



## ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

**Υλοποίηση σχήματος εκτίμησης καναλιού και  
ισοστάθμισης σήματος για οπτικά συστήματα μετάδοσης  
με χρήση συστήματος μετάδοσης πολλαπλών φερόντων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Απόστολος Ι. Κουλουμπίνης**

**Επιβλέπων :** Ηρακλής Αβραμόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2017





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ  
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

**Υλοποίηση σχήματος εκτίμησης καναλιού και  
ισοστάθμισης σήματος για οπτικά συστήματα μετάδοσης  
με χρήση συστήματος μετάδοσης πολλαπλών φερόντων**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**Απόστολος Ι. Κουλουμπίνης**

**Επιβλέπων :** Ηρακλής Αβραμόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την Πέμπτη, 6 Ιουλίου 2017

.....  
Ηρακλής Αβραμόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Νικόλαος Ουζούνογλου

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Γεώργιος Φικιώρης

Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2017

.....  
**Απόστολος Ι. Κουλουμπίνης**

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Απόστολος Ι. Κουλουμπίνης, 2017

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς το συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.



## Περίληψη

Οι φυσικοί μηχανισμοί υποβάθμισης της ποιότητας μετάδοσης στις οπτικές ίνες, όπως η χρωματική διασπορά, οι μη γραμμικότητες ινών, φαινόμενα πόλωσης, η ενίσχυση θορύβου από τους ενισχυτές, αλληλεπιδρώντας σε συνδυασμό πολλές φορές περιορίζουν το ρυθμό αποστολής δεδομένων και τις αποστάσεις στις οποίες μπορούν να μεταδοθούν τα δεδομένα χωρίς σημαντική απώλεια της πληροφορίας. Στα σύγχρονα οπτικά κανάλια συστημάτων επικοινωνίας υπάρχουν διάφορα μοντέλα για τα διαφορετικά είδη των μηχανισμών υποβάθμισης που εμφανίζονται. Τα μοντέλα αυτά χρησιμοποιούνται αρχικά για να εκτιμήσουν το μέγεθος και τον τύπο των παραμορφώσεων που εμφανίζονται σε μία μετάδοση και στη συνέχεια, υπεισέρχονται οι ισοσταθμιστές που είναι και τα βασικά εργαλεία που χρησιμοποιούνται για να μετριάσουν την επίδραση ενός συστήματος επικοινωνίας σε ένα σήμα.

Εδώ και αρκετά χρόνια, όχι μόνο για τις οπτικές επικοινωνίες, έχουν προταθεί διάφορα μοντέλα ισοσταθμιστών οι οποίοι χωρίζονται με βάση τη γραμμικότητα, τη χρονική ή όχι μεταβολή του ισοσταθμιστή, τη δομή τους και το κριτήριο βελτιστοποίησης που χρησιμοποιεί ο καθένας. Η πληθώρα των μηχανισμών υποβάθμισης καθώς και τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά του κάθε συστήματος μετάδοσης, οδηγούν σε κάποια από τις, παρεχόμενες από τη βιβλιογραφία, επιλογές των ισοσταθμιστών.

Η παρούσα διπλωματική εργασία αφορά την υλοποίηση συστήματος εκτίμησης και ισοστάθμισης καναλιών. Σκοπός της παρούσας εργασίας είναι η εναλλακτική υλοποίηση, με τη βοήθεια της Διακριτής Πολυτονικής Διαμόρφωσης (Discrete MultiTone Modulation – DMT), ως εκτιμητή καναλιού και στη συνέχεια, ενός ισοσταθμιστή με τη βοήθεια του φίλτρου Πεπερασμένης Κρουστικής Απόκρισης (Finite Impulse Response – FIR). Η αξιολόγηση του συστήματος πραγματοποιείται με την βοήθεια των μετρικών: ρυθμός σφαλμάτων (Bit Error Rate – BER) και πλάτος διανυσματικού σφάλματος (Error Vector Magnitude – EVM) ενώ τα αποτελέσματα της προτεινόμενης μεθόδου συγκρίνονται με αυτά ενός ισοσταθμιστή εμπρόσθιας τροφοδότησης (Feed Forward Equalizer – FFE) που χρησιμοποιεί προσαρμοστικό αλγόριθμο ελάχιστων μέσων τετραγώνων (Least Mean Square – LMS).

