθεση. Με την επικάλυψη των υποφερόντων, η SEFDM καταφέρνει να έχει περισσότερα υποφέροντα εντός της ίδιας φασματικής ζώνης, βελτιώνοντας έτσι τη φασματική απόδοση. Αν και αυτή η επικάλυψη εισάγει παρεμβολές μεταξύ των φορέων, χρησιμοποιούνται προηγμένοι αλγόριθμοι επεξεργασίας σήματος για τον μετριασμό των επιπτώσεών της.

Η βασική αρχή του SEFDM βασίζεται στη μείωση της απόστασης μεταξύ των υποφερόντων, παραβιάζοντας σκόπιμα την ορθογωνικότητα και οδηγώντας σε μεγαλύτερη φασματική απόδοση. Ωστόσο, αυτή η μείωση της απόστασης συνεπάγεται την εμφάνιση παρεμβολής μεταξύ

υποφερόμενων (Inter-Carrier Interference - ICI), γεγονός που καθιστά την ανίχνευση των δεδομένων πιο απαιτητική. Η τεχνολογία SEFDM έχει εξελιχθεί μέσα από διάφορες παραλλαγές και συνδυασμούς με άλλες τεχνικές, όπως τη διαμόρφωση δείκτη (IM), με στόχο τη διατήρηση της φασματικής απόδοσης ενώ ταυτόχρονα να μειώνεται η υπολογιστική πολυπλοκότητα. Ο συνδυασμός SEFDM με IM επιτρέπει τη μετάδοση πληροφοριών όχι μόνο μέσω της διαμόρφωσης των ενεργών υποφερόμενων αλλά και μέσω της επιλογής των ενεργών υποφερόμενων σε κάθε χρονική περίοδο, κάτι που αυξάνει τον ρυθμό μετάδοσης δεδομένων χωρίς την ανάγκη χρήσης υψηλότερης τάξης διαμόρφωσης.

Το SEFDM τροποποιεί την απόσταση των υποφερόντων που είναι τυπική στα συστήματα OFDM, συγκεκριμένα τα φέρνει πιο κοντά μεταξύ τους. Μπορούμε να το δούμε με μαθηματικούς όρους ως εξής: εάν το  $\Delta f$  αντιπροσωπεύει την απόσταση των υποφερόντων στο OFDM, τότε το SEFDM χρησιμοποιεί μειωμένη απόσταση που δίνεται από το  $\alpha \Delta f$ , όπου  $0 < \alpha < 1$ .

Ακολουθώντας την έννοια της μειωμένης απόστασης υποφερόντων, τα μη ορθογώνια υποφέροντα παράγονται με τη λήψη ενός αντίστροφου γρήγορου μετασχηματισμού Fourier (IFFT) μεγέθους  $N/\alpha$  για κάθε υπο-μπλοκ του SEFDM. Για την προσαρμογή του ίδιου αριθμού υποφερόντων σε μικρότερο εύρος ζώνης. Για να γίνει αυτό, ο παράγοντας συμπίεσης εύρους ζώνης  $\alpha$  που επιλέγεται όπου  $\Delta f$  αντιπροσωπεύει την ελάχιστη απόσταση υποφερόντων στο πεδίο της συχνότητας και το  $T$  υποδηλώνει την περίοδο συμβόλου στο πεδίο του χρόνου. Ωστόσο, το συμβατικό σύστημα OFDM έχει  $\alpha = 1$ . Καθώς η απόσταση των υποφερόντων στο SEFDM από το αντίστροφο του διαστήματος συμβόλου μικραίνει, αυτό έχει ως αποτέλεσμα αυξημένο ICI, το οποίο μπορεί να μειωθεί με τη μερική απενεργοποίηση των υποφερόντων [2].

## 2.2 Index Modulation (Διαμόρφωση Δείκτη)

### 2.2.1 Γενικές αρχές του IM

Η ιδέα της διαμόρφωσης δείκτη βασίζεται στη χρήση πρόσθετων διαστάσεων, πέραν των παραδοσιακών σχημάτων διαμόρφωσης, για την κωδικοποίηση πληροφορίας. Αντίθετα με τις κλασικές τεχνικές διαμόρφωσης, όπως QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) ή η QAM (Quadrature Amplitude Modulation), στις οποίες η πληροφορία κωδικοποιείται αποκλειστικά μέσω της φάσης, του πλάτους ή και των δύο, η διαμόρφωση δείκτη εκμεταλλεύεται και τις καταστάσεις ενεργοποίησης και απενεργοποίησης συγκεκριμένων στοιχείων ενός συστήματος επικοινωνίας, όπως κεραίες, υποφέροντων ή ακόμη και χρονικές σχισμές. Για τις περιπτώσεις που αφορούν και μελετώνται σε αυτή την εργασία θα εστιάσουμε στο κομμάτι της ενεργοποίησης των υποφερόντων.

Για παράδειγμα, σε ένα σύστημα OFDM με διαμόρφωση δείκτη, ένα υποσύνολο από τα διαθέσιμα υποφέροντα μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη μετάδοση δεδομένων, ενώ η επιλογή των ενεργοποιημένων υποφερόντων αντιπροσωπεύει επιπρόσθετες πληροφορίες. Αυτό σημαίνει ότι η ίδια η θέση των ενεργοποιημένων υποφερόντων (ή άλλων πόρων) φέρει πληροφορία, επιτρέποντας τη μετάδοση περισσότερων bits χωρίς αύξηση του απαιτούμενου φάσματος ή της ισχύος εκπομπής.

Μία από τις κύριες εφαρμογές της διαμόρφωσης δείκτη εμφανίζεται στα Συστήματα Πολλαπλών Εισόδων και Πολλαπλών Εξόδων (MIMO), όπου χρησιμοποιούνται πολλαπλές κεραίες τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη. Σε ένα σύστημα Spatial Modulation (SM), που αποτελεί υποκατηγορία της διαμόρφωσης δείκτη, η πληροφορία κωδικοποιείται όχι μόνο μέσω των κλασικών σχημάτων διαμόρφωσης αλλά και μέσω της επιλογής της κεραίας που χρησιμοποιείται για τη μετάδοση. Αυτό το

σχήμα μειώνει σημαντικά την πολυπλοκότητα του δέκτη και τις παρεμβολές μεταξύ των καναλιών, καθιστώντας το ιδιαίτερα ενδιαφέρον για τα σύγχρονα συστήματα επικοινωνίας.

Το OFDM-IM είναι ένα σύστημα μετάδοσης πολλαπλών φορέων που έχει προταθεί εμπνευσμένο από την έννοια του SM. Παρόμοια με το SM, η εισερχόμενη ροή bit χωρίζεται σε επιλογή δείκτη υποφέροντος και M-ary bits αστερισμού. Λαμβάνοντας υπόψη τα bits επιλογής δείκτη, μόνο ένα υποσύνολο των διαθέσιμων υποφερόντων ενεργοποιείται, ενώ τα υπόλοιπα υποφέροντα μηδενίζονται και δεν χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση πληροφοριών μέσω μιας συνήθους διαμόρφωσης. Τα ενεργά διαμορφώνονται στο κλασικό OFDM σύμφωνα με τα M-ary bits αστερισμού. Με άλλα λόγια, το OFDM-IM μεταφέρει πληροφορίες όχι μόνο μέσω των σύμβολων-δεδομένων αλλά και με τους δείκτες των ενεργών υποφερόντων που χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση των αντίστοιχων συμβόλων δεδομένων.

Για ένα σύστημα OFDM που αποτελείται από  $NF$  διαθέσιμα υποφέροντα, μπορεί κανείς να επιλέξει άμεσα τους δείκτες των ενεργών, όπως τα συστήματα που βασίζονται σε SM, όπως το MA-SM και GSSK. Λαμβάνοντας υπόψη τη δομή των πλαισίων OFDM με πολλά διαθέσιμα υποφέροντα, οι τεχνικές IM μπορούν να εφαρμοστούν με πιο ευέλικτο τρόπο για το OFDM-IM σε σύγκριση με το SM. Ωστόσο, για τις πρακτικές τιμές που μπορεί να λάβει το  $NF$  δηλαδή τις τιμές 128, 256, 512, 1024 ή 2048 όπως στο LTE-A πρότυπο, εάν η IM υποφερόντων εφαρμόζεται απευθείας στην συνολικό πλαίσιο OFDM, θα μπορούσαν να υπάρχουν τρισεκατομμύρια πιθανές ενεργών συνδυασμών υποφερόντων. Για παράδειγμα, για την επιλογή των δεικτών των 512 ενεργών υποφερόντων από τα  $NF = 1024$  διαθέσιμα υποφέροντα, θα πρέπει να εξεταστούν 4:4810306 πιθανοί διαφορετικοί συνδυασμοί ενεργών υποφερόντων, γεγονός που καθιστά την επιλογή των ενεργών υποφερόντων ένα σχεδόν αδύνατο έργο. Για το λόγο αυτό, το ενιαίο και μαζικό μπλοκ OFDM-IM θα πρέπει να διαιρεθεί σε  $G$  μικρότερα και διαχειρίσιμα υπομπλόκ OFDM-IM για την ευκολία υλοποίησης του OFDM-IM. Σε αυτήν την διαίρει και βασίλευε προσέγγιση, κάθε υπομπλόκ περιέχει  $N$  υποφέροντα για να εκτελέσει IM, όπου  $NF = GN$ . Για κάθε υπομπλοκ, επιλέγουμε  $K$  από τα  $N$  διαθέσιμα υποφέροντα με βάση το παρακάτω τύπο [3].

$$p_1 = \left\lfloor \log_2 \binom{N}{K} \right\rfloor \quad (2.16)$$

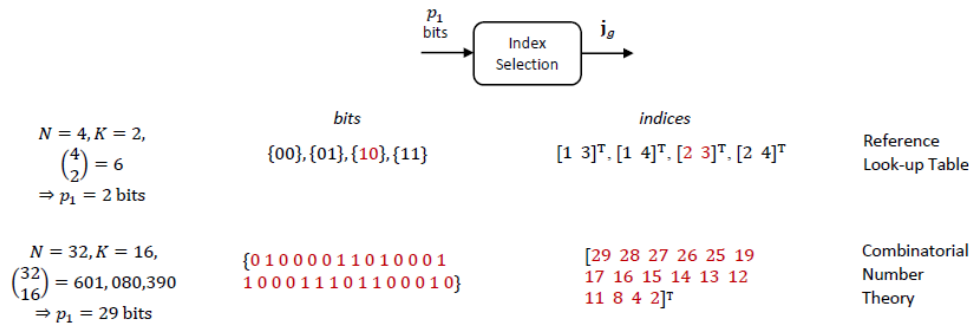
Για λόγους ευκολίας στην πρακτική εφαρμογή, οι τυπικές τιμές του  $N$  μπορούν να είναι 2, 4, 8, 16, 32 και 64 με  $1 \leq K \leq N$ . Πρέπει να σημειωθεί ότι στο κλασικό OFDM υπάρχει μια ειδική περίπτωση OFDM-IM με  $K = N$ , δηλαδή όταν όλα τα υποφέροντα είναι ενεργοποιημένα, όπου συνολικά  $N \log_2 M$  bits μπορούν να μεταδοθούν ανά πλαίσιο. Από την άλλη πλευρά, ο συνολικός αριθμός των bit που μεταδίδονται ανά πλαίσιο OFDM-IM δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$m = pG = \left( \left\lfloor \log_2 \binom{N}{K} \right\rfloor + K \log_2 M \right) G \quad (2.17)$$

Η επιλογή των ενεργών υποφερόντων δεν είναι απλή υπόθεση για τα συστήματα OFDM-IM. Για το σκοπό αυτό, δύο διαφορετικές διαδικασίες επιλογής δεικτών προτείνονται ανάλογα με το μέγεθος των υπομπλοκ: α) αναζήτηση αναφοράς σε πίνακες για μικρότερα μεγέθη υπομπλοκ και β) συνδυαστικές μεθόδους θεωρίας αριθμών για μεγαλύτερα μεγέθη υπομπλοκ. Παραδείγματα αυτών των δύο μεθόδων παρέχονται στο σχήμα 2.1. Στο πρώτο παράδειγμα, δύο από τα τέσσερα υποφέροντα επιλέγονται ως ενεργά λαμβάνοντας υπόψη έναν πίνακα αναφοράς που αποτελείται από τέσσερις εγγραφές ( $N = 4$ ,  $K = 2$ ), όπου δύο bits καθορίζουν τους δείκτες των δύο ενεργών υποφερόντων. Στο δεύτερο παράδειγμα, για να επιλέγονται οι δείκτες 16 ενεργών υποφερόντων από 32 διαθέσιμα υποφέροντα, ο επιλογέας

δεικτών εξετάζει 29 bits. Πρώτον, αυτά τα 29 bits μετατρέπονται σε δεκαδικό αριθμό και, στη συνέχεια, αυτός ο δεκαδικός αριθμός επεξεργάζεται από τον συνδυαστικό αλγόριθμο [3].

Η κύρια διαφορά μεταξύ του κλασικού OFDM και OFDM-IM είναι ο ρυθμιζόμενος αριθμός των ενεργών υποφερόντων. Κατά συνέπεια, ο αριθμός των ενεργών υποφερόντων του OFDM-IM μπορεί να ρυθμιστεί αναλόγως, ώστε να επιτευχθεί η επιθυμητή φασματική απόδοση ή/και σφάλμα απόδοσης. Από αυτή την άποψη, το OFDM-IM παρέχει μια ενδιαφέρουσα αντιστάθμιση μεταξύ επιδόσεων σφάλματος και φασματικής απόδοσης με τον ευέλικτο σχεδιασμό του συστήματός του.



**Σχήμα 2.1** Δυο διαφορετικές διαδικασίες επιλογής δείκτη [3]

Ακόμη, μπορεί να παρέχει καλύτερη απόδοση BER από το κλασικό OFDM με την ίδια χαμηλή έως μεσαία φασματική απόδοση τιμή με συγκρίσιμη πολυπλοκότητα αποκωδικοποίησης χρησιμοποιώντας τον σχεδόν βέλτιστο ανιχνευτή ML ή LLR κάτι το οποίο δεν εφαρμόζεται στη παρούσα εργασία. Αυτή η βελτίωση του BER μπορεί να αποδοθεί στο γεγονός ότι τα bits πληροφορίας που μεταφέρονται από το IM έχουν χαμηλότερη πιθανότητα σφάλματος σε σύγκριση με τα συνηθισμένα M-ary constellation bits.

Σε αντίθεση με το παραδοσιακό OFDM, όπου κάθε υποφέρουσα μεταφέρει δεδομένα ανεξάρτητα, στο OFDM-IM, ο δέκτης πρέπει να προσδιορίσει τόσο τις θέσεις των ενεργών υποφερόντων όσο και τα σύμβολα που μεταδίδονται μέσω αυτών. Η διαδικασία αρχίζει με αντίστροφες πράξεις, δηλαδή με την αναίρεση των βημάτων που εφαρμόζονται στον πομπό, συμπεριλαμβανομένης της μετατροπής του αναλογικού σήματος σε ψηφιακό, της αφαίρεσης του κυκλικού προθέματος, της εφαρμογής του FFT και της αποδιαίρεσης (deinterleaving) των μπλοκ δεδομένων. Στη συνέχεια, το λαμβανόμενο πλαίσιο OFDM χωρίζεται σε υπομπλοκ, τα οποία υποβάλλονται σε ξεχωριστή επεξεργασία, επειδή κάθε υπομπλοκ φέρει το δικό του μοτίβο ενεργοποίησης υποφερόντων. Ωστόσο, σε αντίθεση με το κλασικό OFDM, όπου κάθε υποφέρων μπορεί να ανιχνευθεί ξεχωριστά, στο OFDM-IM, ο δέκτης πρέπει να αναλύσει ένα ολόκληρο υπομπλοκ ταυτόχρονα, επειδή οι θέσεις των ενεργών υποφερόντων κωδικοποιούν επίσης πληροφορίες. Υπάρχουν διάφορες μέθοδοι για την ανίχνευση των ενεργών υποφερόντων και των μεταδιδόμενων συμβόλων. Ο ανιχνευτής μέγιστης πιθανοφάνειας (ML) είναι ο πιο ακριβής αλλά και πολύ περίπλοκος. Αναζητά όλα τα πιθανά πρότυπα ενεργοποίησης και τα αντίστοιχα σύμβολα δεδομένων για να βρει τον πιο πιθανό συνδυασμό. Δεδομένου ότι αυτό απαιτεί πολλή επεξεργασία, μια απλούστερη εναλλακτική λύση είναι ο LLR, ο οποίος αναλύει κάθε υποφέρων ξεχωριστά. Ο ανιχνευτής LLR προσδιορίζει πρώτα αν ένα υποφέρων είναι ενεργό ή όχι και στη συνέχεια ανιχνεύει τα δεδομένα που μεταφέρονται από τις ενεργές. Αυτό το κάνει υπολογίζοντας ένα μέτρο πιθανότητας που συγκρίνει δύο πιθανότητες: αν το υποφέρων είναι ενεργό (μεταφέρει ένα σύμβολο δεδομένων) ή ανενεργό (μηδενίζεται). Επειδή η μέθοδος LLR δεν ελέγχει όλα τα πιθανά

μοτίβα ενεργοποίησης, κατατάσσεται ως σχεδόν βέλτιστη - που σημαίνει ότι είναι μια καλή προσέγγιση αλλά όχι η απολύτως καλύτερη λύση [3].

Για να βελτιώσουν περαιτέρω την αποδοτικότητα, οι ερευνητές έχουν προτείνει τα τελευταία χρόνια ακόμη πιο χαμηλής πολυπλοκότητας τεχνικές ανίχνευσης, οι οποίες προσπαθούν να επιτύχουν μια ισορροπία μεταξύ απόδοσης και υπολογιστικού κόστους.

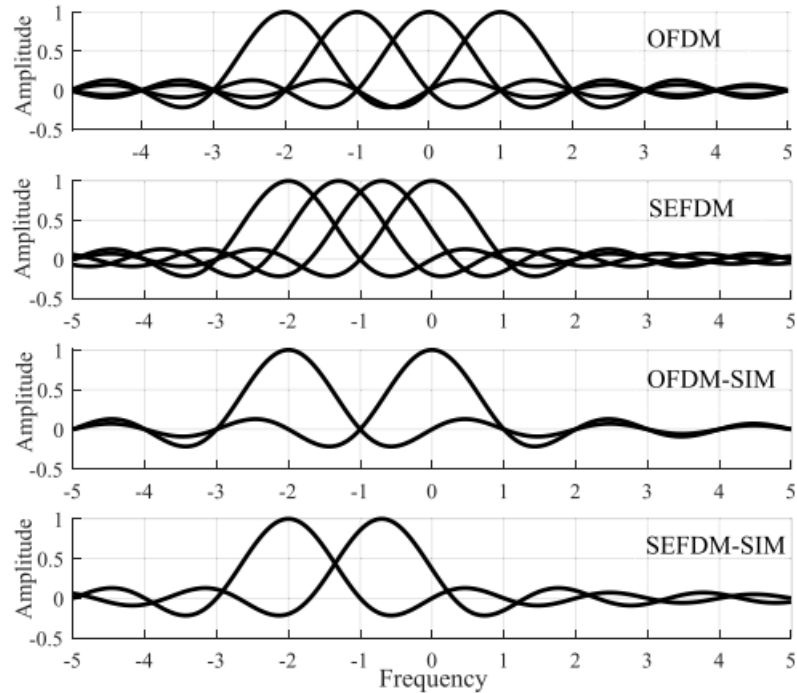
Χάρη στο IM, το OFDM-IM μπορεί να παρέχει καλύτερες επιδόσεις από το κλασικό OFDM όσον αφορά τον επιτεύξιμο ρυθμό. Λόγω της απενεργοποίησης ορισμένων από τα διαθέσιμα υποφέροντα, η OFDM-IM όχι μόνο μειώνει το PAPR, αλλά είναι επίσης πιο ανθεκτικός στην ICI σε σύγκριση με το παραδοσιακό OFDM. Το OFDM-IM είναι επίσης κατάλληλο για MIMO, MU και υψηλή κινητικότητα, καθώς και σε OW, οχήματα, μηχανή-μηχανή M2M, συσκευή-προς-συσκευή D2D και υποβρύχια UWA συστήματα επικοινωνίας και μπορεί να παρέχει πλεονεκτήματα έναντι των παραδοσιακών συστημάτων OFDM.

### 2.2.2 IM σε συνδυασμό με SEFDM

Το προτεινόμενο σύστημα που μελετάται όπως αυτό περιγράφεται στο [2] στο MIMO-SEFDM-SIM αποτελεί έναν συνδυασμό των τεχνολογιών SEFDM και Διαμόρφωσης Δεικτών Υποφερόντων (Subcarrier Index Modulation - SIM). Παρότι στο σύστημα που θα μελετηθεί στο επόμενο κεφάλαιο δεν έχουμε σύστημα MIMO (δηλαδή πολλαπλές κεραιές) οι ιδέες που μελετώνται βρίσκουν εφαρμογή και στο δικό μας σύστημα. Η καινοτομία του έγκειται στον τρόπο που μεταφέρεται η πληροφορία, όχι μόνο μέσω των κλασικών αστερισμών διαμόρφωσης M-ary, αλλά και μέσω των ίδιων των δεικτών των ενεργοποιημένων υποφερόμενων. Η SIM ενεργοποιεί επιλεκτικά υποφερόμενες συχνότητες με βάση τα εισερχόμενα bits, επιτρέποντας έτσι τη μεταφορά πρόσθετων bits πληροφορίας χωρίς να αυξάνεται το απαιτούμενο εύρος ζώνης. Παράλληλα, η χρήση της SIM συμβάλλει στη μείωση της ICI που όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως είναι ένα από τα ζητήματα που προκύπτουν κατά την χρήση αυτών των τεχνικών, καθώς ορισμένα υποφέροντα απενεργοποιούνται μερικώς, περιορίζοντας την αλληλεπίδραση μεταξύ των διαδοχικών σημάτων.

Το σύστημα MIMO-SEFDM-SIM μπορεί να λειτουργήσει με δύο κύριες στρατηγικές ομαδοποίησης των υποφερόμενων: την τοπική ομαδοποίηση (localized grouping) και τη διακεκομμένη ομαδοποίηση (interleaved grouping). Η διακεκομμένη ομαδοποίηση βελτιώνει την ευκλείδεια απόσταση μεταξύ των λαμβανόμενων σημάτων, κάτι που έχει άμεσο αντίκτυπο στη βελτίωση του BER.