## Λέξεις-Κλειδιά

Εκτίμηση και ισοστάθμιση καναλιού, Διακριτή Πολυτονική Διαμόρφωση, FIR φίλτρα, FFE ισοστάθμιση, Ρυθμός Σφαλμάτων, Πλάτος Διανυσματικού Σφάλματος

## Abstract

The physical mechanisms of transmission quality degradation in optical fiber communication, such as color dispersion, fiber non-linearity, polarization effects and amplification of noise, interact, often in combination, and limit the rate of data transmission and the distance to which data can be transmitted without any significant loss of information. In modern optical communication systems there are various models addressing the different types of degradation mechanisms that appear. These models are originally used to estimate the size and type of deformations that occur during a transmission. Subsequently, the equalizers, which are the basic tools used to mitigate the effect of a communication system on a signal, are involved.

For several years now, not only in the field of optical communications, various equalizer models have been proposed. These models are divided by linearity, the temporal or non-variation of the equalizer, their structure, and the optimization criterion used by each. The abundance of degradation mechanisms as well as the particular characteristics of each transmission system lead to one of the equalizer selections that are offered by the literature.

This diploma thesis concerns the implementation of a channel estimation and equalization system. The purpose of this paper is an alternative implementation, using Discrete MultiTone Modulation (DMT) as a channel estimator and an equalizer by means of the Finite Impulse Response (FIR) filter. The system evaluation is performed by means of the Bit Error Rate (BER) and Error Vector Magnitude (EVM), while the results of the proposed method are compared with those of a Feed Forward Equalizer (FFE), which uses a Least Mean Square (LMS) adaptive algorithm.

## Keywords

Channel Estimation and Equalization, Discrete Multitone (DMT), Finite Impulse Response (FIR) Filter, Feed Forward Equalization, Bit Error Rate (BER), Error Vector Magnitude (EVM)



## Ευχαριστίες

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε κατά τη διάρκεια του εαρινού εξαμήνου του ακαδημαϊκού έτους 2017, στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου και συγκεκριμένα στον Τομέα Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών.

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον Καθηγητή κ.Ηρακλή Αβραμόπουλο, επικεφαλής του Εργαστηρίου Φωτονικών Επικοινωνιών, που μου έδωσε την ευκαιρία να έρθω σε επαφή με το επιστημονικό αντικείμενο των οπτικών επικοινωνιών και να γνωρίσω τις δραστηριότητες του εργαστηρίου, καθώς επίσης και για τη στήριξη και τη βοήθειά του καθ' όλη τη διάρκεια της εκπόνησης της εργασίας.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τους υποψήφιους διδάκτορες Νίκο Αργύρη και Χρήστο Σπαθαράκη για την πολύτιμη και ουσιαστική βοήθεια που μου προσέφεραν για την ολοκλήρωση της παρούσας εργασίας, καθώς και για την άψογη συνεργασία και επικοινωνία που είχαμε τους τελευταίους μήνες.

Τέλος, χρωστάω ένα μεγάλο ευχαριστώ στους φίλους μου για την ενθάρρυνση και τη συμπαράστασή τους όλο αυτό το διάστημα, όπως επίσης και στους γονείς και τον αδερφό μου για την εμπιστοσύνη και τη στήριξή τους όλα αυτά τα χρόνια.