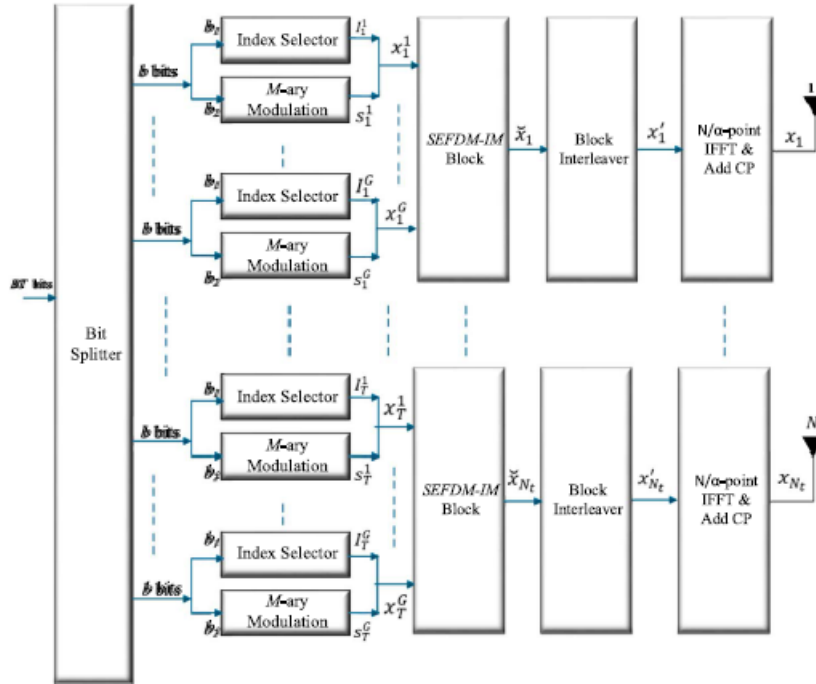
Σε ό,τι αφορά τη φασματική αποδοτικότητα, το σύστημα MIMO-SEFDM-SIM επιτυγχάνει σημαντική βελτίωση σε σύγκριση με τις παραδοσιακές τεχνολογίες MIMO-OFDM και MIMO-OFDM-SIM. Η μείωση της απόστασης μεταξύ των υποφερόμενων, που εκφράζεται μέσω του συντελεστή μείωσης  $\alpha$  ( $0 < \alpha < 1$ ), επιτρέπει την αποδοτικότερη χρήση του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι το MIMO-SEFDM-SIM μπορεί να επιτύχει έως και 40% αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας σε σύγκριση με το MIMO-SEFDM για παράγοντες συμπίεσης  $\alpha = 0.8$ , και ακόμα υψηλότερες αυξήσεις για μικρότερες τιμές  $\alpha$ . Η προσθήκη της SIM όχι μόνο μειώνει την ICI, αλλά αυξάνει και τον αριθμό των μεταδιδόμενων bits ανά υποφερόμενο. Το φάσμα που προκύπτει από το σύστημα MIMO-SEFDM-SIM μπορεί να απεικονιστεί γραφικά, με τη σύγκριση της ισχύος φάσματος μεταξύ των διαφόρων τεχνικών να αναδεικνύει τη βελτιστοποίηση που επιτυγχάνεται με τη μερική απενεργοποίηση των υποφερόμενων.



Σχήμα 2.2 Συγκρίσεις πλάτους μεταξύ των διαφόρων συστημάτων [2]

Η προτεινόμενη αρχιτεκτονική περιγράφει τη διαδικασία μετάδοσης και λήψης των σημάτων, καθώς και την κατανομή των δεδομένων στους διαθέσιμους πόρους φάσματος και χώρου. Το σύστημα αποτελείται από  $Nt$  κεραιές εκπομπής στον σταθμό βάσης (BS) και  $Nr$  κεραιές λήψης στον δέκτη, ενώ ο αριθμός των υποφερόντων για τη μετάδοση πολλαπλών φερόντων είναι  $Nf$ . Η συνολική ποσότητα των bits που μεταφέρονται από το σύστημα είναι  $BNt$ , όπου τα bits διαχωρίζονται σε  $G$  ομάδες. Κάθε ομάδα περιέχει  $b$  bits, τα οποία χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση ενός υπο-μπλοκ SEFDM μήκους  $N = NF/G$ .

Σε κάθε ομάδα, τα bits διαχωρίζονται περαιτέρω σε δύο κατηγορίες:  $b_1$  bits που επιλέγουν τους δείκτες των ενεργών υποφερόμενων και  $b_2$  bits που αντιστοιχούν στα διαμορφωμένα δεδομένα χρησιμοποιώντας διαμόρφωση M-ary. Τα ενεργά υποφέροντα αναπαρίστανται με τους δείκτες  $i_t^g(k)$ , όπου  $t$  αντιστοιχεί στον αριθμό κεραιάς εκπομπής και  $k$  στον αριθμό του υποφέρων. Παρακάτω ακολουθεί ένα σχήμα που απεικονίζει την αρχιτεκτονική του πομπού.



Σχήμα 2.3 Αρχιτεκτονική πομπού [2]

Ο ρυθμός μετάδοσης για κάθε ομάδα υπολογίζεται από τη σχέση:

$$R_g = \frac{1}{\alpha N} \left( \left\lceil \log_2 \left( \frac{N}{K} \right) \right\rceil + K \log_2 M \right) \quad (2.18)$$

Για να διατηρηθεί η μέση ισχύς ανά σύμβολο, τα μη μηδενικά σύμβολα  $K$  κανονικοποιούνται με έναν παράγοντα  $\sqrt{(N/K)}$ .

Η διαδικασία εκπομπής περιλαμβάνει την ομαδοποίηση των δεδομένων σε υπομπλοκ, τα οποία στη συνέχεια υφίστανται IFFT μεγέθους  $N/a$  για κάθε υπο-μπλοκ SEFDM. Η συμπίεση του εύρους ζώνης επιτυγχάνεται μέσω της μείωσης του διαχωρισμού των υποφερόντων κατά τον συντελεστή  $\alpha$ , ο οποίος καθορίζεται ως  $\alpha = \Delta f T$ , όπου  $\Delta f$  είναι ο ελάχιστος διαχωρισμός συχνοτήτων και  $T$  είναι η περίοδος του συμβόλου. Για να αντιμετωπιστεί η παρεμβολή μεταξύ των υποφερόντων (ICI) που προκύπτει από τη συμπίεση του εύρους, χρησιμοποιείται επιλεκτική απενεργοποίηση συγκεκριμένων υποφερόντων, ενώ τα δεδομένα περνούν από έναν διαπλεκόμενο μηχανισμό (interleaver) σε επίπεδο υποφέρον, για την αύξηση της ευκλείδειας απόστασης και τη μείωση της αλληλεξάρτησης μεταξύ τους. Για να γίνει αυτό, ο συντελεστής συμπίεσης εύρους ζώνης επιλέγεται ως  $\alpha = \Delta f T (\alpha < 1)$ , όπου  $\Delta f$  αντιπροσωπεύει την ελάχιστη απόσταση υποφερόντων στο πεδίο της συχνότητας και το  $T$  υποδηλώνει την περίοδο συμβόλου στο πεδίο του χρόνου. Ωστόσο, το συμβατικό σύστημα OFDM έχει  $\alpha = 1$ . Καθώς η απόσταση των υποφερόντων στο SEFDM είναι μικρότερη από το αντίστροφο του διαστήματος συμβόλου, αυτό έχει ως αποτέλεσμα αυξημένο ICI, το οποίο μπορεί να μειωθεί με μερική απενεργοποίηση των υποφερόντων. Αυτή η έννοια απεικονίζεται και στο σχήμα 2.2, όπου απεικονίζονται οι περιπτώσεις OFDM και SEFDM με και χωρίς SIM.

Ενδιαφέρον παρουσιάζει επίσης και η επιλογή υποφερόμενων και η διαμόρφωση τους. Η επιλογή των ενεργών υποφερόμενων γίνεται με δύο μεθόδους. Έναν πίνακα αναφοράς LUT που χρησιμοποιείται

για μικρές τιμές των  $N$ ,  $K$  και η συνδυαστική αριθμητική θεωρία που εφαρμόζεται σε μεγαλύτερες τιμές των  $N$ ,  $K$ . Τα bits  $b_1$  επιλέγουν  $K$  υποφερόμενα από  $N$ , και τα bits  $b_2$  διαμορφώνονται με  $M$ -ary διαμόρφωση πάνω στα επιλεγμένα υποφερόμενα. Στην δική μας περίπτωση η επιλογή γίνεται πιο απλά μέσω της μέγιστης ισχύς του υποφέροντος.

### 2.3 Αλγόριθμοι ανίχνευσης

Ένα σημαντικό κομμάτι του SEFDM και SEFDM-IM όπως και στο κλασικό OFDM-IM είναι οι αλγόριθμοι ανίχνευσης που χρησιμοποιούνται. Υπάρχουν δύο κύριες μέθοδοι ανίχνευσης για το σύστημα MIMO-SEFDM-SIM: η Μέγιστης Πιθανοφάνειας (Maximum Likelihood - ML) ανίχνευση και η εκτίμηση μέσω Λόγου Πιθανοφάνειας (Log-Likelihood Ratio - LLR). Αυτές οι τεχνικές έχουν σχεδιαστεί για να αντιμετωπίσουν τις προκλήσεις που προκύπτουν από τη μη ορθογωνική πολυπλεξία του SEFDM, η οποία δημιουργεί παρεμβολή μεταξύ υποφερόμενων ή ICI. Ο ανιχνευτής ML προσφέρει τη βέλτιστη απόδοση, καθώς αναζητά την πιο πιθανή ακολουθία συμβόλων λαμβάνοντας υπόψη το κανάλι διάδοσης και τον θόρυβο του συστήματος. Ο ML ανιχνευτής εκφράζεται μαθηματικά ως:

$$(\mathbf{x}_1^g, \dots, \mathbf{x}_t^g)_{\text{ML}} = \arg \min_{(\mathbf{x}_1^g, \dots, \mathbf{x}_T^g)} \sum_{r=1}^{N_r} \left\| \mathbf{y}_r^g - \sum_{t=1}^{N_t} \text{diag}(\mathbf{x}_t^g) \mathbf{h}_{r,t}^g \right\|^2 \quad (2.19)$$

Η εξίσωση αυτή δείχνει ότι ο ανιχνευτής ML πραγματοποιεί ελαχιστοποίηση του σφάλματος μεταξύ του λαμβανόμενου και του εκτιμώμενου σήματος. Το μοντέλο λειτουργεί με βάση την υπόθεση ότι υπάρχει τέλεια εκτίμηση του καναλιού (Perfect CSI). Σε πραγματικές συνθήκες, όμως, η εκτίμηση του καναλιού μπορεί να είναι ατελής, γεγονός που οδηγεί σε μικρότερη απόδοση.

Παρά την άριστη επίδοση σε όρους BER, ο ML ανιχνευτής έχει πολύ υψηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα της τάξης  $O(M^K N_t)$  όπου:

$M$  είναι η τάξη της διαμόρφωσης (π.χ. QAM, PSK),

$K$  είναι ο αριθμός των ενεργών υποφερόμενων

και  $N_t$  είναι ο αριθμός των κεραιών εκπομπής.

Λόγω αυτής της εκθετικής αύξησης της πολυπλοκότητας, η μέθοδος ML είναι ιδανική για μικρά συστήματα, αλλά γίνεται μη πρακτική για εφαρμογές με μεγάλο αριθμό υποφερόμενων και πολλαπλές κεραιές. Έτσι, σε μεγαλύτερα συστήματα προτιμώνται πιο αποδοτικές τεχνικές όπως η LLR ανίχνευση.

Η ανίχνευση μέσω Λόγου Πιθανοφάνειας (Log-Likelihood Ratio - LLR) προσφέρει μια αποδοτική εναλλακτική λύση στον ML ανιχνευτή, διατηρώντας χαμηλότερη υπολογιστική πολυπλοκότητα ενώ παράλληλα διατηρεί καλή απόδοση BER. Η βασική ιδέα του LLR ανιχνευτή είναι να εκτιμήσει την πιθανότητα κάθε υποφερόμενου να είναι ενεργό ή ανενεργό, χρησιμοποιώντας τον λόγο πιθανοφάνειας:

$$\gamma_t^g(n) = \ln \left( \frac{\sum_{j=1}^M \Pr(x_t^g(n) = s_t^g(j) | y_r^g(n))}{\Pr(x_t^g = 0 | y_r^g(n))} \right) \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned} \gamma_t^g(n) = & \ln(K) + \ln(N - K) + \frac{|y_r^g(n)|^2}{N_{0,F}} \\ & + \ln\left(\sum_{m=1}^M \exp\left(-\frac{|y_r^g(n) - h_{r,t} s_t^g|^2}{N_{0,F}}\right)\right) \end{aligned} \quad (2.21)$$

Η εξίσωση 2.21 δείχνει ότι το LLR υπολογίζει την πιθανότητα εμφάνισης ενός ενεργού υποφερόμενου σε σχέση με ένα ανενεργό. Στη συνέχεια, επιλέγονται τα  $K$  υποφερόμενα με τις υψηλότερες τιμές LLR, ενώ τα modulated σύμβολα αποδιαμορφώνονται ξεχωριστά. Η μέθοδος αυτή έχει σημαντικά χαμηλότερη πολυπλοκότητα σε σχέση με τον ML ανιχνευτή, καθώς απαιτεί  $O(M)$  πράξεις ανά υποφερόμενο. Παρόλο που δεν επιτυγχάνει την απόλυτη βέλτιστη απόδοση, η διαφορά BER μεταξύ ML και LLR είναι συνήθως μικρή, καθιστώντας το LLR μια πρακτική επιλογή για συστήματα που απαιτούν χαμηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα [2].

Το σήμα MIMO-SEFDM αναμένεται να έχει μακροπρόθεσμη εξέλιξη (LTE) συμβατότητα, καθώς μπορεί να τοποθετηθεί σε πλαίσιο LTE με ελάχιστη τροποποιήσεις. Στο σύστημα MIMO-OFDM, η ισοστάθμιση μονής βρόχου χρησιμοποιείται για χρονικά μεταβαλλόμενα και επιλεκτικά ως προς τη συχνότητα κανάλια. Ωστόσο, είναι δύσκολο να εφαρμοστεί με το MIMO-SEFDM επειδή το εύρος ζώνης η συμπίεση του εύρους ζώνης έχει ως αποτέλεσμα την να δημιουργείται ICI, αλλά έχει το μεγάλο μειονέκτημα της υψηλής υπολογιστικής πολυπλοκότητας. Στην προτεινόμενη μέθοδο, η ICI μειώνεται κατά τη μετάδοση με την εφαρμογή SIM, η οποία κάνει τους κλασικούς αποκωδικοποιητές όπως οι ML και LLR να αποδίδουν αποδοτικότερα.

Ακριβώς επειδή οι δύο προηγούμενες τεχνικές εισάγουν μεγάλη πολυπλοκότητα τόσο θεωρητική όσο και υπολογιστική για το δικό μας σύστημα επιλέχθηκε μια πιο απλή μέθοδος ανίχνευσης. Η διαδικασία ανίχνευσης βασίζεται στην MMSE (Minimum Mean Square Error Detection). Η βασική ιδέα πίσω από την ανίχνευση MMSE είναι η εξισορρόπηση της καταστολής παρεμβολών και της ενίσχυσης του θορύβου. Σε ένα τυπικό σύστημα επικοινωνίας, το λαμβανόμενο σήμα αποτελείται από έναν γραμμικό συνδυασμό μεταδιδόμενων συμβόλων που επηρεάζονται από τις διαταραχές του καναλιού και τον προσθετικό θόρυβο. Ο ανιχνευτής MMSE κατασκευάζει ένα φίλτρο που μετριάζει βέλτιστα την επίδραση τόσο της παρεμβολής μεταξύ συμβόλων όσο και του θορύβου, λαμβάνοντας υπόψη τη διακύμανση του θορύβου και τις συνθήκες του καναλιού. Σε αντίθεση με την ανίχνευση Zero-Forcing (ZF), η οποία εξαλείφει πλήρως την παρεμβολή αλλά μπορεί να ενισχύσει το θόρυβο σε κακές συνθήκες καναλιού, η ανίχνευση MMSE παρέχει μια πιο ισορροπημένη λύση ελαχιστοποιώντας το συνολικό σφάλμα εκτίμησης.

Ουσιαστικά κάνουμε αντίστροφη επεξεργασία του λαμβανόμενου σήματος, χρησιμοποιώντας τη ψευδοαντίστροφη (pseudo-inverse) μήτρα του SEFDM, χωρίς να εφαρμόζεται περίπλοκη ML ή LLR ανίχνευση. Για να ανιχνευθούν ποια υποφερόμενα είναι ενεργά παίρνουμε την ελάχιστη απόσταση τετραγώνων και τετραγωνίζουμε. Αυτό σημαίνει ότι για κάθε ομάδα  $N$  υποφερόντων, επιλέγονται τα  $K$  με το μεγαλύτερο πλάτος.

Η χρησιμοποιούμενη μέθοδος που επιλέχθηκε για το σύστημα μας έχει τα εξής πλεονεκτήματα σε σχέση με τις προηγούμενες δύο τεχνικές:

- Χαμηλή Υπολογιστική Πολυπλοκότητα: Σε αντίθεση με τον ML ανιχνευτή ή τον LLR ανιχνευτή, η μέθοδος μας βασίζεται σε κάτι πιο απλό και έχει πολυπλοκότητα  $O(N_F^3)$ .

- Αποφυγή Συνδυαστικής Αναζήτησης: Δεν χρειάζεται να αναζητήσει σε ένα μεγάλο σύνολο πιθανών συνδυασμών όπως οι ML/LLR.

Από την άλλη πλευρά, η απλή μέθοδος ανίχνευσης που αναφέρθηκε προηγουμένως είναι πιο ελαφριά υπολογιστικά αν και προφανώς όχι τόσο ακριβής όσο οι άλλες δύο.

Η επιλογή του κατάλληλου ανιχνευτή εξαρτάται από το εκάστοτε σενάριο χρήσης. Ο ML ανιχνευτής παρέχει την βέλτιστη BER απόδοση, αλλά είναι υπολογιστικά «ακριβός». Ο LLR ανιχνευτής είναι σχεδόν εξίσου αποδοτικός με πολύ χαμηλότερη πολυπλοκότητα, γεγονός που τον καθιστά την προτιμώμενη επιλογή σε πολλά σενάρια.

## 2.4 Δημιουργία σημάτων στο SEFDM και επίδραση του συντελεστή $\alpha$

Ας δούμε λοιπόν τώρα πώς δημιουργούνται τα σήματα στο SEFDM. Η επικάλυψη των υποφερόντων όπως ειπώθηκε και προηγουμένως έχει ως αποτέλεσμα τη συμπίεση του φάσματος, επιτρέποντας περισσότερα δεδομένα στο ίδιο εύρος ζώνης. Ο συντελεστής μείωσης  $\alpha$  είναι κρίσιμος, καθώς επηρεάζει άμεσα τη φασματική απόδοση και το επίπεδο ICI που εμφανίζεται κατά τη μετάδοση. Η εξίσωση του σήματος που εμπεριέχει αυτό το συντελεστή δίνεται από το [2] ως:

$$x_t = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{n=0}^{N_F-1} x'_n \exp(j2\pi n\alpha t/T) \quad (2.1)$$

Παρόμοια, στην παρακάτω εξίσωση (2.2) μπορούμε να δούμε πως δημιουργείται ένα FDM σήμα  $s(t)$  όπως ορίζεται από το [4]:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \{C_k(t) e^{j2\pi\Delta f k t}\} \quad (2.2)$$

Όπου  $N$  ο αριθμός χρησιμοποιούμενων υποφερόντων,

$\Delta f$ - διαχωρισμός συχνότητας μεταξύ γειτονικών υποφερόντων,

$C_k(t)$ - σύνθετη συνάρτηση χειρισμού για το  $k$ -οστό υποφερόντων.

Για τα κλασικά σήματα OFDM έχουμε:

$$C_k(t) = C_N^{(n)}(k) \text{ για } t \in [(n-1)T; nT], n \in \mathbb{N} \quad (2.3)$$

Εδώ το  $C_N^{(n)}(k)$  είναι το μιγαδικό πλάτος για το  $n$ -οστό OFDM σύμβολο.

Η διαδικασία παραγωγής σημάτων SEFDM μπορεί να γίνει με συνολικά 3 μεθόδους και θα αναλυθούν στην συνέχεια.

Αρχικά ας δούμε τη πρώτη μέθοδο που είναι η δημιουργία μιας  $N$ -σημειακής Αντίστροφης Διακριτής Μετασχηματίζουσας Fourier (IDFT) στα σύμβολα διαμόρφωσης  $C_k$  και στη συνέχεια την τμηματοποίηση της προκύπτουσας ακολουθίας σε  $L$  δείγματα για τη δημιουργία ενός συμπιεσμένου φασματικά σήματος SEFDM.

Το σύστημα λήψης χρησιμοποιεί  $N$ -σημειακή Διακριτή Μετασχηματίζουσα Fourier (DFT) για να εκτιμήσει τα σύμβολα  $C_k$ . Η επικάλυψη των υποφερόντων οδηγεί σε παρεμβολές μεταξύ υποφερόντων, οι οποίες απαιτούν ενισχυμένη αντιστάθμιση για να εξασφαλιστεί η αξιόπιστη εκτίμηση του σήματος.

Ας θεωρήσουμε ένα πεπερασμένο διακριτό σήμα  $s_N^{(n)}(i)$ , που αντιστοιχεί στο n-οστό FDM-σύμβολο του  $s(i)$ , που συνεχίζεται σε διάρκεια έως N δείγματα:

$$s_N^{(n)}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \psi_N(i) C_N^{(n)}(k) e^{j2\pi \frac{ki}{N}} \right\}, i = 0 \dots (N-1), \begin{cases} \psi_N(i) = 1, i = \overline{0 \dots (N-1)} \\ \psi_N(i) = 0, i \neq \overline{0 \dots (N-1)} \end{cases} \quad (2.4)$$

Η περιοδική επέκταση  $\zeta_N^{(n)}(i)$  της  $s_N^{(n)}(i)$  με περίοδο ίση με N δείγματα είναι:

$$\begin{aligned} \zeta_N^{(n)}(i) &= \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} \left\{ s_N^{(n)}(i - mN) \right\} = \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \left[ \psi_N(i - mN) C_N^{(n)}(k) e^{j2\pi \frac{k(i-mN)}{N}} \right] \right\} = \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ C_N^{(n)}(k) e^{j2\pi \frac{ki}{N}} \right\}. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Η εξίσωση (2.4) είναι ο αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier ή αλλιώς IDFT.

Για σήματα OFDM έχουμε  $\alpha = 1$ , ενώ για SEFDM  $\alpha < 1$ . Στο ψηφιακό πεδίο το σήμα εξετάζεται σε ορισμένες χρονικές στιγμές:  $s(i\Delta t)$ ,  $\Delta t = \frac{1}{Fs}$  το διάστημα δειγματοληψίας,  $Fs$  - συχνότητα δειγματοληψίας. Συνήθως  $Fs = N\Delta f$ , για  $\Delta t * \Delta f = 1/N$  και  $T / \Delta t = N\alpha = L$ . Θεωρούμε σήματα με φυσικό L :

$$Na = L \in \mathbb{N} \quad (2.6)$$

Υποθέτοντας ότι ο αριθμός των υποφώνων στο σύστημα FDM είναι δύναμη του δύο καθίσταται δυνατή η χρήση γρήγορων αλγορίθμων για DFT και IDFT. Παραγωγή σημάτων SEFDM γίνεται με χρήση FFT/IFFT μειώνοντας την υπολογιστική πολυπλοκότητα της μεθόδου. Όσον αφορά το (2.6), οι συνθήκες εφαρμογής του περιγραφόμενου συστήματος και των αλγορίθμων FFT/IFFT μπορούν να γραφούν ως εξής.

$$N = 2^n, n \in \mathbb{N}; \alpha = l/p = l/2^m, \{l, m\} \in \mathbb{N}; n \geq m. \quad (2.7)$$

Η εξίσωση (2.7) αναθέτει σε κάθε τιμή του N ένα πεπερασμένο σύνολο πιθανών τιμών για  $\alpha < 1$  με αριθμό τιμών σε κάθε σύνολο  $M_\alpha(N) = N - 1$ . Παραδείγματα επιτρεπόμενων συντελεστών  $\alpha$  για  $N = 2, 4, 8, 16$  παρουσιάζονται στον πίνακα 1. Όταν ο αριθμός των υποφώνων είναι ( $N \geq 26 = 64$ ), ένας αριθμός συντελεστών  $M_\alpha(N)$  είναι υπεραρκετός όσον αφορά τη χρήση σε πραγματικά συστήματα επικοινωνίας. Ειδικότερα, για  $N = 64$  υπάρχουν 63 πιθανές τιμές για το  $\alpha, \alpha \in (0, 1)$ .

**Πίνακας 2.1 Τιμές «α» χρησιμοποιώντας το IFFT για  $N=2, 4, 8, 16$  [4]**

N	A	$M_\alpha(N)$
2	1/2	1
4	1/2, 1/4, 1/8	3
8	1/2, 1/4, 3/4, 1/8, 3/8, 5/8, 7/8	7
16	1/2, 1/4, 3/4, 1/8, 3/8, 5/8, 7/8, 1/16, 3/16, 5/16, 7/16, 9/16, 11/16, 13/16, 15/16	15

## 2.5 Σχήμα παραγωγής και λήψης DFT/IDFT με βάση το L-σημείο

Η δεύτερη μέθοδος είναι παρόμοια με την N-Point που αναφέρθηκε προηγουμένως και αφορά ένα σχήμα παραγωγής και λήψης DFT/IDFT με βάση το L-Point και είναι και αυτή που επιλέχθηκε για την παρούσα εργασία. Η μετατροπή σε μετασχηματισμούς L-σημείων είναι δυνατή εάν στην εξίσωση 2.5 αντικατασταθεί το σήμα  $s_N^{(n)}(i)$  με  $s_L^{(n)}(i)$  όπου τότε θα έχουμε:

$$s_L^{(n)}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \psi_L(i) C_N^{(n)}(k) e^{j2\pi \frac{ki}{N}} \right\}, i$$

$$= 0 \dots (L-1), \begin{cases} \psi_L(i) = 1, i = 0 \dots (L-1) \\ \psi_L(i) = 0, i \neq 0 \dots (L-1) \end{cases} \quad (2.8)$$

Και τότε προκύπτει,

$$\zeta_L^{(n)}(i) = \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} \left\{ s_L^{(n)}(i - mL) \right\} = \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \left[ \psi_L(i - mL) C_N^{(n)}(k) e^{j2\pi \frac{k(i-mL)}{N}} \right] \right\} \quad (2.9)$$

Η στρατηγική παραγωγής με βάση την L-σημειακή DFT/IDFT στοχεύει στην άμεση παραγωγή των L δειγμάτων, καθιστώντας τη διαδικασία πιο αποδοτική σε σχέση με το N-σημειακό σύστημα. Τα σύμβολα διαμόρφωσης  $C_k$  χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των φασματικών δειγμάτων  $S_L$  μέσω ενός μετασχηματισμού μήτρας  $K$ . Τα δείγματα  $S_L$  εισάγονται σε μια L-σημειακή IDFT για τη δημιουργία του σήματος SEFDM στο πεδίο του χρόνου.

$$S_L^{(n)}(l) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \zeta_L^{(n)}(i) e^{-j2\pi \frac{il}{L}} =$$

$$\frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \left( \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \left[ \psi_L(i - mL) C_N^{(n)}(k) e^{j2\pi \frac{k(i-mL)}{N}} \right] \right\} e^{-j2\pi \frac{il}{L}} \right) \quad (2.10)$$

για  $l = 0, L-1$ :

$$S_L^{(n)}(l) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \left( \sum_{k=0}^{N-1} \left[ C_N^{(n)}(k) e^{j2\pi \frac{ki}{N}} e^{-j2\pi \frac{il}{L}} \right] \right) = \sum_{k=0}^{N-1} \left( C_N^{(n)}(k) \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} e^{j2\pi i \left( \frac{k}{N} - \frac{l}{L} \right)} \right) =$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} C_N^{(n)}(k) K(l, k), \text{ όπου } K(l, k) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} e^{j2\pi i \left( \frac{k}{N} - \frac{l}{L} \right)}$$

Η λήψη απαιτεί L-σημειακή DFT για την αναδόμηση των μεταδομένων φασματικών δειγμάτων  $S_L$ , ακολουθούμενης από την επίλυση του υποκαθορισμένου γραμμικού συστήματος που εκπροσωπείται από τη μήτρα  $K$ , χρησιμοποιώντας μεθόδους όπως την ψευδοαντιστροφή και την τεχνική ελαχίστων μέσων τετραγώνων (MMSE) για την εκτίμηση των  $C_k$ .

Έτσι, τα φασματικά δείγματα  $S_L^{(n)}(l)$  που προκύπτουν αντιπροσωπεύουν ένα γραμμικό συνδυασμό των  $C_N^{(n)}(k)$ . Επί της ουσίας προκύπτει ένα διάνυσμα όπως στην παρακάτω εξίσωση.

$$\bar{S}_L = \mathbf{K}_{L \times N} \bar{C}_N \quad (2.11)$$

Οπότε όταν έχουμε  $L = N$  σημαίνει ότι προκύπτει ένας διαγώνιος πίνακας όπου τα διαγώνια στοιχεία είναι όλα κοντά στο 1. Αυτό σημαίνει ότι και η απόσταση των υποφέρωντων είναι πια η κλασική όπως

στο OFDM εφόσον ο συντελεστής  $\alpha$  σε αυτή τη περίπτωση θα ισούται με 1 με αποτέλεσμα να είναι αμελητέος στην εξίσωση. Οπότε μπορούμε να πούμε ότι κάθε SEFDM σήμα θα παράγεται ως εξής:

Η μετατροπή επιτυγχάνεται με τον επαναπροσδιορισμό του πεπερασμένου διακριτού σήματος SEFDM χρησιμοποιώντας μετασχηματισμούς L-σημείων. Με τον τρόπο αυτό, εξάγεται μια έκφραση που δείχνει ότι τα φασματικά δείγματα του σήματος SEFDM μπορούν να ερμηνευθούν ως γραμμικός συνδυασμός συμβόλων διαμόρφωσης όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, που αναπαρίσταται σε μορφή πίνακα. Στην πλευρά του πομπού, το σήμα SEFDM παράγεται από υπολογισμό φασματικών δειγμάτων μέσω του γραμμικού συνδυασμού συμβόλων διαμόρφωσης και την εκτέλεση L-σημείου IDFT σε αυτά τα φασματικά δείγματα για να ληφθεί το σήμα στο πεδίο του χρόνου.

Από την πλευρά του δέκτη, το DFT L-σημείων χρησιμοποιείται για την εξαγωγή των φασματικών μετρήσεων, αλλά η ανάκτηση των αρχικών συμβόλων διαμόρφωσης είναι δύσκολη επειδή ο πίνακας αντιστοίχισης  $K$  δεν είναι τετραγωνικός. Αυτό οδηγεί σε απροσδιόριστα γραμμικά συστήματα, γεγονός που καθιστά αναγκαία τη χρήση αλγορίθμων προσέγγισης, όπως την προσέγγιση του ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (MMSE), για την αποτελεσματική εκτίμηση των συμβόλων διαμόρφωσης [4].

## 2.6 Σχήμα παραγωγής και λήψης DFT/IDFT με βάση πολλαπλά μπλοκ L-σημείων

Η τρίτη και τελευταία μέθοδος προσπαθεί να ελαχιστοποιήσει το κύριο μειονέκτημα του συστήματος της προηγούμενης μεθόδου που είναι η ανάγκη εκτέλεσης υπολογιστικά εντατικών γραμμικών μετασχηματισμών στα σύμβολα διαμόρφωσης στο σύστημα εκπομπής και λήψης. Εναλλακτική προσέγγιση είναι η παράλληλη χρήση πολλών L-σημείων DFT/IDFT μπλοκ.

Σε αυτή τη περίπτωση το σήμα  $S_L^{(n)}(l)$  θα προσαρμοστεί ως εξής:

$$\begin{aligned}
 s_L^{(n)}(i) &= \sum_{k=0}^{Nl-1} \left\{ \psi_L(i) C'_{NI}{}^{(n)}(k) e^{j2\pi \frac{ki}{IN}} \right\} = \sum_{b=0}^{p-1} \left[ \sum_{k=0}^{Nl/p-1} \left\{ \psi_L(i) C'_{NI}{}^{(n)}(kp+b) e^{j2\pi \frac{(kp+b)i}{IN}} \right\} \right] = \\
 &= \sum_{b=0}^{p-1} \left[ \sum_{k=0}^{\frac{Nl}{p}-1} \left\{ \psi_L(i) C'_{NI}{}^{(n)}(kp+b) e^{j2\pi \frac{kpi}{IN}} \right\} e^{j2\pi \frac{bi}{IN}} \right] = \\
 &= \sum_{b=0}^{p-1} \left[ \sum_{k=0}^{L-1} \left\{ \psi_L(i) C'_{NI}{}^{(n)}(kp+b) e^{j2\pi \frac{ki}{L}} \right\} e^{j2\pi \frac{bi}{IN}} \right]
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

Οπότε μπορούμε μετά να γράψουμε την συνέχεια του σήματος ως:

$$\zeta_L^{(n)}(i) = \sum_{b=0}^{p-1} \left[ \sum_{k=0}^{L-1} \left\{ C'_{NI}{}^{(n)}(kp+b) e^{j2\pi \frac{ki}{L}} \right\} e^{j2\pi \frac{bi}{IN}} \right], i = \overline{0, L-1} \tag{2.13}$$

$$\zeta_L^{(n)}(i, b) = \sum_{k=0}^{L-1} \left\{ C'_{NI}{}^{(n)}(k, b) e^{j2\pi \frac{ki}{L}} \right\}; i = \overline{0, L-1}, b = \overline{0, p-1}, \tag{2.14}$$

Κάθε διάνυσμα  $\overline{z_L^{(n)}}(b)$  αντιπροσωπεύει το σύνολο των δειγμάτων στην έξοδο του b-οστού μπλοκ L-σημείου IDFT. Το b-οστό διάνυσμα πολλαπλασιάζεται κατά στοιχείο με την ακόλουθη συνάρτηση:

$$\gamma(i, b) = \exp\left(j2\pi \frac{bi}{LN}\right); i = \overline{0, L-1} \quad (2.15)$$

Ο πολλαπλασιασμός αυτός καθορίζει την μετατόπιση της συχνότητας των διανυσμάτων του φάσματος με βάση την συχνότητα  $\frac{\Delta f}{l}$

Παρόμοια λοιπόν με τις 2 προηγούμενες μεθόδους τα σήματα με αυτή τη μέθοδο δημιουργούνται ως εξής. Για κάθε σύμβολο SEFDM με δείκτη n τα σύνθετα σύμβολα μετασχηματίζονται. Μετά έχουμε L-σημειακό IDFT με βάση την εξίσωση 2.14 και τα διανύσματα που προκύπτουν από αυτό το μετασχηματισμό πολλαπλασιάζονται με βάση τα δείγματα που προκύπτουν από την 2.15 στοιχείο προς στοιχείο (element wise). Το αποτέλεσμα είναι ένα διάνυσμα με L δείγματα [4].

Η προσέγγιση αυτή πολλαπλών μπλοκ L-σημείων τμηματοποιεί την επεξεργασία του σήματος SEFDM σε μικρότερα, διαχειρίσιμα τμήματα. Αντί να υπολογίζεται απευθείας ένας IDFT N σημείων, το σήμα διαιρείται σε μπλοκ L σημείων και υπολογίζονται πολλαπλοί μικρότεροι DFT. Αυτή η επεξεργασία κατά μπλοκ επιτρέπει τον αποδοτικό υπολογισμό με βάση τον FFT, διατηρώντας παράλληλα τη δομή του SEFDM.

- **Αναπαράσταση σήματος σε υπο-μπλοκ:** Το σήμα SEFDM, που παραδοσιακά αναπαρίσταται ως διάνυσμα N διαστάσεων, χωρίζεται σε ομάδες G (ή μπλοκ), όπου κάθε μπλοκ αποτελείται από L υποφέροντα. Αυτός ο μετασχηματισμός επιτρέπει τον υπολογισμό της μεγάλης κλίμακας N-σημείων IDFT με τη χρήση μικρότερων L-σημείων IDFT.
- **Εφαρμογή του IDFT:** Μέσα σε κάθε μπλοκ, εφαρμόζεται ένα IDFT L-σημείων για τη δημιουργία της κυματομορφής SEFDM. Λόγω της επικάλυψης των υποφερόντων, εισάγεται ένας πρόσθετος πίνακας στάθμισης για την τροποποίηση της βάσης IDFT, ο οποίος αντικατοπτρίζει τον παράγοντα φασματικής συμπίεσης.
- **Συνδυασμός των μπλοκ:** Οι έξοδοι όλων των μπλοκ G συνδυάζονται στη συνέχεια για να σχηματίσουν το πλήρες διαμορφωμένο με SEFDM σήμα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα μια υπολογιστικά αποδοτική αναπαράσταση του SEFDM χωρίς να απαιτείται μια IDFT πλήρους κλίμακας N σημείων.

## 2.7 Επιλογή μεθόδου δημιουργίας σημάτων SEFDM

Αφού λοιπόν έχουμε αναλύσει τις τρεις μεθόδους για τη δημιουργία και λήψη σημάτων SEFDM έχουν πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα και γιατί επιλέξαμε για την δικιά μας προσομοίωση την L-σημειακή δημιουργία και λήψη. Το σχήμα σημείων L προσφέρει υπολογιστικά οφέλη, ιδίως όταν το L είναι δύναμη του δύο, επιτρέποντας τη χρήση γρήγορων αλγορίθμων. Ωστόσο, η ευελιξία του στην επιλογή των συντελεστών συμπίεσης είναι πιο περιορισμένη σε σύγκριση με το σχήμα N-σημείων. Για πρακτικές εφαρμογές, η προσέγγιση L-σημείων εξακολουθεί να είναι ιδιαίτερα σημαντική, ιδίως όταν η υπολογιστική απόδοση αποτελεί προτεραιότητα. Η τρίτη μέθοδος παρότι αρκετά καλή από άποψη υπολογιστικού φόρτου προσφέρει μεν μια καλή λύση για τη δημιουργία αλλά θεωρήθηκε ότι

για τη παρούσα εργασία η δημιουργία του δέκτη και του/των πομπών με τη διαδικασία που περιγράφεται θα ήταν περίπλοκη.

## **2.8 Επίλογος**

Σε αυτό το κεφάλαιο αναλύθηκαν τα κύρια στοιχεία του συστήματος SEFDM και του IM καθώς και η λειτουργία του SEFDM-IM δηλαδή του συνδυασμού τους. Επίσης μελετήθηκαν και οι τεχνικές ανίχνευσης των ενεργών υποφερόντων και έγινε σύγκριση της αποτελεσματικότητας τους. Κατόπιν αναλύθηκαν οι τρόποι, συγκεκριμένα οι τρεις μέθοδοι, με τους οποίους μπορούν να δημιουργηθούν τα σήματα σε ένα SEFDM σύστημα. Τέλος, συγκρίθηκαν οι τρεις αυτοί μέθοδοι ως προς την πολυπλοκότητα τους, τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα τους.

## Κεφάλαιο 3ο: Προσομοίωση Συστήματος

Σε αυτήν την ενότητα θα αναλυθεί το μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε βασισμένο στη θεωρία και τις τεχνικές του προηγούμενου κεφαλαίου για την προσομοίωση στο περιβάλλον του Matlab.

### 3.1 Το μοντέλο προσομοίωσης

Η παρούσα μελέτη όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως έχει ως σκοπό τη μελέτη και δημιουργία ενός φασματικά αποδοτικού συστήματος, χρησιμοποιώντας τις έννοιες και τεχνικές της SEFDM και του IM. Το παρόν μοντέλο προσομοιώνει ένα σύστημα SEFDM με IM υπό μεταβαλλόμενους συντελεστές συμπίεσης  $\alpha$ . Είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι χρησιμοποιείται ασύμφωνη διαμόρφωση η οποία είναι μια τεχνική όπου ο δέκτης δεν απαιτεί ακριβή γνώση της φάσης του φέροντος, σε αντίθεση με τη συνεκτική, η οποία εξαρτάται από τον ακριβή συγχρονισμό φάσης. Στο σύστημά μας, γίνεται χρήση ανίχνευσης τετραγωνικού νόμου. Στη ασύμφωνη διαμόρφωση, δεν μπορούμε να εξάγουμε άμεσα πληροφορίες φάσης. Αντ' αυτού, βασίζομαστε στην ανίχνευση με βάση την ενέργεια. Η ανίχνευση τετραγωνικού νόμου λαμβάνει το λαμβανόμενο σήμα  $r(t)$ , το τετραγωνίζει και στη συνέχεια ολοκληρώνει στο χρόνο όπως φαίνεται στην παρακάτω εξίσωση.

$$I = \int |r(t)|^2 dt \quad (3.1)$$

Η προσομοίωση στοχεύει στο να διερευνήσει την απόδοση του ρυθμού σφάλματος bit (BER) σε διαφορετικές τιμές του SNR καθώς και την επιρροή στο PER. Ο βασικός στόχος της υλοποίησης είναι να καταδείξει πώς η μείωση της απόστασης συχνότητας μεταξύ των υποφερόντων (με χρήση SEFDM) σε συνδυασμό με IM μπορεί να βελτιώσει τη φασματική απόδοση και παράλληλα να διαχειριστεί και την ICI που προκαλείται από μη ορθογώνια υποφέροντα.

Ο πίνακας K χρησιμοποιείται για να αναπαραστήσει τον μετασχηματισμό που προκαλείται από τη μειωμένη απόσταση μεταξύ των υποφερόντων και το ψευδοαντίστροφο που χρησιμοποιείται στον δέκτη για την ανακατασκευή του αρχικού σήματος. Η IM βελτιώνει τη φασματική απόδοση με την κωδικοποίηση πληροφοριών όχι μόνο στα σύμβολα δεδομένων αλλά και στους δείκτες των ενεργών υποφερόντων. Τα υποφέροντα ενεργοποιούνται επιλεκτικά με βάση μια αντιστοίχιση δεικτών που προκύπτει από τα bits εισόδου. Η προσομοίωση ενσωματώνει αυτές τις δύο προηγμένες έννοιες και αξιολογεί τη συνδυασμένη επίδρασή τους στη φασματική απόδοση και την απόδοση σφάλματος. Παρακάτω ακολουθεί ο πίνακας με τις μεταβλητές, τις περιγραφές και τις αντίστοιχες τιμές τους που χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση. Για την προσομοίωση έχουν τρέξει ουσιαστικά δύο σενάρια με και χωρίς διαφορισμό οι μεταβλητές που φαίνονται στο πίνακα αντικατοπτρίζουν το σενάριο με διαφορισμό καθώς ουσιαστικά απλά έχουμε διπλές εγγραφές του σήματος λήψης, του πίνακα που αποθηκεύει τα υποφέροντα κτλ.

*Πίνακας 3.1 Παράμετροι-Μεταβλητές του συστήματος και οι περιγραφές τους*

Μεταβλητή / Παράμετρος	Περιγραφή
NF	Συνολικός αριθμός υποφερόντων
N	Αριθμός υποφερόντων ανά ομάδα

<b>G</b>	Αριθμός ομάδων υποφερόντων
<b>SNRdB</b>	Λόγος ισχύος σήματος προς θόρυβο (SNR) σε dB
<b>Number_of_Active_SC</b>	Αριθμός ενεργών υποφερόντων ανά ομάδα
<b>Num_of_bitsIM</b>	Συνολικός αριθμός bits για διαμόρφωση δείκτη (Index Modulation)
<b>bit_errorsIM</b>	Συνολικός αριθμός σφαλμάτων bits για διαμόρφωση δείκτη (Index Modulation)
<b>Total_power</b>	Συνολική ισχύς του συστήματος
<b>IM_power</b>	Ισχύς διαμόρφωσης δείκτη (Index Modulation) ανά ομάδα
<b>CP</b>	Μήκος κυκλικού προθέματος (Cyclic Prefix)
<b>p1</b>	Αριθμός bits για τη διαμόρφωση του ενεργού υποφερόντος
<b>p2</b>	Επιπλέον bits διαμόρφωσης
<b>alphas</b>	Τιμές του συντελεστή συμπίεσης φάσματος $\alpha$ (Alpha)
<b>num_blocks</b>	Αριθμός μπλοκ διαμόρφωσης (ίδιος με τον αριθμό ομάδων)
<b>alpha</b>	Τρέχουσα τιμή του συντελεστή συμπίεσης φάσματος
<b>L</b>	Αριθμός δειγμάτων μετά τη συμπίεση
<b>K</b>	Μήτρα SEFDM για συμπίεση του φάσματος
<b>K_pseudo_inverse</b>	Ψευδοαντίστροφη μήτρα SEFDM
<b>required_errors</b>	Απαιτούμενος αριθμός σφαλμάτων για κάθε τιμή SNR
<b>info_bitsIM</b>	Τυχαία ακολουθία bits για διαμόρφωση δείκτη
<b>info_table</b>	Πίνακας διαμορφωμένων bits ανά ομάδα
<b>active_SC</b>	Δείκτες ενεργών υποφερόντων
<b>tx_signal1</b>	Μεταδιδόμενο σήμα πριν από το IFFT
<b>tx_signal2</b>	Μεταδιδόμενο σήμα πριν από το IFFT
<b>subcarriers1</b>	Τιμές των υποφερόντων για μετάδοση
<b>subcarriers2</b>	Τιμές των υποφερόντων για μετάδοση

<b>S_1_sefdm</b>	Σήμα στο πεδίο του χρόνου μετά τη μήτρα SEFDM
<b>tx_signal_cp1</b>	Μεταδιδόμενο σήμα με προσθήκη κυκλικού προθέματος (CP)
<b>tx_signal_cp2</b>	Μεταδιδόμενο σήμα με προσθήκη κυκλικού προθέματος (CP)
<b>h</b>	Συντελεστής εξασθένησης Rayleigh καναλιού
<b>p</b>	Κατανομή ισχύος στα κανάλια Rayleigh
<b>rx_signal_cp1</b>	Ληφθέν σήμα μετά τη διέλευση από το κανάλι και το θόρυβο
<b>rx_signal_cp2</b>	Ληφθέν σήμα μετά τη διέλευση από το κανάλι και το θόρυβο
<b>noise1</b>	Προστιθέμενος θόρυβος AWGN
<b>noise2</b>	Προστιθέμενος θόρυβος AWGN
<b>rx_signal1</b>	Ληφθέν σήμα μετά την αφαίρεση του CP
<b>rx_signal2</b>	Ληφθέν σήμα μετά την αφαίρεση του CP
<b>S_1_sefdm_hat1</b>	Ανακατασκευασμένο σήμα στο πεδίο του χρόνου
<b>S_1_sefdm_hat2</b>	Ανακατασκευασμένο σήμα στο πεδίο του χρόνου
<b>subcarriers_hat1</b>	Εκτιμήσεις των υποφερόντων μετά το κανάλι
<b>subcarriers_hat2</b>	Εκτιμήσεις των υποφερόντων μετά το κανάλι
<b>detected_bits</b>	Ανιχνευμένα bits από τον δέκτη
<b>detected_index</b>	Ανιχνευμένος δείκτης ενεργού υποφερόντος
<b>bit_errors</b>	Αριθμός σφαλμάτων bits
<b>Total_errors</b>	Συνολικά σφάλματα bits ανά τιμή alpha
<b>Total_bits</b>	Συνολικός αριθμός bits ανά τιμή alpha
<b>Total_packet_errors</b>	Συνολικός αριθμός λανθασμένων πακέτων ανά τιμή alpha
<b>Total_packets</b>	Συνολικός αριθμός πακέτων ανά τιμή alpha

Όταν  $\alpha = 1$ , το σύστημα συμπεριφέρεται όπως ένα τυπικό σύστημα OFDM, όπου η απόσταση μεταξύ των υποφερόντων είναι ορθογώνια και δεν εμφανίζεται ICI. Όταν  $\alpha < 1$ , η απόσταση μεταξύ των

υποφερόντων μειώνεται, οδηγώντας σε φασματική συμπίεση. Αυτό βελτιώνει τη φασματική απόδοση, αλλά εισάγει ICI επειδή παραβιάζεται η ορθογωνικότητα τους. Χρησιμοποιώντας την παρακάτω εξίσωση:

$$L = \text{round}(N_F a) \quad (3.2)$$

Όπου  $N_F$  ο συνολικός αριθμός των υποφερόντων και  $L$  ο συνολικός αριθμός των υποφερόντων μετά την συμπίεση με «α». Για κάθε άλφα, η αντίστοιχη τιμή  $L$  καθορίζει το μήκος του συμπιεσμένου σήματος στον πίνακα  $K$ . Μικρότερο  $a$  οδηγεί σε μικρότερο  $L$ , με αποτέλεσμα λιγότερα δείγματα για τον ίδιο αριθμό υποφερόντων.