## Πίνακας Περιεχομένων

Περίληψη.....	ii
Abstract.....	iii
Ευχαριστίες.....	v
Ευρετήριο Εικόνων .....	ix
Ευρετήριο Πινάκων .....	xi
Κεφάλαιο 1. Εισαγωγή.....	2
1.1 Οπτικά συστήματα υψηλής χωρητικότητας και Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος.....	3
1.2 Μέθοδοι ισοστάθμισης στην πλευρά του δέκτη.....	4
1.3 Μέθοδοι ισοστάθμισης στην πλευρά του πομπού .....	5
1.4 Αντικείμενο εργασίας .....	6
Κεφάλαιο 2. Εκτίμηση και ισοστάθμιση καναλιού.....	8
2.1 Εισαγωγή .....	8
2.1.1 Ισοστάθμιση καναλιού.....	9
2.1.2 Κατηγοριοποίηση Ισοσταθμιστών .....	12
2.2 Προσαρμοστικοί Αλγόριθμοι (Adaptation Algorithms) .....	13
2.2.1 Αλγόριθμος Ελάχιστων Μέσων Τετραγώνων (LMS) .....	14
2.2.2 Αναδρομικός Αλγόριθμος Ελάχιστων Τετραγώνων (RLS).....	15
2.3 Τεχνικές Προσαρμοστικής Ισοστάθμισης .....	17
2.3.1 Ισοσταθμιστές βασισμένοι σε δεδομένα (Data-Aided Equalizers) .....	17
2.3.2 Τυφλοί Ισοσταθμιστές (Blind Equalizers).....	26
2.4 Φίλτρα Πεπερασμένης Κρουστικής Απόκρισης (Finite Impulse Response Filter – FIR Filter) ..	28
Κεφάλαιο 3. Διαμορφώσεις πολλαπλών φερόντων.....	30
3.1 Συστήματα επικοινωνίας πολλαπλών φερόντων .....	30
3.2 Ορθογώνια Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM) .....	32
3.3 Διακριτή Πολυτονική Διαμόρφωση (Discrete Multitone Modulation-DMT).....	34
3.3.1 Αρχή της DMT .....	34
3.3.2 DMT σε οπτικά κανάλια.....	39
3.3.3 Χαρακτηριστικά DMT.....	43
Κεφάλαιο 4. Υλοποίηση.....	48

4.1	Βασισμένη σε DMT υλοποίηση της εργασίας .....	48
4.1.1	Δημιουργία πλαισίων DMT.....	49
4.1.2	IFFT (Inverse Fast Fourier Transformation).....	49
4.1.3	Προσθήκη Κυκλικού Προθέματος (Cyclic Prefix – CP) .....	50
4.1.4	Παράλληλη σε Σειριακή Μετατροπή .....	50
4.1.5	FFT (Fast Fourier Transformation) .....	51
4.2	Εύρεση Συνάρτησης Μεταφοράς Καναλιού .....	51
4.3	Υλοποίηση FIR φίλτρου με την IFFT μέθοδο.....	54
Κεφάλαιο 5.	Αποτελέσματα Προσομοιώσεων .....	56
5.1	Περιγραφή διάταξης.....	57
5.1.1	Πομπός.....	58
5.1.2	Κανάλι .....	60
5.1.3	Δέκτης .....	62
5.2	Αποτελέσματα μεθόδου εργασίας .....	66
5.2.1	Αποτελέσματα για το Κανάλι_1 .....	66
5.3.2	Αποτελέσματα για το Κανάλι_2 .....	76
5.3	Αποτελέσματα μεθόδου FFE ισοστάθμισης και σύγκριση με μέθοδο εργασίας .....	85
5.3.1	Σύγκριση μεθόδων για το Κανάλι_1 .....	86
5.3.2	Σύγκριση μεθόδων για το Κανάλι_2 .....	89
5.3.3	Σχολιασμός συνολικών αποτελεσμάτων σύγκρισης.....	92
Κεφάλαιο 6.	Συμπεράσματα και μελλοντική έρευνα .....	93
6.1	Σύνοψη και συμπεράσματα.....	93
6.2	Μελλοντική έρευνα .....	93
Παραρτήμα Α	– Κώδικες MATLAB <sup>®</sup> .....	95
Βιβλιογραφία.....		98