Ο πίνακας  $K$  αντιπροσωπεύει το μετασχηματισμό που προκαλείται από τη μη ορθογώνια απόσταση συχνοτήτων στο SEFDM. Τα στοιχεία του υπολογίζονται με βάση τη μειωμένη απόσταση των υποφερόντων χρησιμοποιώντας τον τύπο:

$$K(l+1, k+1) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} e^{j2\pi i \left( \frac{k-l}{N_F L} \right)} \quad (3.3)$$

Το  $L$  αντιπροσωπεύει το συμπιεσμένο μήκος. Ο πίνακας  $K$  δεν είναι τετραγωνικός για το SEFDM (όπως  $L < N_F$ ), καθιστώντας τον μη αντιστρέψιμο. Αντ' αυτού, το ψευδοαντίστροφο του χρησιμοποιείται για την προσεγγιστική ανακατασκευή του μεταδιδόμενου σήματος.

Ο ρόλος της μήτρας  $K$  χωρίζεται σε αυτόν του πομπού και του δέκτη. Στον πομπό, ο  $K$  αντιστοιχίζει την αναπαράσταση του πεδίου συχνοτήτων των υποφερόντων σε ένα συμπιεσμένο σήμα εύρους ζώνης. Στο δέκτη, το ψευδοαντίστροφο του  $K$  ανακατασκευάζει την αρχική αναπαράσταση των υποφερόντων από το λαμβανόμενο σήμα SEFDM. Αυτός ο μετασχηματισμός με βάση τον πίνακα είναι η βάση για την επίτευξη των βελτιώσεων της φασματικής απόδοσης του SEFDM.

Ο αριθμός ενεργών υποφερόντων  $N_{active}$  έχει οριστεί σε 1 ανά ομάδα στην προσομοίωση. Αυτό σημαίνει ότι μόνο 1 ανά ομάδα  $N$  υποφερόντων ενεργοποιείται κατά τη διάρκεια κάθε μετάδοσης. Ο αριθμός των δυνατών συνδυασμών των ενεργών υποφερόντων δίνεται από τον διωνυμικό συντελεστή:

$$p1 = \log_2 \binom{N}{K} \quad (3.4)$$

Για παράδειγμα για  $N=16$  έχουμε:

$$p1 = \log_2 \binom{16}{1} = 4 \text{bits} \quad (3.5)$$

Αυτό σημαίνει ότι χρησιμοποιούνται 4 bits για να δείξουν ποιο υποφέρον στην ομάδα είναι ενεργό.

Δημιουργούνται τυχαία bits για την αναπαράσταση πληροφοριών. Αυτά τα bits αναδιαμορφώνονται και ομαδοποιούνται σε μπλοκ που αντιστοιχούν στον αριθμό των ομάδων ( $G$ ) και στον αριθμό των bits εύρεσης ( $p1$ ). Οι δείκτες των ενεργών υποφερόντων προσδιορίζονται χρησιμοποιώντας τα bits πληροφορίας και την ένδειξη ότι πρέπει να χρησιμοποιηθεί το left-msb. Ο συνολικός αριθμός υποφερόντων (π.χ.  $N_F = 1024$ ) χωρίζεται σε  $G = 64$  ομάδες, με κάθε ομάδα να περιέχει  $N = 16$  υποφέροντα. Κάθε ομάδα φέρει  $p1 = 4$  bits εύρεσης για να υποδείξει το ενεργό υποφέρον. Επιπλέον, κάθε ένα από αυτά φέρει ένα διαμορφωμένο σύμβολο (μυγαδικός αριθμός).

Τα σύμβολα των υποφερόντων αντιστοιχίζονται στον πίνακα  $K$  του SEFDM. Το συμπιεσμένο σήμα SEFDM παράγεται χρησιμοποιώντας:

```
S_1_sefdm = K * subcarriers.');
```

Έπειτα ένας IFFT εφαρμόζεται με τον παρακάτω τύπο:

```
tx_signal = ifft(S_1_sefdm) * sqrt(L);
```

Όπως βλέπουμε για τη δημιουργία του σήματος του πομπού δεν πολλαπλασιάζουμε με όλο το εύρος των αρχικών υποφερόντων δηλαδή  $NF$  αλλά με το συμπιεσμένο  $L$ , αφού πια έχουμε συμπυκνωμένο εύρος λόγω του συντελεστή άλφα. Σε αυτό το σήμα προστίθεται και ένα κυκλικό πρόθεμα για την ελαχιστοποίηση του ICI. Στον δέκτη αυτό το κυκλικό πρόθεμα αφαιρείται και εφαρμόζουμε FFT:

```
S_1_sefdm_hat = fft(rx_signal1) / NF;
```

Εδώ όπως βλέπουμε πρέπει να διαιρέσουμε με όλο το αρχικό εύρος των υποφερόντων για την ανακατασκευή του σήματος στο δέκτη. Ο ψευδοαντίστροφος του  $K$  χρησιμοποιείται για την ανακατασκευή της αναπαράστασης των υποφερόντων στο πεδίο της συχνότητας:

```
subcarriers_hat = K_pseudo_inverse * S_1_sefdm_hat;
```

Για κάθε ομάδα, τα υποφέροντα αναλύονται για τον προσδιορισμό του ενεργού υποφέρον, ο δείκτης που εντοπίστηκε αντιστοιχίζεται στη συνέχεια σε δυαδικό σύστημα. Τα ανιχνευμένα bit συγκρίνονται με τα μεταδιδόμενα bit για την καταμέτρηση των σφαλμάτων. Η χρήση του IM παρότι προσθέτει μια μεγαλύτερη πολυπλοκότητα έχει τα εξής πλεονεκτήματα:

- **Αυξημένη φασματική απόδοση:** Με την ενσωμάτωση δεδομένων τόσο στους δείκτες υποφερόντων όσο και στα σύμβολα διαμόρφωσης, μεταδίδονται περισσότερες πληροφορίες χωρίς να αυξάνεται το εύρος ζώνης σε σχέση με το απλό IM.
- **Εξοικονόμηση ενέργειας:** Δεν χρειάζεται να είναι ενεργά όλα τα υποφέροντα ταυτόχρονα και η ισχύς αντί να κατανέμεται σε όλα το ίδιο (όπως στο κλασικό OFDM) μεταφέρεται όλη στο ενεργό.
- **Βελτιωμένη ευελιξία:** Το IM μπορεί δυναμικά να ρυθμιστεί ανάλογα με τις ανάγκες του συστήματος.
- **Μειωμένη πολυπλοκότητα κατά τη διαμόρφωση:** Οι δείκτες ενεργών υποφερόντων μειώνουν την ανάγκη για αστερισμούς υψηλής τάξης.

### 3.2 Κανάλι και θόρυβος

Για να καταστεί η προσομοίωση πιο ρεαλιστική εφαρμόζεται Rayleigh Fading, για να γίνει αυτό μελετήθηκαν τα αποτελέσματα από το [5] για να γίνει κατανοητή η επιρροή πάνω στο μοντέλο μας διότι αναφερόμαστε σε σύστημα SEFDM. Σε αυτό το κομμάτι λοιπόν θα αναλυθεί η απόδοση των M-ary ορθογώνιων σημάτων που μεταδίδονται μέσω ενός καναλιού εξασθένισης Rayleigh.. Τα εν λόγω ορθογώνια σήματα μπορούν να ερμηνευθούν ως σήματα M-ary Frequency Shift Keying (MFSK), όπου η απόσταση συχνότητας μεταξύ γειτονικών σημάτων είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του  $1/T$ , με το  $T$  να αντιπροσωπεύει το διάστημα σηματοδότησης. Αυτή η απόσταση εξασφαλίζει ορθογωνικότητα μεταξύ των σημάτων, επιτρέποντας τη μετάδοση και ανίχνευσή τους χωρίς αλληλεπικαλυπτόμενες παρεμβολές.

Για τη βελτίωση της αξιοπιστίας, το ίδιο σήμα που φέρει πληροφορίες μεταδίδεται σε  $L$  κανάλια διαφορισμού (diversity), αξιοποιώντας την για τον μετριασμό των επιζήμιων επιδράσεων της

εξασθένισης. Καθένα από αυτά τα κανάλια διαφορισμού θεωρείται μη επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα, πράγμα που σημαίνει ότι επηρεάζουν ομοιόμορφα ολόκληρο το εύρος ζώνης του σήματος χωρίς να εισάγουν παραμόρφωση εξαρτώμενη από τη συχνότητα. Επιπλέον, τα κανάλια θεωρείται ότι παρουσιάζουν αργή εξασθένιση, όπου τα χαρακτηριστικά εξασθένισης του καναλιού μεταβάλλονται πολύ πιο αργά σε σύγκριση με τον ρυθμό σηματοδότησης. Αυτή η αργή μεταβολή επιτρέπει στο δέκτη να υποθέσει ότι η απόκριση του καναλιού παραμένει σταθερή κατά τη διάρκεια της μετάδοσης ενός μεμονωμένου συμβόλου.

Οι διεργασίες εξασθένισης στα κανάλια διαφορισμού  $L$  μοντελοποιούνται ως στατιστικά ανεξάρτητες μεταξύ τους, πράγμα που σημαίνει ότι οι βλάβες καναλιού που παρατηρούνται σε ένα κανάλι διαφορισμού δεν συσχετίζονται με αυτές σε ένα άλλο κανάλι. Αυτή η στατιστική ανεξαρτησία διασφαλίζει ότι μεγιστοποιούνται τα οφέλη του συνδυασμού διαφορισμού, όπως οι μειωμένες επιδράσεις εξασθένισης και η βελτιωμένη αξιοπιστία σήματος. Επιπλέον, το μεταδιδόμενο σήμα σε κάθε κανάλι αλλοιώνεται από μια διαδικασία προσθετικού λευκού γκαουσιανού θορύβου (AWGN), η οποία εισάγει τυχαίες διακυμάνσεις που κατανέμονται ομοιόμορφα στο εύρος ζώνης του σήματος και έχουν επίπεδη φασματική πυκνότητα. Αυτές οι διεργασίες AWGN υποτίθεται επίσης ότι είναι αμοιβαία στατιστικά ανεξάρτητες στα κανάλια διαφορισμού, διασφαλίζοντας ότι ο θόρυβος σε ένα κανάλι δεν επηρεάζει ή δεν συσχετίζεται με το θόρυβο στα άλλα.

Η ανάλυση επικεντρώνεται στον τρόπο με τον οποίο αυτές οι παραδοχές και οι διαμορφώσεις επηρεάζουν τη συνολική απόδοση της ορθογώνιας σηματοδοσίας  $M$ -ary, ιδίως όσον αφορά το ρυθμό σφάλματος bit (BER) και την αξιοπιστία του συστήματος. Τα αλφάδια σήματος υψηλότερης τάξης ( $M > 2$ ) προσφέρουν αυξημένη φασματική αποδοτικότητα, επιτρέποντας τη μετάδοση περισσότερων πληροφοριών ανά διάστημα σηματοδοσίας. Ωστόσο, μπορεί επίσης να εισάγουν μεγαλύτερη ευαισθησία στο θόρυβο και τη διάχυση, ανάλογα με τις συγκεκριμένες συνθήκες του καναλιού. Ο συμβιβασμός μεταξύ φασματικής απόδοσης και ευρωστίας υπό εξασθένιση και θόρυβο είναι κεντρικής σημασίας για την κατανόηση των πλεονεκτημάτων της χρήσης ορθογώνιων σημάτων  $M$ -τάξης έναντι δυαδικών σχημάτων σε περιβάλλοντα εξασθένισης Rayleigh. Μέσω της χρήσης καναλιών  $L$ , το σύστημα αντισταθμίζει τα εγγενή τρωτά σημεία των σχημάτων διαμόρφωσης υψηλότερης τάξης, αξιοποιώντας τη στατιστική ανεξαρτησία σε όλα τα κανάλια για να ενισχύσει την αξιοπιστία της ανίχνευσης σήματος παρά την παρουσία εξασθένισης και θορύβου.

Στην παρούσα φάση της προσομοίωσης μας ενδιαφέρει αρχικά όμως το σενάριο χωρίς ποικιλομορφία δηλαδή όπου το  $L=1$  και να μελετηθεί ο τύπος που ακολουθεί που αφορά την πιθανότητα σφάλματος.

$$P_e = \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1} \binom{M-1}{m}}{1 + m + m\bar{\gamma}_c} \quad (3.6)$$

Ο ρυθμός σφάλματος συμβόλου ( $P_e$ ) μπορεί να μεταφραστεί σε ισοδύναμο ρυθμό σφάλματος bit (BER) κλιμακώνοντάς τον με τον παράγοντα  $\frac{2^{k-1}}{2^k-1}$ , όπου  $k$  αντιπροσωπεύει τον αριθμό των bits ανά σύμβολο. Η απόδοση του ρυθμού σφάλματος της ορθογώνιας σηματοδοσίας  $M$ -ary αναλύεται με τη χρήση συνδυασμού τετραγωνικού νόμου, ο οποίος είναι μια τεχνική συνδυασμού διαφορισμού όπου η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος από κάθε κλάδο τετραγωνίζεται και αθροίζεται. Αυτή η τεχνική βοηθά στην εκμετάλλευση των πλεονεκτημάτων των πολλαπλών ανεξάρτητων καναλιών. Η απόδοση σφάλματος διερευνάται ως συνάρτηση της τάξης διαφορισμού ( $L$ ), ενώ διατηρείται σταθερός ο συνολικός λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR), που συμβολίζεται ως  $\bar{\gamma}_c = L\bar{\gamma}_c$ . Εδώ,  $\bar{\gamma}_c$  αντιπροσωπεύει το μέσο SNR ανά κανάλι και ο πολλαπλασιασμός του με το  $L$  εξασφαλίζει ότι το

συνολικό SNR παραμένει σταθερό σε διαφορετικές διαμορφώσεις διαφορισμού. Η ανάλυση αποκαλύπτει μια σημαντική παρατήρηση: για δεδομένο συνολικό SNR ( $\bar{\gamma}_c$ ), υπάρχει μια βέλτιστη τάξη διαφορισμού ( $L$ ) που ελαχιστοποιεί το ποσοστό σφάλματος συμβόλου ( $P_e$ ). Αυτό σημαίνει ότι η απλή αύξηση του αριθμού των καναλιών διαφορισμού δεν οδηγεί πάντα σε καλύτερη απόδοση σφάλματος. Πέρα από μια ορισμένη βέλτιστη τιμή του  $L$ , η περαιτέρω αύξηση του αριθμού των κλάδων διαφορισμού μπορεί να οδηγήσει σε φθίνουσα απόδοση ή ακόμη και σε ελαφρά υποβάθμιση της απόδοσης λόγω της αυξημένης συνεισφοράς θορύβου από κάθε πρόσθετο κανάλι. Αυτή η συμπεριφορά προκύπτει επειδή, ενώ τα πρόσθετα κανάλια διαφορισμού παρέχουν περισσότερα αντίγραφα σήματος και ενισχύουν την ανθεκτικότητα έναντι της εξασθένησης, εισάγουν επίσης περισσότερο θόρυβο στο συνδυασμένο σήμα. Αυτή η τάση τονίζει το συμβιβασμό μεταξύ του κέρδους και της συσσώρευσης θορύβου σε ένα σύστημα με σταθερό συνολικό SNR. Συνοψίζοντας, ενώ η αριθμητική ολοκλήρωση προσφέρει μια πρακτική προσέγγιση για την αξιολόγηση της πιθανότητας σφάλματος για ορθογώνια σήματα υψηλότερης τάξης  $M$ -ary πάνω από κανάλια εξασθένησης Rayleigh, τα αποτελέσματα υπογραμμίζουν επίσης τη σημασία της προσεκτικής επιλογής της τάξης  $L$  για την επίτευξη βέλτιστης απόδοσης σφάλματος. Αυτή η βελτιστοποίηση εξαρτάται τόσο από τη σειρά διαμόρφωσης  $M$  όσο και από το συνολικό SNR, αντανακλώντας μια ισορροπία μεταξύ της εκμετάλλευσης του κέρδους και του μετριασμού των συνεισφορών θορύβου σε όλα τα κανάλια διαφορισμού.

Αυτός ο κώδικας υλοποιεί τον θεωρητικό υπολογισμό του ρυθμού σφάλματος bit (BER) για ένα ασύμφωνο σχήμα διαμόρφωσης  $M$ -ary Frequency Shift Keying (MFSK) σε ένα κανάλι εξασθένησης Rayleigh. Σκοπός του είναι ο υπολογισμός του θεωρητικού BER για ένα δεδομένο εύρος λόγων σήματος προς θόρυβο (SNR) και στη συνέχεια η σύγκριση αυτών των αποτελεσμάτων με δεδομένα προσομοίωσης για την επικύρωση της ακρίβειας του μοντέλου προσομοίωσης. Ο υπολογισμός αξιοποιεί μαθηματικές εκφράσεις για το BER του MFSK υπό εξασθένηση Rayleigh και εξάγει ένα διάγραμμα που δείχνει τη σχέση μεταξύ του BER και του SNR. Ο βασικός υπολογισμός του προγράμματος γίνεται μέσα σε έναν βρόχο για τις τιμές SNR. Για κάθε σημείο SNR, το πρόγραμμα υπολογίζει το BER υπό συνθήκες εξασθένησης Rayleigh χρησιμοποιώντας τον θεωρητικό τύπο βασισμένο στην εξίσωση 3.7 δηλαδή για  $L=1$ . Αυτό γίνεται σε δύο βήματα: υπολογισμός της πιθανότητας σφάλματος συμβόλου και στη συνέχεια μετατροπή της σε πιθανότητα σφάλματος bit.

Η πιθανότητα σφάλματος συμβόλου επηρεάζεται από το σχήμα διαμόρφωσης MFSK και τα χαρακτηριστικά εξασθένησης του καναλιού Rayleigh. Ο υπολογισμός λαμβάνει υπόψη το λόγο ενέργειας ανά σύμβολο προς θόρυβο ( $E_s/N_0$ ) και χρησιμοποιεί ένα άθροισμα που περιλαμβάνει συνδυαστικούς παράγοντες. Για κάθε σύμβολο, η συμβολή της παρεμβολής του στη συνολική πιθανότητα σφάλματος αθροίζεται χρησιμοποιώντας τον τύπο 3.7. Τα φαινόμενα εξασθένησης Rayleigh ενσωματώνονται με τον υπολογισμό ενός συντελεστή προσαρμογής που τροποποιεί την πιθανότητα σφάλματος με βάση τα στατιστικά στοιχεία εξασθένησης:

$$P_{Rayleigh} = \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1} \binom{M-1}{m}}{1 + m + MSNR} \quad (3.7)$$

Αυτή η έκφραση τροποποιεί το BER συμπεριλαμβάνοντας την επίδραση της τυχαίας φύσης του καναλιού εξασθένησης. Ο υπολογισμένος ρυθμός σφάλματος συμβόλου μετατρέπεται στη συνέχεια σε ρυθμό σφάλματος bit. Για MFSK, η σχέση μεταξύ των σφαλμάτων συμβόλου και των σφαλμάτων bit εξαρτάται από τη σειρά διαμόρφωσης:

$$BER = \frac{2^{\log_2(M)-1}}{2^{\log_2(M)} - 1} P_{Rayleigh} \quad (3.8)$$

### 3.3 Προσθήκη και επίδραση διαφορισμού

Ο διαφορισμός όπως είδαμε και σε ένα θεωρητικό πλαίσιο προηγουμένως βελτιώνει σημαντικά την ευρωστία του συστήματος μετριάζοντας τις αρνητικές επιπτώσεις της εξασθένησης και του θορύβου. Σε αυτή την υλοποίηση, χρησιμοποιούνται δύο ανεξάρτητα κανάλια εξασθένησης Rayleigh, δημιουργώντας ένα σύστημα διπλής διαφορισμού. Συνδυάζοντας τα λαμβανόμενα σήματα και από τα δύο κανάλια, το σύστημα επιτυγχάνει πιο αξιόπιστη ανακατασκευή των μεταδιδόμενων δεδομένων. Αυτό το υποκεφάλαιο εξηγεί τη λειτουργία του ενημερωμένου κώδικα και διερευνά τη θεωρητική βάση για το πώς η ποικιλομορφία βελτιώνει την απόδοση.

Μετά την προετοιμασία του μεταδιδόμενου σήματος, αυτό διέρχεται από δύο ανεξάρτητα παραγόμενα κανάλια Rayleigh. Στην έξοδο κάθε καναλιού προστίθεται γκαουσιανός θόρυβος για την προσομοίωση πραγματικών συνθηκών. Τα λαμβανόμενα σήματα και από τα δύο κανάλια υποβάλλονται σε επεξεργασία και συνδυάζονται κατά την ανίχνευση για να βελτιωθεί η αξιοπιστία της ανάκτησης bit. Κάθε κανάλι χαρακτηρίζεται από έναν συντελεστή εξασθένησης,  $h_1$  και  $h_2$ , οι οποίοι μοντελοποιούνται ως σύνθετες γκαουσιανές τυχαίες μεταβλητές με μηδενική μέση τιμή και διακύμανση  $1/2$  ανά διάσταση. Αυτοί οι συντελεστές εισάγουν εξασθένηση πλάτους και μετατοπίσεις φάσης στο μεταδιδόμενο σήμα. Ανεξάρτητος γκαουσιανός θόρυβος προστίθεται στην έξοδο κάθε καναλιού, προσομοιώνοντας τις επιδράσεις του θερμικού θορύβου και της παρεμβολής.

Στο δέκτη, το κυκλικό πρόθεμα αφαιρείται και τα σήματα και από τα δύο κανάλια μετατρέπονται στο πεδίο της συχνότητας με τη χρήση του FFT. Στη συνέχεια, συνδυάζονται οι εκτιμήσεις των υποφερόντων από τα δύο κανάλια. Η λειτουργία συνδυασμού χρησιμοποιεί στάθμιση ισχύος, όπου τα τετραγωνικά μεγέθη των λαμβανόμενων σημάτων υποφερόντων αθροίζονται. Αυτό εξασφαλίζει ότι τα υποφέροντα με υψηλότερο SNR συμβάλλουν πιο σημαντικά στο συνδυασμένο σήμα.

$$\begin{aligned} P_e &= 1 - \int_0^\infty \frac{1}{(2\sigma_1^2)^L (L-1)!} u_1^{L-1} \exp\left(-\frac{u_1}{2\sigma_1^2}\right) \\ &\quad \times \left[ 1 - \exp\left(-\frac{u_1}{2\sigma_2^2}\right) \sum_{k=0}^{L-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{u_1}{2\sigma_2^2}\right)^k \right]^{M-1} du_1 \\ &= 1 - \int_0^\infty \frac{1}{(1+\bar{\gamma}_c)^L (L-1)!} u_1^{L-1} \exp\left(-\frac{u_1}{1+\bar{\gamma}_c}\right) \\ &\quad \times \left( 1 - e^{-u_1} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{u_1^k}{k!} \right)^{M-1} du_1 \end{aligned} \quad (3.9)$$

Εφόσον έχουμε  $L=2$  μπορούμε να απλοποιήσουμε και να προσαρμόσουμε στην δική μας προσομοίωση την παραπάνω εξίσωση χρησιμοποιώντας τις κάτωθι βοηθητικές:

$$SNR = M \cdot 10^{\frac{SNR_{db}(i)}{10}} \quad (3.10)$$

$$f_1(x) = \frac{\exp\left(-\frac{x}{1+SNR}\right)}{1+SNR} \quad (3.11)$$

$$f_2(x) = (1 - \exp(-x))^{M-1} \quad (3.12)$$

$$P_e = 1 - \int_0^{\infty} f_1(x) \cdot f_2(x) dx \quad (3.13)$$

$$P_b(i) = \frac{2^{\log_2(M)-1} \cdot P_e}{2^{\log_2(M)} - 1} \quad (3.14)$$

Για να επιβεβαιωθούν οι θεωρητικοί υπολογισμοί όσον αφορά τη ποικιλομορφία για  $L=2$  είναι σωστή δημιουργήθηκε ένας ξεχωριστός κώδικας πριν εφαρμοστεί στο κυρίως πρόγραμμα. Ο ανεξάρτητος αυτός κώδικας αποσκοπεί την επιβεβαίωση του BER έναντι του SNR για το θεωρητικό πλαίσιο. Παρακάτω ακολουθεί η διαδικασία του κώδικα.

Αρχικά γίνεται απλά η αρχικοποίηση των μεταβλητών.

```
%% System Parameters %%
SNRdB = 0:40; % SNR range in dB
SNR = 10.^(SNRdB/10); % Linear SNR values

M = 16; % Number of subcarriers per group (equivalent to MFSK order)

BER_rayleigh = zeros(1, length(SNRdB));
```

Στη συνέχεια, δημιουργούμε ένα βρόγχο ως προς το εύρος τιμών SNR. Υπολογίζουμε το  $E_s/N_0$ , δηλαδή τον λόγο της ενέργειας συμβόλου προς την ισχύ θορύβου και χρησιμοποιούμε έναν τύπο άθροισης για να προσεγγιστεί η πιθανότητα σφάλματος συμβόλου. Μια δεύτερη άθροιση υπολογίζει την προσαρμογή της εξασθένισης Rayleigh μέχρι τελικά να αποθηκευτεί το τελικό αποτέλεσμα BER για το τρέχον επίπεδο SNR.

```
%% Rayleigh-Adjusted BER Calculation %%
for snr_idx = 1:length(SNRdB)
    EsN0 = M * SNR(snr_idx); % Symbol energy to noise power spectral density ratio

    sum_ber = 0;
    for i = 1:(M-1)
        Ps = nchoosek(M-1, i) * (-1)^(i+1) / (i+1) * exp(-i/(i+1) * EsN0);
        sum_ber = sum_ber + Ps;
    end

    sumRayleigh = 0;
    % for m = 1:(M-1)
    %     sumRayleigh = sumRayleigh + ((-1)^(m+1)) * nchoosek(M-1, m) / (1 + m + m * SNR(snr_idx));
    % end

    for m = 1:(M-1)
        sumRayleigh = sumRayleigh + ((-1)^(m+1)) * nchoosek(M-1, m) / (1 + m + m * EsN0);
    end
end
```

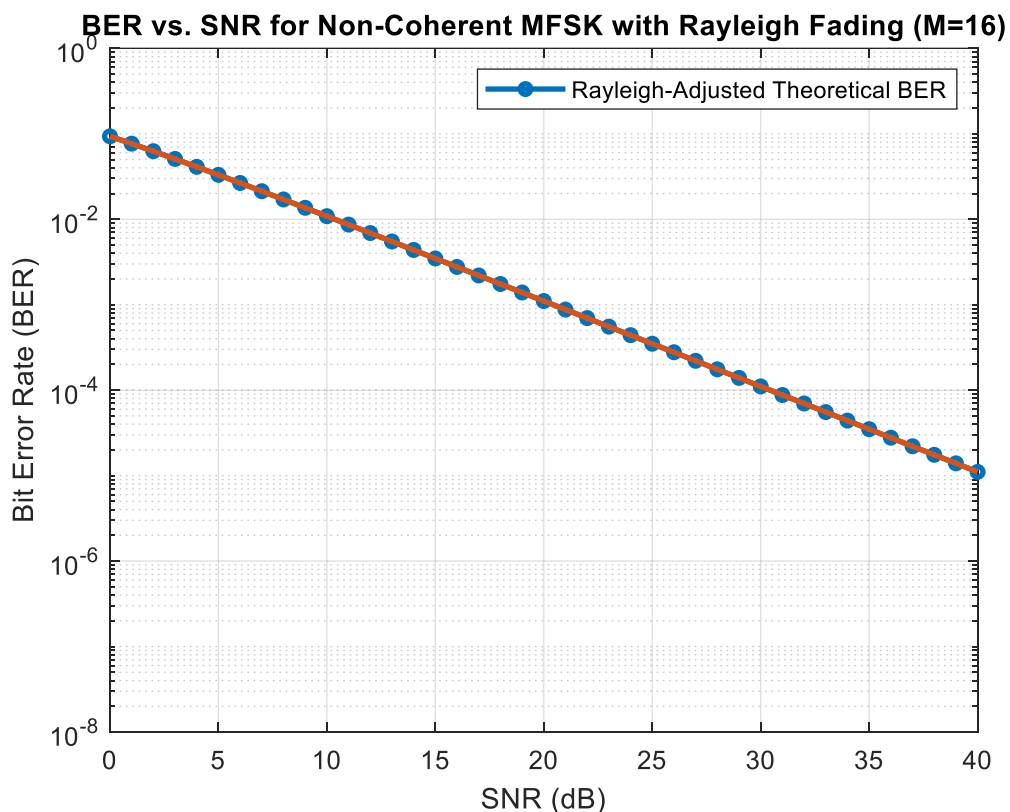
```
BER_rayleigh(snr_idx) = (2^(log2(M)-1) / (2^log2(M)-1)) *sumRayleigh;
```

```
end
```

Έπειτα, εφαρμόζουμε τους μαθηματικούς τύπους που αναφέρθηκαν προηγουμένως ήτοι τους 3.10 – 3.14. Χρησιμοποιούμε αριθμητική ολοκλήρωση για τον υπολογισμό του BER και ορίζουμε δύο συναρτήσεις  $f1(x)$  και  $f2(x)$ , οι οποίες αντιπροσωπεύουν κατανομές πιθανότητας υπό εξασθένιση Rayleigh. Με τη συνάρτηση `integral()` του MATLAB υπολογίζεται το ολοκληρώμα σε άπειρο εύρος και αποθηκεύονται οι προκύπτουσες τιμές BER στο `Pb`.

```
for ii=1:length(SNRdB)
    SNR = M*10^(.1*SNRdB(ii));
    SNRdB(ii)
    f1 = @(x) exp(-x./(1+SNR))./(1+SNR);
    f2 = @(x) (1-exp(-x)).^(M-1);
    Pe = 1-integral(@(x) f1(x).*f2(x),0,Inf,'RelTol',0,'AbsTol',1e-14);
    Pb(ii) = 2^(log2(M)-1)*Pe/(2^log2(M)-1);
```

```
end
```



*Σχήμα 3.1 BER έναντι SNR για ασύμφωνη MFSK με Rayleigh Fading*

Τέλος εμφανίζουμε την εικόνα μέσω plotting όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1.

```
% Plotting Rayleigh-Adjusted BER %
```

```

figure;
semilogy(SNRdB, BER_rayleigh, '-o', 'LineWidth', 2, 'MarkerSize', 4);
hold on
semilogy(SNRdB, Pb, '-', 'LineWidth', 2, 'MarkerSize', 4);
xlabel('SNR (dB)');
ylabel('Bit Error Rate (BER)');
title('BER vs. SNR for Non-Coherent MFSK with Rayleigh Fading (M=16)');
legend('Rayleigh-Adjusted Theoretical BER');
axis([0 40 1e-8 1]);
grid on;

```

### 3.4 Υπολογισμός PER

Το ποσοστό σφάλματος πακέτου (PER) είναι ένα μέτρο της αξιοπιστίας ενός συστήματος επικοινωνίας, το οποίο δείχνει την πιθανότητα ένα μεταδιδόμενο πακέτο να ληφθεί εσφαλμένα. Ένα πακέτο είναι συνήθως μια ομάδα από bits ή σύμβολα που μεταδίδονται ως μονάδα. Εάν έστω και ένα bit εντός του πακέτου αποκωδικοποιηθεί εσφαλμένα, ολόκληρο το πακέτο θεωρείται εσφαλμένο.

Σε αντίθεση με το Bit Error Rate (BER), το οποίο μετρά τα σφάλματα σε επίπεδο bit, το PER εστιάζει στην ακεραιότητα ολόκληρων πακέτων δεδομένων. Αυτό καθιστά το PER ιδιαίτερα σημαντικό σε εφαρμογές όπου τα δεδομένα μεταδίδονται σε δομημένα πλαίσια, όπως οι ασύρματες επικοινωνίες, τα πρωτόκολλα δικτύωσης και οι ευαίσθητες σε σφάλματα εφαρμογές, όπως η ροή βίντεο και η επικοινωνία σε πραγματικό χρόνο.

Το PER επηρεάζεται από διάφορους παράγοντες, όπως SNR, το σχήμα διαμόρφωσης, οι τεχνικές κωδικοποίησης και τα χαρακτηριστικά του καναλιού επικοινωνίας. Όταν το SNR είναι υψηλό, η πιθανότητα σφαλμάτων bit μειώνεται, οδηγώντας σε λιγότερα αλλοιωμένα πακέτα και σε χαμηλότερο PER. Ωστόσο, σε συνθήκες χαμηλού SNR, ο θόρυβος και οι παρεμβολές μπορούν να εισάγουν πολλαπλά σφάλματα bit μέσα σε ένα πακέτο, αυξάνοντας την πιθανότητα να απορριφθεί ολόκληρο το πακέτο στο δέκτη λόγω αποτυχημένων μηχανισμών ανίχνευσης ή διόρθωσης σφαλμάτων.

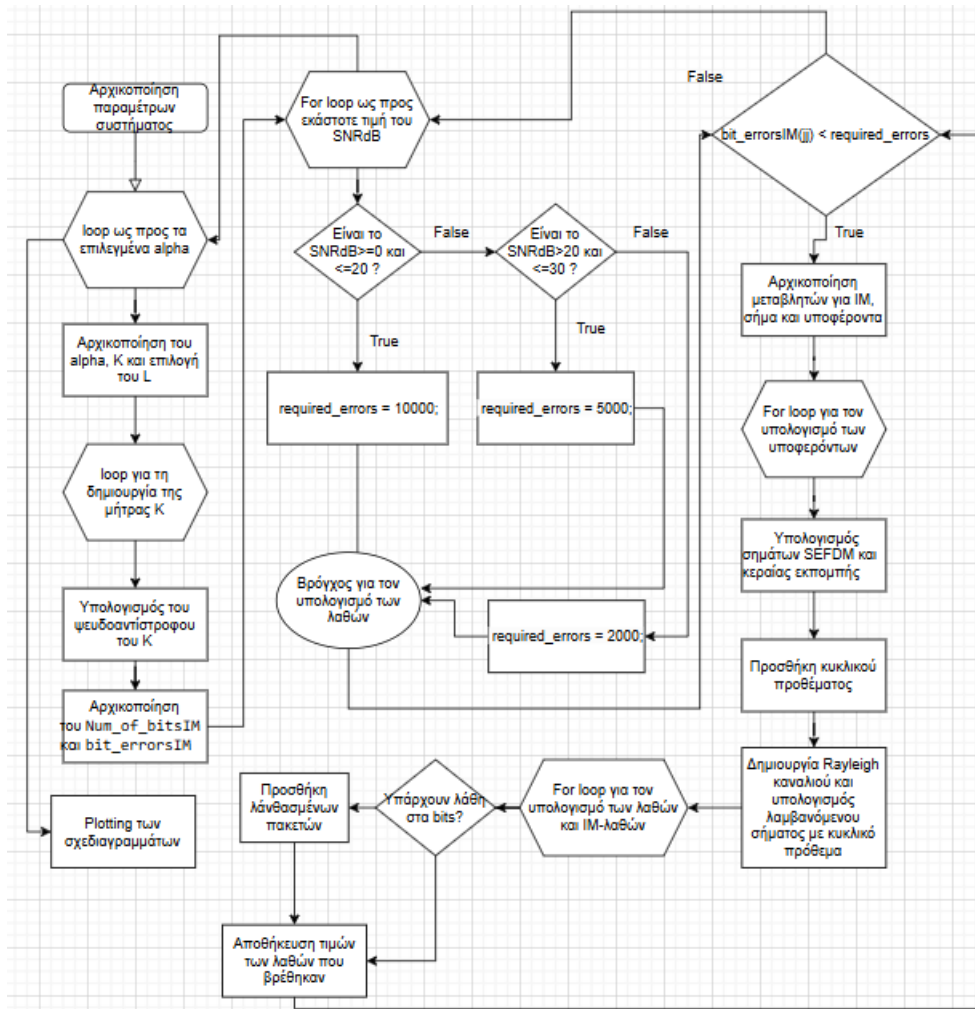
Υπάρχουν τεχνικές ανίχνευσης και διόρθωσης σφαλμάτων, όπως ο έλεγχος κυκλικού πλεονασμού CRC και η διόρθωση σφαλμάτων προς τα εμπρός FEC σφαλμάτων μετάδοσης στο PER. Ο CRC χρησιμοποιείται συνήθως για να ανιχνεύσει αν ένα πακέτο περιέχει σφάλματα, ενώ οι μέθοδοι FEC, όπως οι κώδικες convolutional και LDPC, προσπαθούν να διορθώσουν έναν ορισμένο αριθμό σφαλμάτων πριν το πακέτο θεωρηθεί χαμένο. Εάν ένα σφάλμα υπερβαίνει την ικανότητα διόρθωσης του συστήματος, το πακέτο συνήθως απορρίπτεται ή επαναμεταδίδεται, ανάλογα με το πρωτόκολλο που χρησιμοποιείται.

Το PER επηρεάζεται επίσης από παράγοντες όπως εξασθένηση, παρεμβολή πολλαπλών διαδρομών και τη κινητικότητα. Για παράδειγμα, σε περιβάλλοντα ταχείας εξασθένησης, οι διακυμάνσεις του σήματος μπορούν να προκαλέσουν εκρήξεις σφαλμάτων που οδηγούν σε σημαντική αύξηση του PER. Τεχνικές όπως τα σχήματα ποικιλομορφίας, η προσαρμοστική διαμόρφωση και η κωδικοποίηση μπορούν να βοηθήσουν στη βελτίωση της ανθεκτικότητας του συστήματος, προσαρμόζοντας δυναμικά τις παραμέτρους μετάδοσης με βάση τις συνθήκες του καναλιού.

Το PER χρησιμοποιείται ευρέως σε αξιολογήσεις επιδόσεων συστημάτων επικοινωνίας, συμπεριλαμβανομένων των συστημάτων MIMO, OFDM και συστημάτων διαμόρφωσης δέκτη. Με

την ανάλυση του PER σε διαφορετικά επίπεδα SNR και διαμορφώσεις μετάδοσης, οι ερευνητές και οι μηχανικοί μπορούν να αξιολογήσουν την αποτελεσματικότητα των δυνατοτήτων χειρισμού σφαλμάτων ενός συστήματος και να βελτιστοποιήσουν τη φασματική του απόδοση. Τελικά, ένα χαμηλότερο PER υποδηλώνει ένα πιο στιβαρό και αποτελεσματικό σύστημα επικοινωνίας, εξασφαλίζοντας αξιόπιστη μεταφορά δεδομένων σε διάφορες εφαρμογές.

### 3.5 Διάγραμμα ροής και περιγραφή κώδικα



Σχήμα 3.2 Διάγραμμα ροής προσομοίωσης

Η προσομοίωση αρχίζει με την αρχικοποίηση των παραμέτρων του συστήματος, το πρόγραμμα προσομοιώνει την απόδοση ενός συστήματος SEFDM σε συνδυασμό με IM υπό ποικίλες συνθήκες SNR. Το σύστημα αναλύεται για διαφορετικούς συντελεστές συμπίεσης  $\alpha$  (άλφα), οι οποίοι ελέγχουν την απόσταση μεταξύ των υποφερόντων, επηρεάζοντας έτσι τη φασματική απόδοση και εισάγοντας παρεμβολές μεταξύ των φορέων. Ο πρωταρχικός στόχος του κώδικα είναι να αξιολογηθεί η απόδοση του ρυθμού σφάλματος bit σε αυτές τις διαμορφώσεις και να παρασχεθεί εικόνα των συμβιβασμών μεταξύ της φασματικής συμπίεσης, της ανθεκτικότητας στο θόρυβο και της πολυπλοκότητας διαμόρφωσης.

Το πρόγραμμα ξεκινά με το παρακάτω τμήμα το οποίο αρχικοποιεί το περιβάλλον προσομοίωσης καθορίζοντας βασικές παραμέτρους. Το σύστημα διαθέτει 1024 συνολικά υποφέροντα, χωρισμένα σε

16 ανά ομάδα, που οδηγούν σε 64 ομάδες. Η προσομοίωση τρέχει για τιμές SNR από 0 έως 20 dB ή 0 έως 40 εάν πρόκειται για προσομοίωση χωρίς διαφορισμό σε βήματα των 5 dB. Η κατανομή ισχύος ανά ομάδα (IM\_power) προκύπτει από τη συνολική ισχύ διαιρούμενη με τον αριθμό των ομάδων. Το μήκος του κυκλικού προθέματος ορίζεται σε 16.

```
%% System Parameters %%
NF = 1024; % Total number of subcarriers
N = 16; % Number of subcarriers per group
G = NF/N; % Number of groups
% zp_length = 2048; % Desired length after zero padding
% Fs = 1000; % Assuming sample rate of 1 KHz for simplicity
SNRdB = 0:5:20; % SNR corresponds to Es/No values for which simulation will run
Number_of_Active_SC = 1;
Num_of_bitsIM = zeros(1,length(SNRdB));
bit_errorsIM = zeros(1,length(SNRdB));
Total_power = 10.^(.1*SNRdB);
IM_power = Total_power/G;
CP = 16;
```

Το επόμενο τμήμα υπολογίζει τον αριθμό των bit που απαιτούνται για τη διαμόρφωση δείκτη (IM). Ο αριθμός των bits ( $p_1$ ) εξαρτάται από τον αριθμό των ενεργών υποφερόντων (Number\_of\_Active\_SC) και τους πιθανούς συνδυασμούς των 16 υποφερόντων. Εδώ, το  $p_2 = 0$ , υποδεικνύοντας ότι δεν υπάρχουν πρόσθετα bits διαμόρφωσης ανά ενεργό υποφέρον. Ο πίνακας alphas περιέχει διαφορετικές τιμές συντελεστών φασματικής συμπίεσης για δοκιμή.

```
p1 = log2(nchoosek(N,Number_of_Active_SC)); % Number of bits to index modulate the
active subcarrier
p2 = 0;

alphas = [1, 0.849609375, 0.75, 0.5]; % Alpha values to test

num_blocks = G; % Number of blocks (in this case, same as number of groups)
```

Έπειτα ο πίνακας μετασχηματισμού  $K$  κατασκευάζεται για κάθε τιμή του  $\alpha$ . Ο πίνακας αυτός είναι απαραίτητος για την επίτευξη φασματικής συμπίεσης με τη μείωση της απόστασης μεταξύ γειτονικών υποφερόντων. Το μέγεθος αυτού του πίνακα επηρεάζεται άμεσα από τον παράγοντα συμπίεσης, με μικρότερες τιμές  $\alpha$  να οδηγούν σε πιο συμπιεσμένα σήματα. Ωστόσο, αυτή η συμπίεση εισάγει παρεμβολές μεταξύ των φορέων (ICI), περιπλέκοντας τη διαδικασία ανακατασκευής του σήματος στο δέκτη. Δεδομένου ότι ο πίνακας είναι γενικά μη τετραγωνικός και μη αντιστρέψιμος, το ψευδοαντίστροφο ( $\text{pinv}(K)$ ) υπολογίζεται εκ των προτέρων και αποθηκεύεται. Αυτό γίνεται επίσης και για ελαχιστοποίηση της πολυπλοκότητας του κώδικα. Αυτό το ψευδοαντίστροφο είναι απαραίτητο στην αντιστροφή του μετασχηματισμού SEFDM στο δέκτη, επιτρέποντας την κατά προσέγγιση ανάκτηση των αρχικών μεταδιδόμενων συμβόλων παρά τη μη ορθογώνια φύση του συμπιεσμένου σήματος.

```

for alpha_idx = 1:length(alphas)
    alpha = alphas(alpha_idx); % Select the current alpha
    L = round(NF * alpha); % Calculate L for the current alpha

    % Prepare the SEFDM matrix K
    K = zeros(L, NF);
    for l = 0:L-1
        for k = 0:NF-1
            sum1 = 0;
            for ii = 0:L-1
                sum1 = sum1 + exp(1i * 2 * pi * (k / NF - l / L) * ii);
            end
            K(l+1, k+1) = (1 / L) * sum1;
        end
    end
    % Pseudo-inverse of matrix K
    K_pseudo_inverse = pinv(K); % Computes the pseudo-inverse of the matrix K

```

Στη συνέχεια γίνεται η αρχικοποίηση των μεταβλητών και ορίζεται ο αριθμός λαθών για κάθε περίπτωση SNR. Αυτό το μπλοκ ορίζει τον αριθμό των σφαλμάτων bit που απαιτούνται για την ακριβή εκτίμηση του BER. Ένας μεγαλύτερος αριθμός σφαλμάτων (10.000) συλλέγεται για περιπτώσεις χαμηλού SNR (0-20 dB), όπου κυριαρχεί ο θόρυβος. Για περιπτώσεις υψηλότερου SNR (>20 dB), συλλέγονται λιγότερα σφάλματα (2.000 - 5.000), δεδομένου ότι το BER είναι ήδη πολύ χαμηλό.

```

Num_of_bitsIM = zeros(1, length(SNRdB));
bit_errorsIM = zeros(1, length(SNRdB));
Num_of_packets = zeros(1, length(SNRdB));
packet_errors = zeros(1, length(SNRdB));

for jj = 1:length(SNRdB)
    if (SNRdB(jj) >= 0 && SNRdB(jj) < 20)
        required_errors = 10000;
    elseif (SNRdB(jj) >= 20 && SNRdB(jj) < 30)
        required_errors = 5000;
    else
        required_errors = 2000;
    end
end

```

Για κάθε τιμή SNR, τα bit παράγονται τυχαία (info\_bitsIM), ομαδοποιούνται σύμφωνα με το p1 και μεταδίδονται. Ο αριθμός των μεταδιδόμενων πακέτων και bits αυξάνεται, εξασφαλίζοντας ότι η προσομοίωση εκτελείται μέχρι να συγκεντρωθούν τα απαιτούμενα λάθη. Έπειτα τίθεται για κάθε γκρουπ ένα τυχαίο υποφέρον ως ενεργό.

```

while bit_errorsIM(jj) < required_errors
    Num_of_bitsIM(jj) = Num_of_bitsIM(jj) + G * (p1 + Number_of_Active_SC
* p2);
    info_bitsIM = rand(1, G *(p1 + Number_of_Active_SC * p2)) > 0.5;
    Num_of_packets(jj) = Num_of_packets(jj) + 1;
end

```

```

% Index modulation
info_table = reshape(info_bitsIM , p1 + Number_of_Active_SC * p2, G)';
active_SC = bi2de(info_table, 'left-msb') + 1;

% Apply the operation with current alpha
tx_signal = zeros(NF, 1); % Initialize tx_signal array
subcarriers = zeros(1, NF);

for ii = 1:G
    j = active_SC(ii) + N * (ii-1);
    subcarriers(j) = sqrt(IM_power(jj) / 2) + sqrt(IM_power(jj) / 2) *
1i; % Check the power so that Eb/No is correct
end

```

Κατόπιν δημιουργείται το SEFDM σήμα και προστίθεται το κυκλικό πρόθεμα.

```

S_l_sefdm = K * subcarriers.';
tx_signal = ifft(S_l_sefdm) * sqrt(L);

% CP addition
tx_signal_cp = [tx_signal(L-CP+1:L); tx_signal];

```

Το σήμα στο πεδίο του χρόνου, τώρα πλήρες με το κυκλικό του πρόθεμα, περνάει μέσα από ένα κανάλι εξασθένησης Rayleigh. Αυτό το κανάλι εισάγει τυχαίες μετατοπίσεις πλάτους και φάσης στο σήμα, μιμούμενο πραγματικές συνθήκες ασύρματης διάδοσης. Ακόμη, στο σήμα προστίθεται προσθετικός λευκός γκαουσιανός θόρυβος (AWGN), που αντιπροσωπεύει τυχαίες διαταραχές από θερμικό θόρυβο και άλλους εξωτερικούς παράγοντες. Οι συντελεστές εξασθένησης μοντελοποιούνται ως τυχαίοι μιγαδικοί αριθμοί με γκαουσιανή κατανομή. Τα λαμβανόμενα σήματα υπολογίζονται ως συνέλιξη του μεταδιδόμενου σήματος με αυτούς τους συντελεστές εξασθένησης.

```

%% Rayleigh channel generation %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
p=0.2; % equal power Rayleigh paths so that total path power equals 1.
h1 = (randn(1,1)+1i*randn(1,1))/sqrt(2);
h2 = (randn(1,1)+1i*randn(1,1))/sqrt(2);

rx_signal_cp1 = conv(h1, tx_signal_cp);
rx_signal_cp2 = conv(h2, tx_signal_cp);

% Noise generation and addition %
noise1 = (randn(size(rx_signal_cp1)) + 1i *
randn(size(rx_signal_cp1))) / sqrt(2 * L); % Gaussian noise
noise2 = (randn(size(rx_signal_cp2)) + 1i *
randn(size(rx_signal_cp2))) / sqrt(2 * L); % Gaussian noise
rx_signal_cp1 = rx_signal_cp1 + noise1; % Add noise to signal
rx_signal_cp2 = rx_signal_cp2 + noise2; % Add noise to signal