## Ευρετήριο Εικόνων

<b>Εικόνα 1:</b> Αύξηση της κίνησης IP[3] .....	2
<b>Εικόνα 2:</b> Τυπική ψηφιακή επεξεργασία σήματος στην πλευρά του δέκτη για σύμφωνη οπτική επικοινωνία [4] .....	5
<b>Εικόνα 3:</b> Ψηφιακό σύστημα μετάδοσης με ισοστάθμιση καναλιού[5] .....	10
<b>Εικόνα 4:</b> Προσαρμοστικό φίλτρο[5].....	11
<b>Εικόνα 5:</b> Σύνοψη τεχνικών ισοστάθμισης[9] .....	13
<b>Εικόνα 6:</b> Δομικό διάγραμμα προσαρμοστικού εγκάρσιου φίλτρου που χρησιμοποιεί αλγόριθμο LMS[5] .....	14
<b>Εικόνα 7:</b> Δομικό διάγραμμα προσαρμοστικού εγκάρσιου φίλτρου που χρησιμοποιεί αλγόριθμο RLS[5] .....	16
<b>Εικόνα 8:</b> Ισοσταθμιστής Μηδενισμού Διασυμβολικής Παρεμβολής (Zero Forcing Equalizer- ZF)[13] .....	20
<b>Εικόνα 9:</b> Ισοσταθμιστής Ελάχιστου Μέσου Τετραγωνικού Σφάλματος (Minimum Mean Square Error - MMSE) [13] .....	21
<b>Εικόνα 10:</b> Δομικό διάγραμμα ισοσταθμιστή με απόσταση συμβόλου (Symbol Spaced Equalizer-SSE) [14].....	23
<b>Εικόνα 11:</b> Δομικό διάγραμμα ισοσταθμιστή με απόσταση κλάσματος (Fractionally Spaced Equalizer-FSE) [14] .....	24
<b>Εικόνα 12:</b> Δομικό διάγραμμα ισοσταθμιστή με ανάδραση απόφασης (Decision Feedback Equalizer-DFE) [14] .....	25
<b>Εικόνα 13:</b> Δομικό διάγραμμα φίλτρου πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (Finite Impulse Response - FIR) [19].....	28
<b>Εικόνα 14:</b> Πολυφαινοτική Διαμόρφωση. (i) Ημιτονοειδείς άπειρες κυματομορφές, (ii) Φάσματα πυκνότητας ισχύος κυματομορφών απεριόριστης διάρκειας, (iii) Ημιτονοειδείς κυματομορφές πεπερασμένης διάρκειας, (iv) Φάσματα πυκνότητας ισχύος φερόντων με πεπερασμένη διάρκεια [20] .....	31
<b>Εικόνα 15:</b> Δομικό διάγραμμα ενός συστήματος επικοινωνίας πολλαπλών φερόντων.....	32
<b>Εικόνα 16:</b> Ορθογωνιότητα υποφερόντων OFDM [21] .....	33
<b>Εικόνα 17:</b> Δομικό διάγραμμα της αρχής του DMT σε ένα οπτικό IM/DD κανάλι. DAC: μετατροπέας ψηφιακού σε αναλογικό, ADC: μετατροπέας αναλογικού σε ψηφιακό, LED: δίοδος φωτοεκπομπής, PD: φωτοανιχνευτής, LPF: χαμηλοπερατό φίλτρο για την αντιμετώπιση του χαμηλού ρυθμού δειγματοληψίας, CP: κυκλικό πρόθεμα [22] .....	35
<b>Εικόνα 18:</b> Διασπορά τρόπων διάδοσης σε πολυτροπική ίνα [22] .....	41
<b>Εικόνα 19:</b> Χρησιμοποίηση κυκλικού προθέματος για την καταπολέμηση της διασποράς καναλιού [22] .....	42
<b>Εικόνα 20:</b> Εφαρμογή IFFT μεθόδου στην DMT υλοποίηση .....	50
<b>Εικόνα 21:</b> DMT Υλοποίηση της εργασίας.....	51
<b>Εικόνα 22:</b> Συνάρτηση μεταφοράς καναλιού.....	52
<b>Εικόνα 23:</b> DMT σήμα X πριν τη μετάδοση στο κανάλι .....	53
<b>Εικόνα 24:</b> Σήμα Y μετά την μετάδοση από το Κανάλι_1.....	53