```

Μετά την αφαίρεση του CP, το σήμα μετασχηματίζεται μέσω του FFT για να ανακτηθούν τα διαμορφωμένα υποφέροντα. Ο μετασχηματισμός Fourier εφαρμόζεται στα λαμβανόμενα σήματα rx\_signal1 και rx\_signal2. Αυτό μεταφέρει το σήμα από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο της

συχνότητας. Το αποτέλεσμα, `S_l_sefdm_hat1` και `S_l_sefdm_hat2`, περιέχει τη φασματική αναπαράσταση του ληφθέντος σήματος. Τα διαμορφωμένα υποφέροντα εκτιμώνται με τη χρήση της ψευδοαντίστροφης του πίνακα `K`.

```
%% CP removal %%
rx_signal1 = rx_signal_cp1(CP+1:CP+L);
rx_signal2 = rx_signal_cp2(CP+1:CP+L);

%% FFT with alpha factor %%
S_l_sefdm_hat1 = fft(rx_signal1) / NF;
subcarriers_hat1 = zeros(1, NF);
subcarriers_hat1 = K_pseudo_inverse * S_l_sefdm_hat1;

S_l_sefdm_hat2 = fft(rx_signal2) / NF;
subcarriers_hat2 = zeros(1, NF);
subcarriers_hat2 = K_pseudo_inverse * S_l_sefdm_hat2;
```

Το επόμενο τμήμα του κώδικα εκτελεί την εκτίμηση των μεταδομένων bits και τον υπολογισμό των bit errors στο σύστημα SEFDM με Index Modulation (IM). Αρχικά, αρχικοποιείται ο πίνακας `detected_bits` για την αποθήκευση των ανιχνευμένων bits κάθε ομάδας υποφερόντων. Στη συνέχεια, για κάθε μία από τις `G` ομάδες, εξάγεται το σύνολο των λαμβανόμενων υποφερόντων `received_group1` και `received_group2` από τα διανύσματα `subcarriers_hat1` και `subcarriers_hat2` αντίστοιχα. Η ανίχνευση του ενεργού υποφέροντος γίνεται μέσω εύρεσης του δείκτη με τη μέγιστη συνολική ενέργεια (MMSE detection), δηλαδή υπολογίζεται το άθροισμα των τετραγώνων του πλάτους των λαμβανόμενων σημάτων και εντοπίζεται αυτό με τη μέγιστη τιμή. Ο δείκτης αυτός μετατρέπεται σε δυαδική αναπαράσταση χρησιμοποιώντας τη `de2bi()`, και τα bits του αποθηκεύονται στον πίνακα `detected_bits`. Αυτή η διαδικασία επιτρέπει την ανάκτηση των bits index modulation μέσω απλής ανίχνευσης του ενεργού υποφέροντος, συμβάλλοντας στον συνολικό υπολογισμό του BER.

```
% Implement bit error counting
detected_bits = zeros(1, G * (p1 + Number_of_Active_SC * p2));
for ii = 1:G
    start_idx = (ii-1)*N + 1;
    end_idx = ii*N;
    received_group1 = subcarriers_hat1(start_idx:end_idx);
    received_group2 = subcarriers_hat2(start_idx:end_idx);

    [~, detected_index] = max(abs(received_group1).^2 +
abs(received_group2).^2);

    detected_bits_idx = de2bi(detected_index - 1, p1, 'left-msb');
    detected_bits((ii-1)*p1 + 1: ii*p1) = detected_bits_idx;
end
```

Τέλος πριν γίνουν plot όλα τα αποτελέσματα ελέγχουμε ένα υπάρχουν λάθη και αν αυτό ισχύει αποθηκεύουμε τα λάθη σε ένα πίνακα λανθασμένων πακέτων. Θεωρούμε δηλαδή ότι αν υπάρχει έστω ένα λάθος όλο το πακέτο είναι λανθασμένο. Οι υπόλοιποι τέσσερις πίνακες χρησιμεύουν για επαναχρησιμοποίηση των αποτελεσμάτων για άλλες συγκρίσεις πέραν του κυρίου προγράμματος.

```

bit_errors = sum(detected_bits ~= info_bitsIM);
    bit_errorsIM(jj) = bit_errorsIM(jj) + bit_errors;
    if bit_errors > 0
        packet_errors(jj) = packet_errors(jj) + 1;
    end
end
end
Total_errors(alpha_idx,:) = bit_errorsIM;
Total_bits(alpha_idx,:) = Num_of_bitsIM;
Total_packet_errors(alpha_idx,:) = packet_errors;
Total_packets(alpha_idx,:) = Num_of_packets;

```

Για κάθε τιμή SNR και κάθε παράγοντα άλφα, το σύστημα καταγράφει τον συνολικό αριθμό σφαλμάτων και μεταδιδόμενων bit για κάθε διαμόρφωση. Μόλις ολοκληρωθούν όλες οι επαναλήψεις, τα αποτελέσματα απεικονίζονται ως καμπύλες BER έναντι SNR για κάθε τιμή  $\alpha$ . Αυτά τα διαγράμματα παρέχουν μια οπτική αναπαράσταση του τρόπου με τον οποίο η φασματική συμπίεση επηρεάζει την απόδοση σφάλματος υπό διαφορετικά επίπεδα θορύβου. Οι χαμηλότερες τιμές  $\alpha$  επιδεικνύουν γενικά βελτιωμένη φασματική απόδοση, αλλά έχουν αυξημένο ICI, το οποίο μπορεί να υποβαθμίσει την απόδοση BER, ειδικά σε χαμηλά επίπεδα SNR.

```

%% Finalize the plot
set(gca, 'YScale', 'log');
grid on;
xlabel('E_s/N_0, dB');
ylabel('Bit Error Rate');
title('Bit Error Rate vs SNR for Different Alpha Values');
legend show;
hold off;

```

### 3.6 Αποτίμηση αποδοτικότητας κώδικα

Από την αρχή της μελέτης του συστήματος και των λειτουργιών του SEFDM έγινε η προσπάθεια να είναι από άποψη προγραμματισμού, ο κώδικας όσο το δυνατόν πιο σαφής και αποτελεσματικός ειδικά λόγω των πολλαπλών αλλά δυστυχώς κατά τη διάρκεια της υλοποίησης αναγκαίων βρόγχων. Ο εξωτερικός βρόχος επαναλαμβάνει τις τιμές  $\alpha$ , ο μεσαίος βρόχος επεξεργάζεται κάθε σημείο SNR και ο εσωτερικός βρόχος χειρίζεται τις μεμονωμένες μεταδόσεις και την καταμέτρηση σφαλμάτων. Αυτή η εμφωλευμένη προσέγγιση εξασφαλίζει μεν την αποτελεσματική διαχείριση του υπολογιστικού φόρτου εργασίας και παράλληλα επιτρέπει την ευελιξία στις προσαρμογές των παραμέτρων αλλά κοστίζει υπολογιστικά.

Η υπολογιστική απόδοση μπορεί επίσης να βελτιστοποιηθεί περαιτέρω, ιδίως στον ψευδοαντίστροφο υπολογισμό του  $K$ , ο οποίος μπορεί να υπολογιστεί εκ των προτέρων για κάθε άλφα αντί να υπολογίζεται εκ νέου εντός του βρόχου εφόσον έχουν αποφασιστεί οι τιμές του  $\alpha$  που θα χρησιμοποιηθούν για τη προσομοίωση. Τέλος, ενώ στην προσομοίωση λαμβάνεται υπόψη ο θόρυβος, μια πιο λεπτομερής προσέγγιση ανίχνευσης MMSE ή ML για καλύτερη ταυτοποίηση των υποφερόντων θα βελτίωνε την απόδοση, ιδίως σε σενάρια με υψηλότερες παρεμβολές.

Συνοψίζοντας λοιπόν τα κομμάτια που είναι βαριά υπολογιστικά έχουμε:

- Υπολογισμός ψευδοαντίστροφου πίνακα  $K$ :  $O(N_F^3)$

- SEFDM πολλαπλασιασμός πινάκων:  $O(aN_F^2)$
- FFT/IFFT:  $O(N_F \log(N_F))$
- Ανίχνευση υποφερόντων:  $O(GN)$

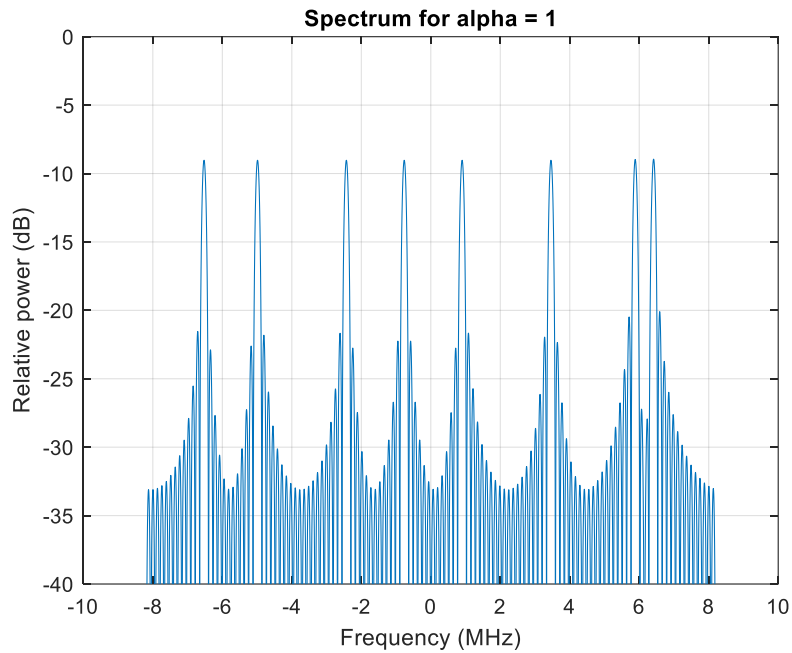
### 3.7 Επίλογος

Στο παρόν κεφάλαιο αναλύθηκε το μοντέλο προσομοίωσης που χρησιμοποιήθηκε για τη παρούσα διπλωματική. Αναλύθηκαν οι μέθοδοι με τους οποίους επιλέχθηκαν τα κανάλια, ο θόρυβος και πως επηρεάζει η προσθήκη του διαφορισμού το σύστημα και ο θεωρητικός υπολογισμός του PER. Τέλος έγινε ανάλυση του κώδικα δηλαδή της λειτουργίας του και της αποτελεσματικότητας του καθώς και την πολυπλοκότητα.

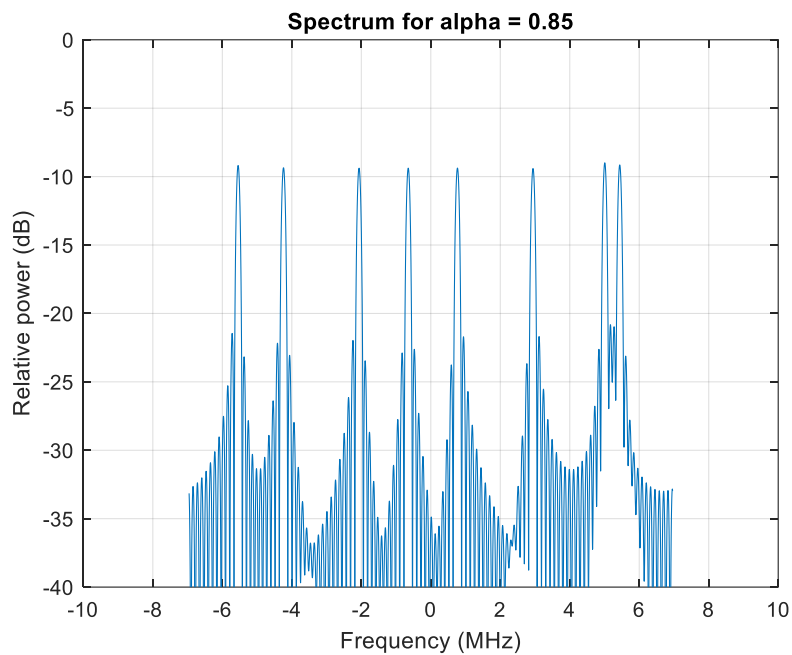
## Κεφάλαιο 4ο: Αποτελέσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλυθούν τα αποτελέσματα που προέκυψαν από τη προσομοίωση.

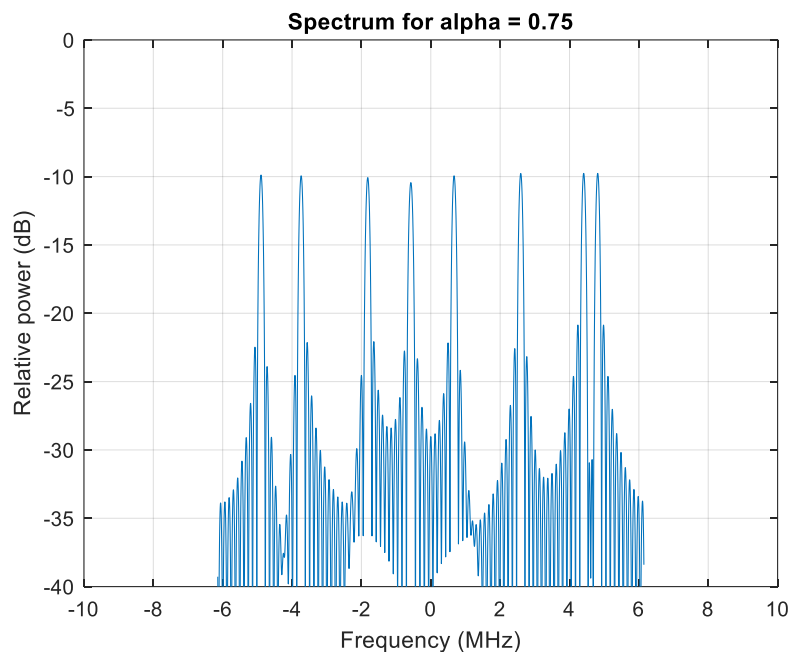
Αρχικά ας δούμε πώς αλλάζει το φάσμα για τις διάφορες τιμές του  $\alpha$  ξεκινώντας από την τιμή 1 μέχρι το 0.5.



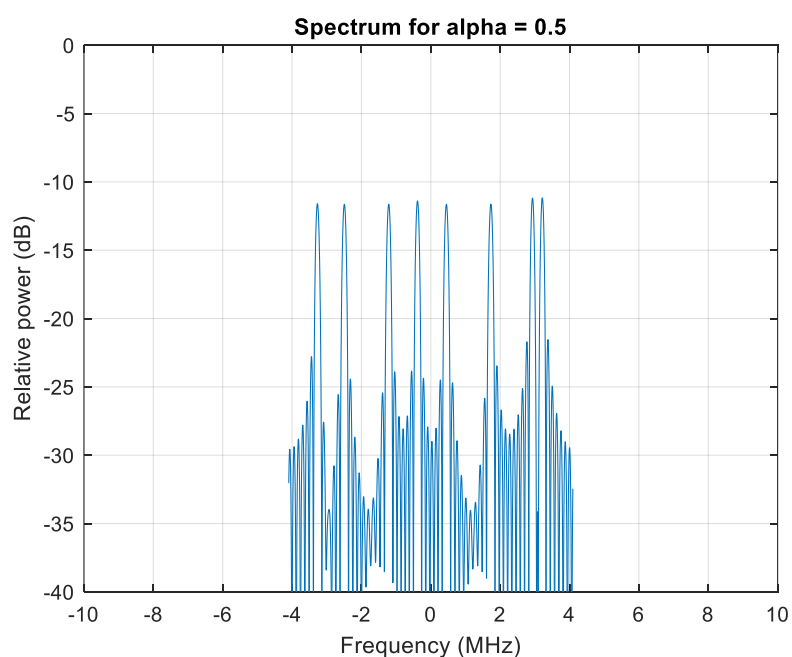
*Σχήμα 4.1 Φάσμα για  $\alpha=1$*



*Σχήμα 4.2 Φάσμα για  $\alpha=0.85$*



Σχήμα 4.3 Φάσμα για  $\alpha=0.75$



Σχήμα 4.4 Φάσμα για  $\alpha=0.5$

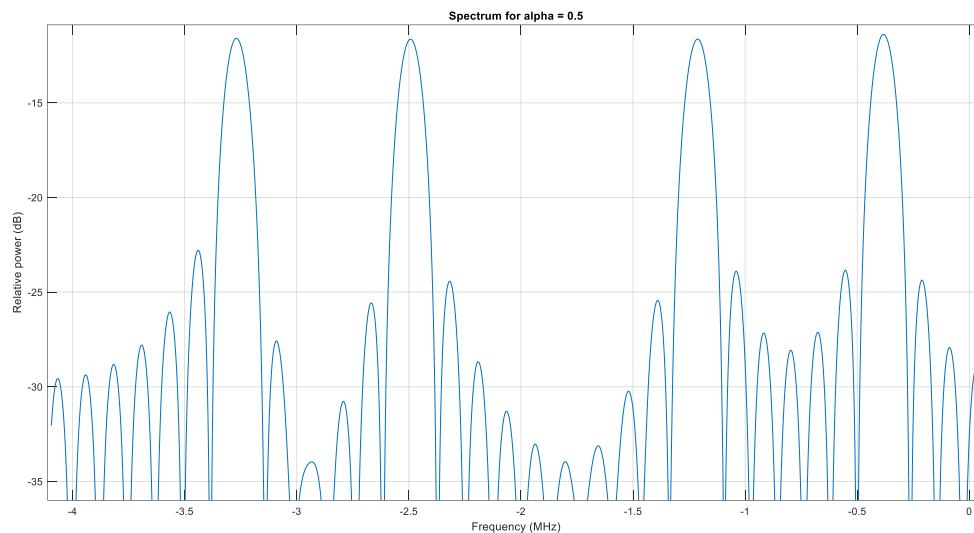
Το φάσμα αλλάζει καθώς οι τιμές άλφα μειώνονται λόγω του τρόπου με τον οποίο το άλφα επηρεάζει την απόσταση μεταξύ γειτονικών υποφερόντων. Ακολουθεί εξήγηση για κάθε περίπτωση:

- **$\alpha = 1$ :** Τα υποφέροντα είναι ορθογώνια μεταξύ τους όπως στο κλασικό OFDM, γεγονός που ελαχιστοποιεί την παρεμβολή μεταξύ των φορέων. Τα υποφερόμενα έχουν ίσες αποστάσεις μεταξύ τους και δεν επικαλύπτονται. Η παρεμβολή μεταξύ υποφερόντων είναι μηδενική, διότι η ορθογωνικότητα διασφαλίζει ότι οι συνιστώσες των υποφερόμενων αλληλοαναιρούνται στα

σημεία μηδενισμού τους. Το φάσμα εμφανίζεται ομαλό και χωρίς εμφανή επικάλυψη μεταξύ των υποφερόμενων.

- **$\alpha = 0.85$ :** Τα υποφέροντα έρχονται πιο κοντά μεταξύ τους, οδηγώντας σε ελαφρά επικάλυψη. Το φάσμα αρχίζει να δείχνει αυξημένα πλευρικά λοβούς, που είναι ενδείξεις της εμφάνισης ICI. Αν και η παρεμβολή είναι μικρή, το σύστημα έχει υψηλότερη φασματική αποδοτικότητα από το OFDM.
- **$\alpha = 0.75$ :** Το φάσμα δείχνει λίγο μεγαλύτερους πλευρικούς λοβούς, υποδεικνύοντας αυξημένη παρεμβολή. Οι κορυφές των υποφερόντων δεν είναι πλέον καθαρές, καθώς η ενέργεια ενός υποφέρον εισέρχεται στα γειτονικά του.
- **$\alpha = 0.5$ :** Σε αυτή την ακραία τιμή, τα υποφέροντα έχουν στενή απόσταση μεταξύ τους. Τα υποφερόμενα είναι κοντά μεταξύ τους, και πλέον υπάρχει επικάλυψη μεταξύ τους. Το φάσμα παρουσιάζει πολλαπλούς πλευρικούς λοβούς, γεγονός που σημαίνει ότι η ενέργεια ενός υποφερόμενου διαχέεται στα γειτονικά του.

Ας αναλύσουμε το σχήμα 4.4 για  $\alpha = 0.5$  λίγο περισσότερο με το με τη βοήθεια του Σχήματος 4.5 που έχει γίνει επικέντρωση στους λοβούς και τις κορυφές.

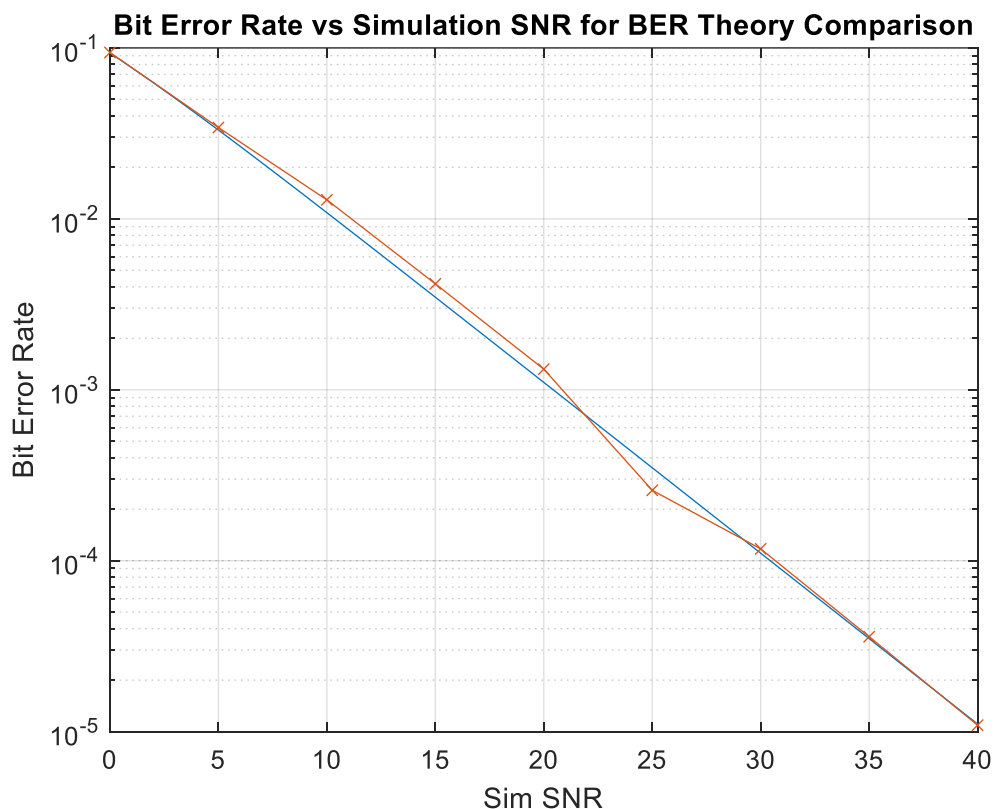


**Σχήμα 4.5** Επικέντρωση σε κορυφές και λοβούς για το φάσμα με  $\alpha=0.5$

Αυτή η συμπίεση στο μισό του αρχικού φάσματος πια τυπικά δεν επιτρέπει στα υποφέροντα να τοποθετούνται ακριβώς στα σημεία μηδενισμού των άλλων. Αντίθετα, εισέρχονται σε περιοχές όπου υπάρχουν πλευρικοί λοβοί των γειτονικών υποφερόμενων. Δεν υπάρχουν πλήρως μηδενικά σημεία στα ενδιάμεσα διαστήματα, που σημαίνει ότι η ενέργεια διαρρέει μεταξύ των υποφερόντων. Οι πλευρικοί λοβοί αυτοί περιέχουν σημαντική υπολειπόμενη ενέργεια (δεν είναι μηδενικοί), και έτσι το ένα υποφέρον δεν μπορεί να αγνοήσει τελείως την παρουσία των άλλων.

Ο βασικός συμβιβασμός εδώ είναι μεταξύ της φασματικής απόδοσης και του επιπέδου παρεμβολής. Οι υψηλότερες τιμές  $\alpha$  δίνουν προτεραιότητα στην ελάχιστη παρεμβολή με λιγότερη φασματική συμπαγή χρήση, ενώ οι χαμηλότερες τιμές  $\alpha$  δίνουν προτεραιότητα στη συμπαγή φασματική χρήση με αυξημένη ICI.

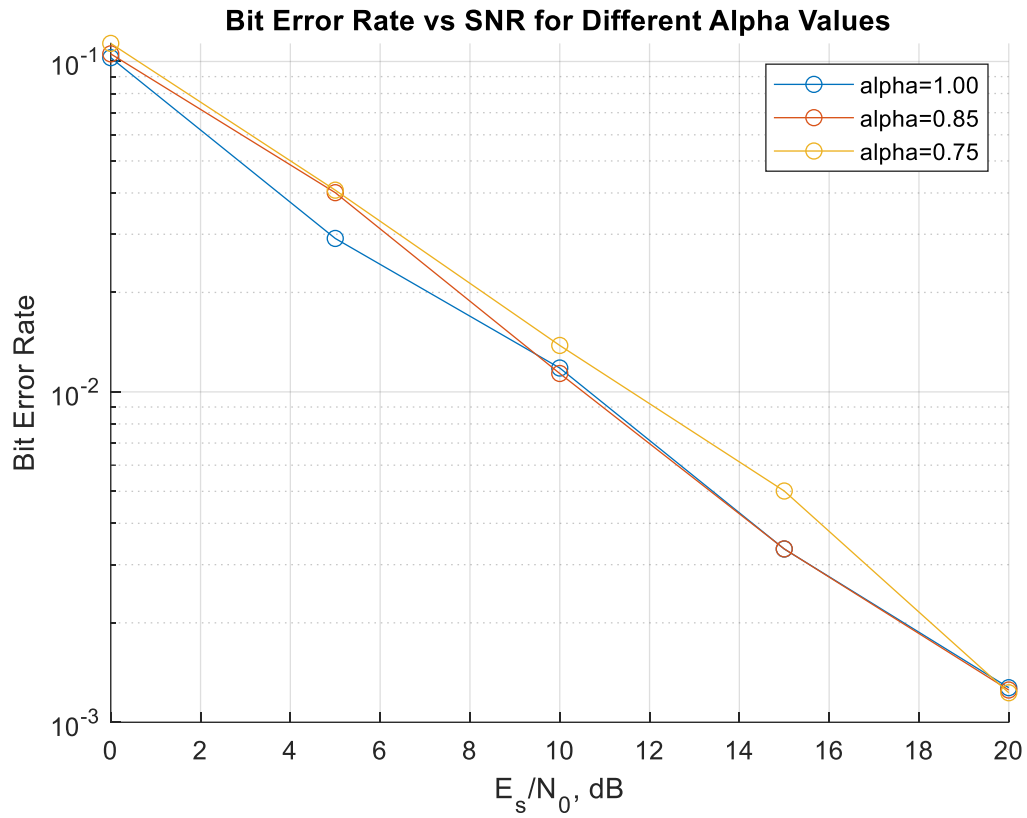
Αφού λοιπόν είδαμε πώς αλλάζει το φάσμα για τις διάφορες τιμές του  $\alpha$ , ας δούμε τώρα πως επηρεάζεται το SNR έναντι του BER. Σε κάθε σύμβολο αντιστοιχίζονται πολλαπλά bit και το BER κανονικοποιείται ανάλογα. Τα αποτελέσματα αυτών των υπολογισμών αποθηκεύονται στο διάνυσμα *BER\_rayleigh*, το οποίο περιέχει τις τιμές BER που αντιστοιχούν σε κάθε σημείο SNR. Ο άξονας x αναπαριστά το SNR σε dB, ενώ ο άξονας y αναπαριστά το BER σε λογαριθμική κλίμακα. Το διάγραμμα περιλαμβάνει: Μια γραμμή που αντιπροσωπεύει το θεωρητικό BER προσαρμοσμένο κατά Rayleigh για  $M = 16$ . Ένα πλέγμα και μια κλιμάκωση του άξονα για να αναδειχθεί η σχέση μεταξύ SNR και BER σε ένα ευρύ φάσμα τιμών. Αυτό το διάγραμμα χρησιμεύει ως βάση για τη σύγκριση των θεωρητικών αποτελεσμάτων BER με το BER που λαμβάνεται από τα δεδομένα προσομοίωσης.



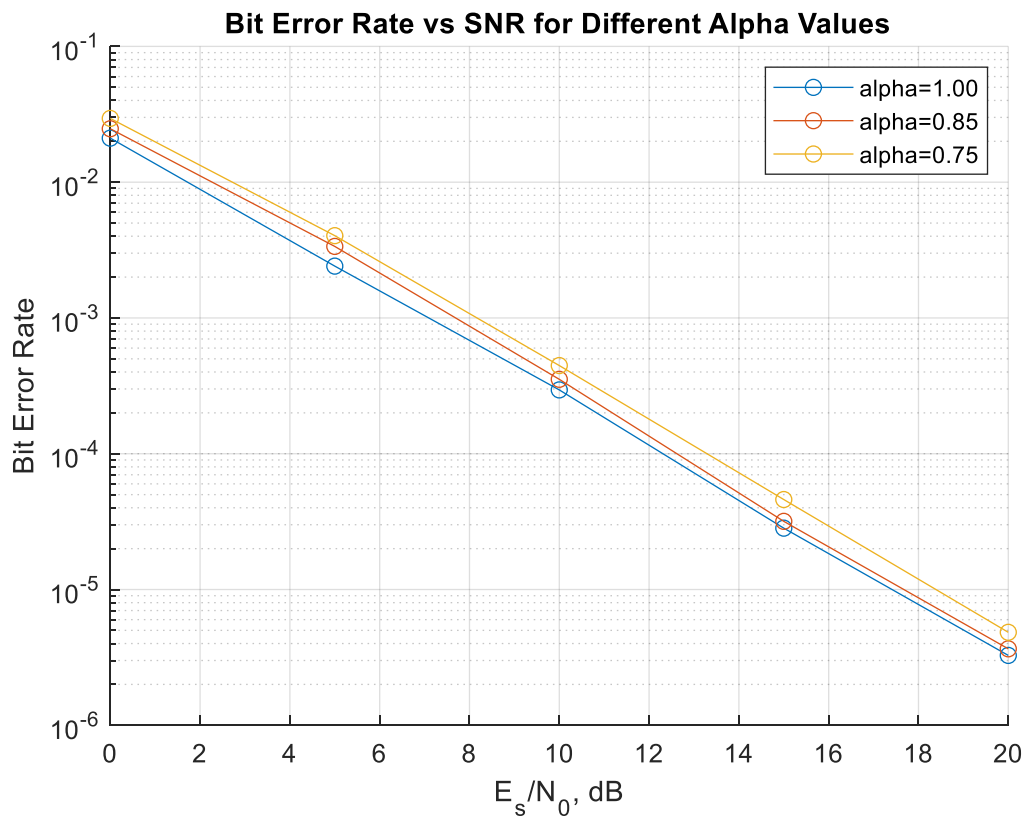
Σχήμα 4.6 Σύγκριση BER-SNR για προσομοίωση και για θεωρία για  $\alpha = 1$

Στην προκειμένη προσομοίωση αναλύεται επίσης και η προσθήκη διαφορισμού όπως αναφέρθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο που συμβολίζεται με  $L=1$  για την περίπτωση χωρίς προσθήκη ποικιλομορφίας και με  $L=2$  αυτήν με. Τα συνδυασμένα με την ποικιλομορφία υποφέροντα αναλύονται για την ανίχνευση των δεικτών ενεργών υποφερόντων για κάθε ομάδα. Αυτοί οι δείκτες αντιστοιχίζονται στη συνέχεια σε δυαδικές πληροφορίες. Τα συνδυασμένα σήματα έχουν υψηλότερο SNR λόγω της διαφορισμού, οδηγώντας σε ακριβέστερη ανίχνευση bit και μειωμένο αριθμό σφαλμάτων.

Παρακάτω μπορούμε να δούμε τις διαφορές για την εν λόγω ανεβασμένη αποτελεσματικότητα. Σε αυτό το σημείο να σημειωθεί πως σε αντίθεση με τα υπόλοιπα αποτελέσματα που λαμβάνουν υπόψιν και το  $\alpha=0.5$  για τον υπολογισμό του BER επειδή η προσθήκη του διαφορισμού εισάγει μεγάλο υπολογιστικό βάρος στο σύστημα αυτή η τιμή παραλείφθηκε για την δημιουργία των σχημάτων 4.7 και 4.8 έτσι ώστε να είναι όμοια σε λογική.



Σχήμα 4.7 SNR έναντι BER χωρίς διαφορισμό ( $L=1$ )



Σχήμα 4.8 SNR έναντι BER με προσθήκη διαφορισμού ( $L=2$ )

Η προσθήκη διαφορισμού βελτιώνει δραστικά την απόδοση του συστήματος για τους ακόλουθους λόγους. Σε ένα περιβάλλον εξασθένισης Rayleigh ενός καναλιού, εμφανίζεται βαθιά εξασθένιση όταν το κέρδος του καναλιού πέφτει σημαντικά, με αποτέλεσμα την κακή ποιότητα του σήματος. Σε ένα σύστημα διπλής διαφορισμού, η πιθανότητα τα δύο κανάλια να εμφανίζουν ταυτόχρονα βαθιά εξασθένιση μειώνεται σημαντικά. Οι ανεξάρτητοι συντελεστές εξασθένισης  $h_1$  και  $h_2$  εξασφαλίζουν ότι το σύστημα διαθέτει τουλάχιστον ένα αξιόπιστο μονοπάτι στις περισσότερες περιπτώσεις. Αυτό μειώνει τη συνολική πιθανότητα σφάλματος συμβόλου ή bit.

Ο συνδυασμός μέγιστου λόγου (MRC) αξιοποιεί τις ανεξάρτητες διαδρομές σήματος για να αυξήσει το SNR στο δέκτη. Με την άθροιση των τετραγωνικών μεγεθών των λαμβανόμενων σημάτων, το συνδυασμένο σήμα έχει ουσιαστικά SNR ισοδύναμο με το άθροισμα των SNR από τα μεμονωμένα κανάλια. Αυτή η αύξηση του SNR μεταφράζεται άμεσα σε χαμηλότερα ποσοστά σφάλματος. Η πολυμορφία εισάγει πλεονασμό στο λαμβανόμενο σήμα. Ακόμη και αν ένα κανάλι παρέχει ένα αλλοιωμένο σήμα λόγω θορύβου ή εξασθένισης, το άλλο κανάλι μπορεί να παρέχει μια καθαρή έκδοση του ίδιου σήματος. Αυτός ο πλεονασμός εξασφαλίζει ότι τα σφάλματα είναι λιγότερο πιθανό να εμφανιστούν, ειδικά σε χαμηλά και μέτρια επίπεδα SNR.

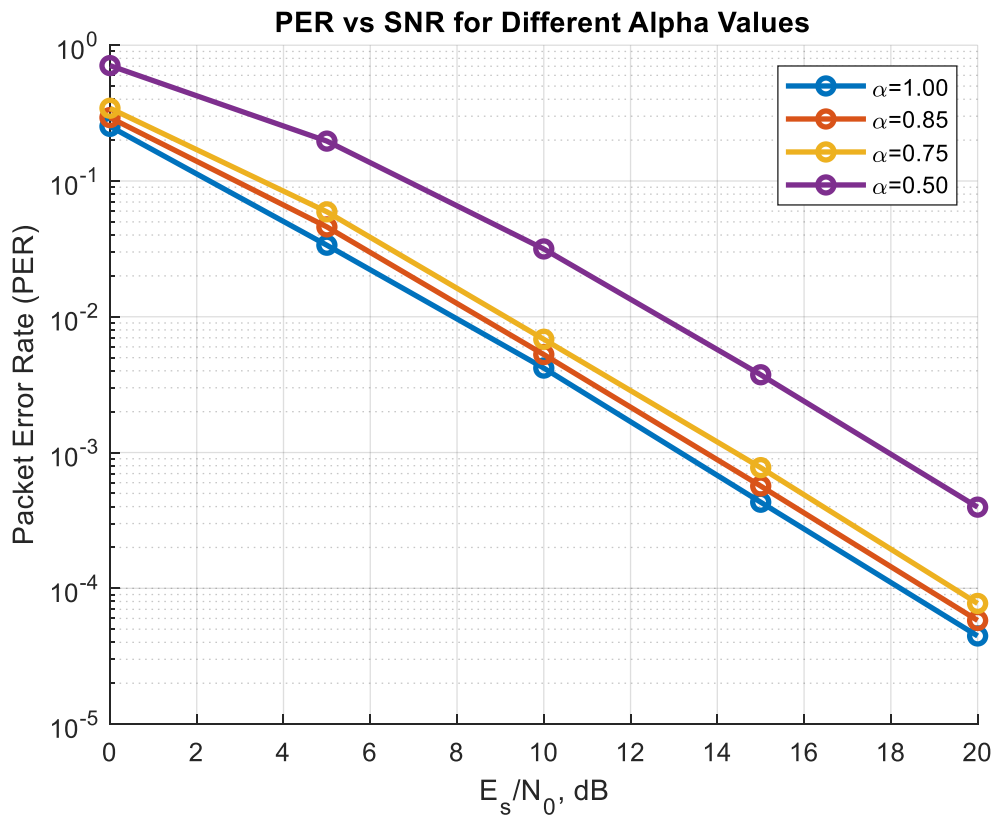
**Πίνακας 4.1 Βαθμοί συμπίεσης και αριθμός υποφερόντων για  $\alpha = 1, 0.85, 0.75$  και  $0.5$**

	$\alpha = 1$	$\alpha \approx 0.85$	$\alpha = 0.75$	$\alpha = 0.5$
<b>Βαθμός συμπίεσης</b>	Μηδενικός	Μέτριος	Υψηλός	Πολύ υψηλός
<b>Αριθμός συμπιεσμένων υποφερόντων</b>	1024	870	768	512

Ας δούμε τώρα πως επηρεάζεται το PER για τις διάφορες τιμές του  $\alpha$  στο παρακάτω σχήμα 4.8. Η συμπεριφορά PER στο συγκεκριμένο διάγραμμα ευθυγραμμίζεται με τα θεμελιώδη χαρακτηριστικά του SEFDM. Η τυπική περίπτωση OFDM ( $\alpha=1$ ) επιτυγχάνει την καλύτερη απόδοση λόγω της απουσίας ICI. Καθώς το  $\alpha$  μειώνεται, η αυξανόμενη επικάλυψη υποφερόντων εισάγει περισσότερη παρεμβολή, προκαλώντας υψηλότερο ποσοστό σφάλματος, ιδίως σε χαμηλότερο SNR. Σε πολύ χαμηλές τιμές  $\alpha$ , εμφανίζεται ένα κατώτατο όριο σφάλματος, που σημαίνει ότι ακόμη και το υψηλό SNR δεν μπορεί να μετριάσει πλήρως τα σφάλματα.

- Για  $\alpha=1$  (μπλε καμπύλη): Αυτό αντιστοιχεί όπως έχει αναφερθεί και σε προηγούμενα κεφάλαια σε ένα τυπικό σύστημα OFDM χωρίς συμπίεση. Δεδομένου ότι δεν υπάρχει παρεμβολή μεταξύ των υποφερόντων, το σύστημα επωφελείται από τη ορθογωνικότητα, οδηγώντας στην καλύτερη επίδοση σφάλματος μεταξύ των δοκιμασμένων τιμών του.
- Για  $\alpha=0.85$  και  $\alpha=0.75$  (πορτοκαλί και κίτρινη καμπύλη): Αυτές οι καμπύλες αντιπροσωπεύουν μέτρια συμπίεση στο SEFDM, όπου οι τα υποφέροντα τοποθετούνται πιο κοντά μεταξύ τους, παραβιάζοντας σε κάποιο βαθμό την ορθογωνικότητα. Αυτό προκαλεί αύξηση της ICI, η οποία υποβαθμίζει την απόδοση ανίχνευσης. Ωστόσο, το σύστημα εξακολουθεί να διατηρεί μια σχετικά καλή απόδοση PER, παρουσιάζοντας μόνο μια μικρή υποβάθμιση σε σύγκριση με  $\alpha=1$ . Αυτό υποδηλώνει ότι για μέτρια συμπίεση, τα οφέλη της φασματικής απόδοσης έχουν μικρό κόστος στην απόδοση σφάλματος.
- Για  $\alpha=0.5$  (μωβ καμπύλη): Η περίπτωση αυτή αντιπροσωπεύει υψηλό βαθμό φασματικής συμπίεσης, που σημαίνει ότι τα υποφέροντα επικαλύπτονται, εισάγοντας υψηλότερη ICI. Το ποσοστό σφάλματος είναι σημαντικά υψηλότερο από τις άλλες περιπτώσεις, ιδίως στην

περιοχή χαμηλότερου SNR. Ακόμη και σε υψηλές τιμές SNR, το PER δεν μειώνεται τόσο απότομα όσο για μεγαλύτερες τιμές  $\alpha$ , υποδεικνύοντας ότι τα φαινόμενα παρεμβολής κυριαρχούν των φαινομένων θορύβου σε χαμηλότερους συντελεστές συμπίεσης.



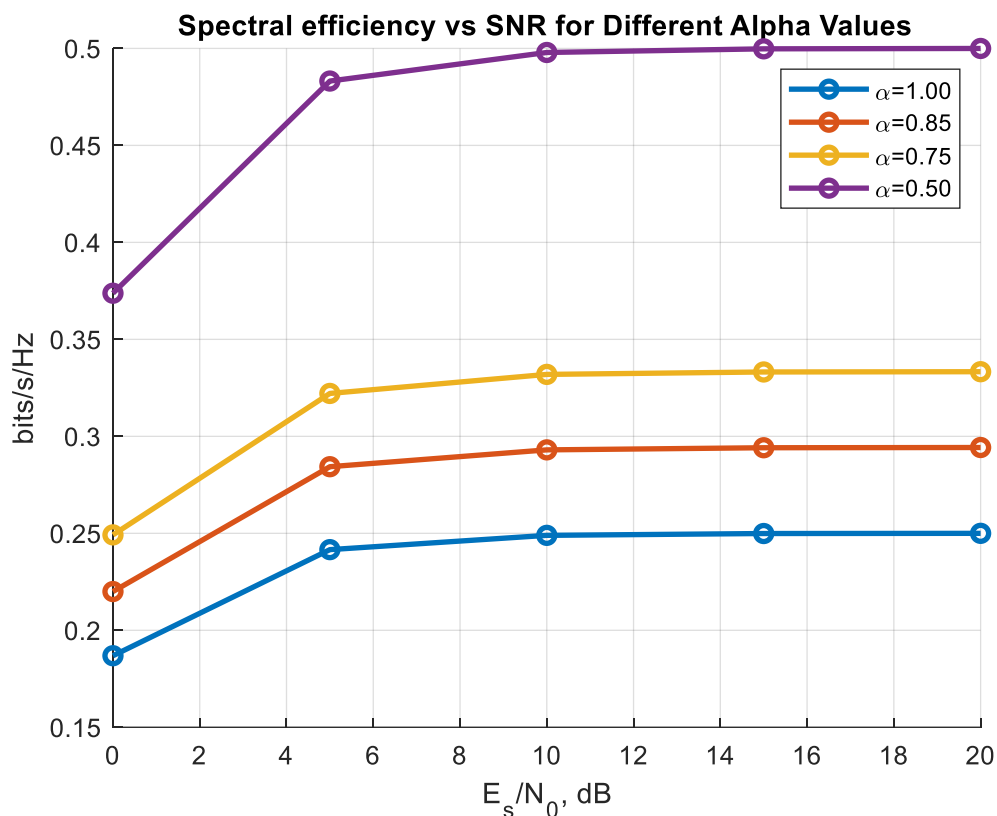
Σχήμα 4.9 PER για διάφορες τιμές του  $\alpha$  συναρτήσει του SNR

Ως αποτέλεσμα μας ενδιαφέρει να δούμε επίσης και τη φασματική απόδοση του συστήματος και πώς αυτή διαμορφώνεται για τις διάφορες τιμές του  $\alpha$  που ερευνούμε όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.10.

Για την δημιουργία του Σχήματος 4.10 χρησιμοποιήθηκαν οι πληροφορίες από το [6]. Η έρευνα της εν λόγω αναφοράς χρησιμοποιεί ένα θεωρητικό μοντέλο που ορίζει την απόδοση ως την ποσότητα των επιτυχώς ληφθέντων δεδομένων ανά μονάδα χρόνου, λαμβάνοντας υπόψη τις συνθήκες του καναλιού, τους ρυθμούς κωδικοποίησης και τα σχήματα διαμόρφωσης.

Στο ίδιο πλαίσιο, το σύστημα μας εκτιμά τη φασματική απόδοση χρησιμοποιώντας μια πιο πρακτική προσέγγιση. Εάν έστω και ένα bit εντός του πακέτου αποκωδικοποιηθεί εσφαλμένα, ολόκληρο το πακέτο θεωρείται εσφαλμένο. Δηλαδή το PER είναι ο λόγος των λανθασμένων πακέτων προς τα συνολικά. Η φασματική απόδοση και λόγω προφανώς της επιρροής του  $\alpha$  χαρακτηρίζεται ως εξής:

$$SE_{RX} = (1 - PER) \frac{\log_2(N)}{N\alpha} \quad (4.2)$$



Σχήμα 4.10 Φασματική απόδοση για  $\alpha=1, 0.85, 0.75$  και  $0.5$

Το παραπάνω διάγραμμα, απεικονίζει πώς μεταβάλλεται η φασματική απόδοση του συστήματος σε σχέση με το SNR για τέσσερις διαφορετικές τιμές του  $\alpha$ . Η φασματική απόδοση αντιπροσωπεύει τον πραγματικό ρυθμό δεδομένων (σε bit/s ανά Hz) που επιτυγχάνεται από το σύστημα, λαμβάνοντας υπόψη το χρησιμοποιούμενο εύρος ζώνης. Όταν το SNR αυξάνεται, η φασματική απόδοση βελτιώνεται για όλες τις τιμές. Σε υψηλότερο SNR, ο θόρυβος είναι λιγότερος, επιτρέποντας στο σύστημα να μεταδίδει δεδομένα με μεγαλύτερη αξιοπιστία. Για  $\alpha = 1$ , η φασματική απόδοση παραμένει η χαμηλότερη σε όλες τις τιμές SNR που είναι και λογικό καθώς δεν υπάρχει καμία συμπίεση των υποφερόντων, καθώς η διαμόρφωση αντιστοιχεί σε μια παραδοσιακή ρύθμιση OFDM όπως έχει αναφερθεί και σε προηγούμενα κεφάλαια. Η φασματική απόδοση αυξάνεται για  $\alpha = 0.85$  και  $\alpha = 0.75$ , καθώς η στενότερη απόσταση μεταξύ των υποφερόντων βελτιώνει τη χρήση του εύρους ζώνης. Η υψηλότερη φασματική απόδοση επιτυγχάνεται για  $\alpha = 0.50$  όπου μπορούμε να παρατηρήσουμε την ραγδαία αύξηση της απόδοσης σε αντίθεση με τις υπόλοιπες τιμές. Αυτό συμβαίνει γιατί η απόσταση μεταξύ των υποφερόντων μειώνεται στο μισό σε σύγκριση με το κλασικό OFDM. Αυτό ουσιαστικά διπλασιάζει τον αριθμό των υποφερόντων στο ίδιο εύρος ζώνης, οδηγώντας σε μεγαλύτερο πραγματικό ρυθμό δεδομένων. Να σημειωθεί φυσικά σε αυτό το σημείο ότι το σενάριο για 0.5 είναι ακραίο και δεν συνηθίζεται να εφαρμόζεται σε πραγματικές συνθήκες. Η σχέση μεταξύ φασματικής απόδοσης και  $\alpha$  είναι μη γραμμική. Ο αντίκτυπος της μείωσης  $\alpha$  γίνεται πιο έντονος σε μικρότερες τιμές, επειδή η μείωση είναι ανάλογη του συνολικού αριθμού των υποφερόντων και της απόστασής τους. Για παράδειγμα από το 0.75 μέχρι το 0.5 που είναι η επόμενη τιμή διπλασιάζεται ο αριθμός των υποφερόντων.

Επίσης παρατηρούμε ότι σε χαμηλό SNR, στο σύστημα υπάρχει πολύς θόρυβος και τα οφέλη από την αυξημένη χρήση του εύρους ζώνης αντισταθμίζονται από τα υψηλότερα ποσοστά σφάλματος πακέτων

## Κεφάλαιο 4

λόγω ICI. Ωστόσο, σε υψηλό SNR, ο μειωμένος θόρυβος επιτρέπει στο σύστημα να αξιοποιήσει σε μεγάλο βαθμό το πρόσθετο εύρος ζώνης, οδηγώντας στην αύξηση της φασματικής απόδοσης.

## Κεφάλαιο 5ο: Συμπεράσματα και μελλοντικές βελτιώσεις

Κατά τη διάρκεια αυτής της έρευνας διερευνήσαμε ένα σύστημα με ασύμφωνη διαμόρφωση και μελετήσαμε την απόδοση του ρυθμού σφάλματος bit (BER), το PER καθώς και την επιρροή του παράγοντα  $\alpha$  στο φάσμα του συστήματος υπό συνθήκες εξασθένησης Rayleigh και την επιρροή του διαφορισμού στο σύστημα μας. Τα ευρήματά μας επιβεβαιώνουν ότι το BER βελτιώνεται χωρίς αύξηση της ισχύος μετάδοσης, σύμφωνα με τις θεωρητικές προβλέψεις και ότι επιτυγχάνουμε ικανοποιητικό BER, PER αλλά και εξοικονόμηση εύρους ζώνης. Κατά την έρευνα διαπιστώθηκε επίσης ότι μεγάλες ή αλλιώς ακραίες τιμές του  $\alpha$  π.χ. της τάξης του 0,5 συμπυκνώνουν σημαντικά το φάσμα εισάγοντας παρεμβολή μεταξύ των υποφερόντων αλλά βελτιώνουν το PER σε μεγάλο βαθμό. Από την άλλη οι τιμές 0,75 και 0,85 συμπυκνώνουν και αυτές το φάσμα φυσικά με τη σειρά τους αλλά σε ένα πολύ πιο λογικό και διαχειρίσιμο πλαίσιο επιτυγχάνοντας αξιοσημείωτη εξοικονόμηση εύρους ζώνης χωρίς σημαντική υποβάθμιση του BER.

Όσον αφορά την ICI που εισάγεται λόγω της επικάλυψης των υποφερόντων που προκύπτει από τη συμπίεση παρατηρήθηκε ότι όπως πριν για 0,75 και 0,85 είναι σε φυσιολογικά επίπεδα αλλά για την ακραία τιμή του 0.5 έχουμε τη αισθητή επικάλυψη που είναι και το αναμενόμενο.

Ορισμένα άλλα σημαντικά συμπεράσματα από αυτή τη διαδικασία της έρευνας περιλαμβάνουν:

- Επίδραση της εξασθένησης: Η προσθήκη Rayleigh Fading εισάγει εξασθενήσεις που υποβαθμίζουν σημαντικά την απόδοση του συστήματος, ενισχύοντας την ανάγκη για τεχνικές διαφορισμού.
- Σχεδιασμός ανιχνευτή: Το τρέχον σύστημα είναι βελτιστοποιημένο για ανίχνευση ενός υποφέροντος, αλλά θα χρειαστούν διαφορετικές μέθοδοι ανίχνευσης για πολλαπλά ενεργά υποφέροντα.
- Θεωρητικής ανάλυση BER έναντι πρακτικής: Ο υπολογισμός BER με βάση την ολοκλήρωση παρέχει ακριβείς εκτιμήσεις απόδοσης και ευθυγραμμίζεται με το θεωρητικό μοντέλο.
- Υπολογιστική αποδοτικότητα: Η αριθμητική προσέγγιση ολοκλήρωσης είναι υπολογιστικά εντατική, γεγονός που υποδηλώνει ότι απλουστευμένες προσεγγίσεις θα μπορούσαν να βελτιώσουν την απόδοση σε πραγματικό χρόνο.

Με αυτές τις πληροφορίες κατά νου, ως μελλοντικές βελτιώσεις για την επέκταση και τη βελτιστοποίηση του συστήματος θα μπορούσαν να προταθούν τα παρακάτω.

Επί του παρόντος, το σύστημα θεωρεί έναν ενεργό υποφέρον ανά ομάδα υποφερόντων, αλλά η αύξηση του αριθμού των ταυτόχρονα ενεργών υποφερόντων μπορεί να βελτιώσει το ρυθμό δεδομένων και τη φασματική απόδοση. Ωστόσο, αυτό εισάγει νέες προκλήσεις όπως διαφορετικές μεθόδους ανίχνευσης. Ένας ανιχνευτής ενός υποφέροντος δεν είναι πλέον βέλτιστος όταν είναι ενεργά πολλαπλά υποφέροντα. Θα πρέπει να εξεταστούν τεχνικές ανίχνευσης πολλαπλών συμβόλων, όπως η ανίχνευση ML ή η ανίχνευση LLR. Με πολλά ενεργά υποφέροντα, το σύστημα μπορεί να αντιμετωπίσει τη διασυμβολική παρεμβολή ISI, που απαιτεί πιο προηγμένες τεχνικές εξισορρόπησης. Τα περισσότερες ενεργά υποφέροντα αυξάνουν την πολυπλοκότητα αποκωδικοποίησης, απαιτώντας πιο αποδοτικούς αλγορίθμους.

Για την περαιτέρω μείωση των ποσοστών σφαλμάτων μπορούν να διερευνηθούν τεχνικές κωδικοποίησης διόρθωσης σφαλμάτων και διαφορισμού:

- Κώδικες διόρθωσης σφαλμάτων: κώδικες LDPC θα μπορούσαν να ενισχύσουν την σταθερότητα του συστήματος υπό πιο απαιτητικές συνθήκες εξασθένησης.
- Διαφορισμός κεραιών: Η χρήση πολλαπλών εισόδων και πολλαπλών εξόδων (MIMO) ή κωδικοποίησης χώρου-χρόνου θα μπορούσε να μελετηθεί. Τεχνικές όπως η κωδικοποίηση Alamouti θα μπορούσαν να είναι αποτελεσματικές.
- Υβριδικές προσεγγίσεις: Ο συνδυασμός MFSK με OFDM μπορεί να βοηθήσει στον μετριασμό της εξασθένησης και στη βελτίωση της φασματικής απόδοσης.

Ένας άλλος παράγοντας για βελτίωση έγκειται στις στρατηγικές κατανομής πόρων. Με τη δυναμική προσαρμογή της απόστασης των υποφερόντων με βάση τις συνθήκες του καναλιού σε πραγματικό χρόνο, το SEFDM-IM μπορεί να επιτύχει βελτιωμένο συμβιβασμό μεταξύ φασματικής απόδοσης και ελέγχου παρεμβολών. Επιπλέον, τα σχήματα διαμόρφωσης που επιλέγουν την καταλληλότερη σειρά διαμόρφωσης με βάση τις συνθήκες SNR θα μπορούσαν να βελτιώσουν περαιτέρω την αξιοπιστία και τη χωρητικότητα των συστημάτων SEFDM-IM. Αυτές οι εξελίξεις θα επέτρεπαν στο σύστημα να λειτουργεί αποτελεσματικότερα σε ετερογενή περιβάλλοντα με ποικίλα χαρακτηριστικά διάδοσης.

Μια ακόμη μελλοντική βελτίωση όσον αφορά την επιλογή και ενεργοποίηση περισσότερων υποφερόντων θα ήταν η εξασφάλιση ότι τα ενεργά έχουν επαρκή απόσταση μεταξύ τους. Για παράδειγμα, αν έχουμε 16 υποφέροντα και δύο είναι ενεργά, μπορούμε να επιλέξουμε το 3ο και το 11ο αντί του 15ου και 16ου. Μπορούμε να εφαρμόσουμε μια διασπορά ενεργών μέσα στην ομάδα των 16, έτσι ώστε να μειωθεί η τοπική συγκέντρωση ισχύος σε γειτονικές συχνότητες. Ένας τρόπος να γίνει αυτό είναι να χρησιμοποιηθεί ένας αλγόριθμος επιλογής θέσεων για τα υποφερόμενα, όπου αντί για διαδοχικά υποφερόμενα, ενεργοποιούνται εκείνα που έχουν τη μικρότερη συσχέτιση μεταξύ τους. Η προσέγγιση αυτή έχει χρησιμοποιηθεί και σε OFDM-IM, αλλά στο SEFDM έχει μεγαλύτερη σημασία λόγω της μη ορθογώνιας φύσης του. Μπορεί να οριστεί μια συνάρτηση που εξαρτάται από την απόσταση μεταξύ ενεργών υποφερόμενων και το επίπεδο ICI που προκαλείται από κάθε πιθανό συνδυασμό.

Από άποψη κώδικα θα μπορούσαν επίσης να γίνουν περαιτέρω βελτιώσεις. Ένας τρόπος βελτίωσης της αποδοτικότητας του κώδικα είναι η βελτιστοποίηση των υπολογισμών των πινάκων. Η δημιουργία ενός μεγάλου πίνακα μετασχηματισμού και του ψευδοαντιστρόφου του μπορεί να είναι υπολογιστικά δαπανηρή, ιδίως όταν εκτελείται για κάθε επανάληψη της προσομοίωσης. Αντ' αυτού, αυτοί οι πίνακες μπορούν να υπολογιστούν εκ των προτέρων και να αποθηκευτούν πριν από την έναρξη του βρόχου, μειώνοντας τους περιττούς υπολογισμούς. Αυτό θα μείωνε σημαντικά τον υπολογιστικό φόρτο και θα βελτιώνε τον συνολικό χρόνο εκτέλεσης.

Μια άλλη πτυχή που θα μπορούσε να βελτιωθεί είναι η διαχείριση της μνήμης. Ο κώδικας δημιουργεί μεγάλους πίνακες μέσα στον βρόχο, γεγονός που θα μπορούσε να οδηγήσει σε περιττές κατανομές μνήμης και σε αργή εκτέλεση. Η χρήση προκαθορισμένων πινάκων για την αποθήκευση των αποτελεσμάτων, αντί της δυναμικής αύξησής τους κατά τη διάρκεια των επαναλήψεων, θα ήταν πιο αποδοτική. Επιπλέον, η διαδικασία υπολογισμού του σφάλματος bit μπορεί να γίνει πιο αποδοτική αποφεύγοντας τους εμφωλευμένους βρόχους όπου είναι δυνατόν. Επί του παρόντος, ο κώδικας επεξεργάζεται τα σφάλματα bit με επανάληψη σε κάθε ομάδα ξεχωριστά. Μπορούν να

χρησιμοποιηθούν διανυσματικές πράξεις για τον ταυτόχρονο χειρισμό πολλαπλών ομάδων, αξιοποιώντας τις πράξεις πινάκων αντί για το βρόγχο σε μεμονωμένα στοιχεία.

Μια άλλη πτυχή που πρέπει να βελτιωθεί είναι η προσθήκη θορύβου και η επεξεργασία σήματος. Ο κώδικας εφαρμόζει επί του παρόντος θόρυβο στο λαμβανόμενο σήμα χρησιμοποιώντας τυχαία δείγματα θορύβου, αλλά μια πιο δομημένη προσέγγιση, όπως η εξασφάλιση της κατάλληλης κλιμάκωσης ισχύος του θορύβου σύμφωνα με τις συνθήκες του καναλιού, θα μπορούσε να βελτιώσει την ακρίβεια. Η προσομοίωση θα μπορούσε επίσης να ωφεληθεί από ένα πιο ρεαλιστικό μοντέλο καναλιού. Αντί της εφαρμογής ενός απλού μοντέλου εξασθένισης, ένα πιο σύνθετο κανάλι, όπως ένα μοντέλο χρονικά μεταβαλλόμενης ή συχνοεπιλεκτικής εξασθένισης, θα μπορούσε να παρέχει ακριβέστερες εκτιμήσεις επιδόσεων.

Τέλος, ο κώδικας θα μπορούσε να επωφεληθεί από τεχνικές παράλληλης επεξεργασίας. Δεδομένου ότι κάθε επίπεδο SNR λειτουργεί ανεξάρτητα από τα υπόλοιπα, θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν τεχνικές παράλληλης εκτέλεσης, όπως `multithreading` ή η επιτάχυνση GPU. Αυτό θα επέτρεπε την ταυτόχρονη προσομοίωση διαφορετικών συνθηκών SNR, μειώνοντας σημαντικά τον συνολικό χρόνο εκτέλεσης.

## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Κινητές επικοινωνίες 4<sup>ης</sup> και 5<sup>ης</sup> γενιάς, Αθανάσιος Ιωσηφίδης, ΠΜΣ «Εφαρμοσμένα Ηλεκτρονικά Συστήματα», ΔΙ.ΠΑ.Ε
- [2] Subcarrier Index Modulation for Spectral Efficient Frequency Division Multiplexing in Multi-Input Multi-Output Channels, Muhammad Sajid Sarwar , Muneeb Ahmad , Graduate Student Member, IEEE, and Soo Young Shin , Senior Member, IEEE, IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 72, NO. 2, FEBRUARY 2023
- [3] Index Modulation Techniques for Next-Generation Wireless Networks, Ertugrul Basar, Senior Member, IEEE, Miaowen Wen, Member, IEEE, Raed Mesleh, Senior Member, IEEE, Marco Di Renzo, Senior Member, IEEE, Yue Xiao, Member, IEEE, Harald Haas, Senior Member, IEEE, IEEE ACCESS, VOL. 5, AUGUST 2017.
- [4] Generation of SEFDM-Signals Using FFT/IFFT, Alexandr B. Kislitsyn, Andrey V. Rashich, and Ngok Nuen Tan , St. Petersburg State Polytechnical University, St. Petersburg, Russia
- [5] Digital Communications, Fifth Edition, John G. Proakis Professor Emeritus, Northeastern University Department of Electrical and Computer Engineering, University of California, San Diego, Masoud Salehi Department of Electrical and Computer Engineering, Northeastern University
- [6] Data Throughputs Using Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Techniques in a Noise-Limited Cellular Environment, Severine Catreux, Peter F. Driessen, and Larry J. Greenstein, Fellow, IEEE, IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS, VOL. 1, NO. 2, APRIL 2002

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α : ΚΩΔΙΚΑΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

```
clc;
clear all;
close all;

%% System Parameters %%
NF = 1024; % Total number of subcarriers
N = 16; % Number of subcarriers per group
G = NF/N; % Number of groups
% zp_length = 2048; % Desired length after zero padding
% Fs = 1000; % Assuming sample rate of 1 KHz for simplicity
SNRdB = 0:5:20; % SNR corresponds to Es/No values for which simulation will run
Number_of_Active_SC = 1;
Num_of_bitsIM = zeros(1,length(SNRdB));
bit_errorsIM = zeros(1,length(SNRdB));
Total_power = 10.^(.1*SNRdB);
IM_power = Total_power/G;
CP = 16;

p1 = log2(nchoosek(N,Number_of_Active_SC)); % Number of bits to index modulate the
active subcarrier
p2 = 0;

alphas = [1, 0.849609375, 0.75, 0.5]; % Alpha values to test

num_blocks = G; % Number of blocks (in this case, same as number of groups)

% Prepare the figure
figure;
hold on;

for alpha_idx = 1:length(alphas)
    alpha = alphas(alpha_idx); % Select the current alpha
    L = round(NF * alpha); % Calculate L for the current alpha

    % Prepare the SEFDM matrix K
    K = zeros(L, NF);
    for l = 0:L-1
        for k = 0:NF-1
            sum1 = 0;
            for ii = 0:L-1
                sum1 = sum1 + exp(1i * 2 * pi * (k / NF - l / L) * ii);
            end
            K(l+1, k+1) = (1 / L) * sum1;
        end
    end

    % Pseudo-inverse of matrix K
    K_pseudo_inverse = pinv(K); % Computes the pseudo-inverse of the matrix K

    Num_of_bitsIM = zeros(1, length(SNRdB));
    bit_errorsIM = zeros(1, length(SNRdB));
    Num_of_packets = zeros(1, length(SNRdB));
    packet_errors = zeros(1, length(SNRdB));

    for jj = 1:length(SNRdB)
        if (SNRdB(jj) >= 0 && SNRdB(jj) < 20)
```

```

        required_errors = 10000;
elseif (SNRdB(jj) >= 20 && SNRdB(jj) < 30)
    required_errors = 5000;
else
    required_errors = 2000;
end

while bit_errorsIM(jj) < required_errors
    Num_of_bitsIM(jj) = Num_of_bitsIM(jj) + G * (p1 + Number_of_Active_SC
* p2);
    info_bitsIM = rand(1, G *(p1 + Number_of_Active_SC * p2)) > 0.5;
    Num_of_packets(jj) = Num_of_packets(jj) + 1;

    % Index modulation
    info_table = reshape(info_bitsIM , p1 + Number_of_Active_SC * p2, G)';
    active_SC = bi2de(info_table, 'left-msb') + 1;

    % Apply the operation with current alpha
    tx_signal = zeros(NF, 1); % Initialize tx_signal array
    subcarriers = zeros(1, NF);

    for ii = 1:G
        j = active_SC(ii) + N * (ii-1);
        subcarriers(j) = sqrt(IM_power(jj) / 2) + sqrt(IM_power(jj) / 2) *
1i; % Check the power so that Eb/No is correct
    end

    S_l_sefdm = K * subcarriers.';
    tx_signal = ifft(S_l_sefdm) * sqrt(L);

    %% CP addition
    tx_signal_cp = [tx_signal(L-CP+1:L); tx_signal];

    % Single-tap channel model (ideal channel with no multipath)
    h = 1; % Ideal channel, no multipath, no attenuation, no phase shift

    %% Rayleigh channel generation %%
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    p=0.2; % equal power Rayleigh paths so that total path power equals 1.
    h1 = (randn(1,1)+1i*randn(1,1))/sqrt(2);
    h2 = (randn(1,1)+1i*randn(1,1))/sqrt(2);

    rx_signal_cp1 = conv(h1, tx_signal_cp);
    rx_signal_cp2 = conv(h2, tx_signal_cp);

    %% Noise generation and addition %%
    noise1 = (randn(size(rx_signal_cp1)) + 1i *
randn(size(rx_signal_cp1))) / sqrt(2 * L); % Gaussian noise
    noise2 = (randn(size(rx_signal_cp2)) + 1i *
randn(size(rx_signal_cp2))) / sqrt(2 * L); % Gaussian noise
    rx_signal_cp1 = rx_signal_cp1 + noise1; % Add noise to signal
    rx_signal_cp2 = rx_signal_cp2 + noise2; % Add noise to signal

    %% CP removal %%
    rx_signal1 = rx_signal_cp1(CP+1:CP+L);
    rx_signal2 = rx_signal_cp2(CP+1:CP+L);

    %% FFT with alpha factor %%
    S_l_sefdm_hat1 = fft(rx_signal1) / NF;

```

```

subcarriers_hat1 = zeros(1, NF);
subcarriers_hat1 = K_pseudo_inverse * S_l_sefdm_hat1;

S_l_sefdm_hat2 = fft(rx_signal2) / NF;
subcarriers_hat2 = zeros(1, NF);
subcarriers_hat2 = K_pseudo_inverse * S_l_sefdm_hat2;

% Implement bit error counting
detected_bits = zeros(1, G * (p1 + Number_of_Active_SC * p2));
for ii = 1:G
    start_idx = (ii-1)*N + 1;
    end_idx = ii*N;
    received_group1 = subcarriers_hat1(start_idx:end_idx);
    received_group2 = subcarriers_hat2(start_idx:end_idx);

    [~, detected_index] = max(abs(received_group1).^2 +
abs(received_group2).^2);

    detected_bits_idx = de2bi(detected_index - 1, p1, 'left-msb');
    detected_bits((ii-1)*p1 + 1: ii*p1) = detected_bits_idx;
end

bit_errors = sum(detected_bits ~= info_bitsIM);
bit_errorsIM(jj) = bit_errorsIM(jj) + bit_errors;
if bit_errors > 0
    packet_errors(jj) = packet_errors(jj) + 1;
end

% fprintf('Alpha=%.2f, SNR=%2d Errors=%4d Bits=%5d BER=%e\n', alpha,
SNRdB(jj), bit_errorsIM(jj), Num_of_bitsIM(jj),
bit_errorsIM(jj)/Num_of_bitsIM(jj));

end
end
Total_errors(alpha_idx,:) = bit_errorsIM;
Total_bits(alpha_idx,:) = Num_of_bitsIM;
Total_packet_errors(alpha_idx,:) = packet_errors;
Total_packets(alpha_idx,:) = Num_of_packets;
%% Plot the results for the current alpha
semilogy(SNRdB, bit_errorsIM ./ Num_of_bitsIM, 'o-', 'DisplayName',
sprintf('alpha=%.2f', alpha));

end

%% Finalize the plot
set(gca, 'YScale', 'log');
grid on;
xlabel('E_s/N_0, dB');
ylabel('Bit Error Rate');
title('Bit Error Rate vs SNR for Different Alpha Values');
legend show;
hold off;

```

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β : ΒΟΗΘΗΤΙΚΟΣ ΚΩΔΙΚΑΣ ΣΥΓΚΡΙΣΗΣ MFSK ΓΙΑ BER-SNR

```

clc
clear
% close all;

%% System Parameters %%
SNRdB = 0:40; % SNR range in dB
SNR = 10.^(SNRdB/10); % Linear SNR values

M = 16; % Number of subcarriers per group (equivalent to MFSK order)

BER_rayleigh = zeros(1, length(SNRdB));

%% Rayleigh-Adjusted BER Calculation %%
for snr_idx = 1:length(SNRdB)
    EsN0 = M * SNR(snr_idx); % Symbol energy to noise power spectral density
    ratio

        sum_ber = 0;
        for i = 1:(M-1)
            Ps = nchoosek(M-1, i) * (-1)^(i+1) / (i+1) * exp(-i/(i+1) * EsN0);
            sum_ber = sum_ber + Ps;
        end

        sumRayleigh = 0;

        for m = 1:(M-1)
            sumRayleigh = sumRayleigh + ((-1)^(m+1)) * nchoosek(M-1, m) / (1 + m + m *
EsN0);
        end

        BER_rayleigh(snr_idx) = (2^(log2(M)-1) / (2^log2(M)-1)) * sumRayleigh;
    end

for ii=1:length(SNRdB)
    SNR = M*10^(.1*SNRdB(ii));
    SNRdB(ii)
    f1 = @(x) exp(-x./(1+SNR))./(1+SNR);
    f2 = @(x) (1-exp(-x)).^(M-1);
    Pe = 1-integral(@(x) f1(x).*f2(x),0,Inf,'RelTol',0,'AbsTol',1e-14);
    Pb(ii) = 2^(log2(M)-1)*Pe/(2^log2(M)-1);
end

%% Plotting Rayleigh-Adjusted BER %%
figure;
semilogy(SNRdB, BER_rayleigh, '-o', 'LineWidth', 2, 'MarkerSize', 4);
hold on
semilogy(SNRdB, Pb, '-', 'LineWidth', 2, 'MarkerSize', 4);
xlabel('SNR (dB)');
ylabel('Bit Error Rate (BER)');
title('BER vs. SNR for Non-Coherent MFSK with Rayleigh Fading (M=16)');
legend('Rayleigh-Adjusted Theoretical BER');
axis([0 40 1e-8 1]);
grid on;

```