<b>Εικόνα 25:</b> Σήμα $Y$ μετά την μετάδοση από το Κανάλι_2.....	54
<b>Εικόνα 26:</b> Μπλοκ διάγραμμα βασισμένης σε DMT εκτίμησης καναλιού και δημιουργία FIR φίλτρου ισοστάθμισης.....	55
<b>Εικόνα 27:</b> Μπλοκ διάγραμμα διάταξης εργασίας .....	58
<b>Εικόνα 28:</b> 4-PAM σήμα .....	59
<b>Εικόνα 29:</b> 4-PAM σήμα με σηματοθορυβικό λόγο $SNR=21dB$ .....	60
<b>Εικόνα 30:</b> Κανάλι_1 απεικονιζόμενο με τη βοήθεια του εργαλείου freqz του MATLAB.....	61
<b>Εικόνα 31:</b> Κανάλι_2 απεικονιζόμενο με τη βοήθεια του εργαλείου freqz του MATLAB.....	61
<b>Εικόνα 32:</b> Εκτίμηση συστήματος με 9 υποκανάλια για το Κανάλι_1 απεικονιζόμενη με τη βοήθεια του εργαλείου freqz του MATLAB .....	62
<b>Εικόνα 33:</b> Εκτίμηση συστήματος με 128 υποκανάλια για το Κανάλι_2 απεικονιζόμενη με τη βοήθεια του εργαλείου freqz του MATLAB .....	63
<b>Εικόνα 34:</b> Σήμα μετά από μετάδοση στο Κανάλι_1.....	64
<b>Εικόνα 35:</b> Ισοσταθμισμένο σήμα από το FIR φίλτρο ισοστάθμισης 9 taps για το Κανάλι_1 .....	64
<b>Εικόνα 36:</b> Σήμα μετά από μετάδοση στο Κανάλι_2.....	65
<b>Εικόνα 37:</b> Ισοσταθμισμένο σήμα από το FIR φίλτρο ισοστάθμισης 128 taps για το Κανάλι_2 .....	65
<b>Εικόνα 38:</b> Καμπύλες $BER=f(\text{No.subchannels})$ για σηματοθορυβικούς λόγους $SNR=7dB, 12dB, 14dB$ και $15dB$ (2-PAM).....	67
<b>Εικόνα 39:</b> Καμπύλες $BER=g(SNR)$ για πλήθος 5, 9 και 19 υποκαναλιών (2-PAM) .....	67
<b>Εικόνα 40:</b> Καμπύλη $EVM=h(\text{No.subchannels})$ για το αρχικό και το ισοσταθμισμένο σήμα για σηματοθορυβικό λόγο: 1) $SNR=7dB$ , 2) $SNR=12dB$ , 3) $SNR=14dB$ και 4) $SNR=15dB$ (2-PAM) .....	68
<b>Εικόνα 41:</b> Καμπύλες $BER=f(\text{No.subchannels})$ για σηματοθορυβικούς λόγους $SNR=14dB, 19dB, 21dB$ και $22dB$ (4-PAM).....	69
<b>Εικόνα 42:</b> Καμπύλες $BER=g(SNR)$ για πλήθος 9 και 19 υποκαναλιών (4-PAM) .....	70
<b>Εικόνα 43:</b> Καμπύλη $EVM=h(\text{No.subchannels})$ για το αρχικό και το ισοσταθμισμένο σήμα για σηματοθορυβικό λόγο: 1) $SNR=14dB$ , 2) $SNR=19dB$ , 3) $SNR=21dB$ και 4) $SNR=22dB$ (4-PAM).....	71
<b>Εικόνα 44:</b> Καμπύλες $BER=f(\text{No.subchannels})$ για σηματοθορυβικούς λόγους $SNR=20dB, 26dB, 27dB$ και $28dB$ (8-PAM).....	72
<b>Εικόνα 45:</b> Καμπύλες $BER=g(SNR)$ για πλήθος 9 και 19 υποκαναλιών (8-PAM) .....	72
<b>Εικόνα 46:</b> Καμπύλη $EVM=h(\text{No.subchannels})$ για το αρχικό και το ισοσταθμισμένο σήμα για σηματοθορυβικό λόγο: 1) $SNR=20dB$ , 2) $SNR=26dB$ , 3) $SNR=27dB$ και 4) $SNR=28dB$ (8-PAM).....	73
<b>Εικόνα 47:</b> Καμπύλες $BER=f(\text{No.subchannels})$ για σηματοθορυβικούς λόγους $SNR=25dB, 31dB, 33dB$ και $34dB$ (16-PAM).....	74
<b>Εικόνα 48:</b> Καμπύλες $BER=g(SNR)$ για πλήθος 9 και 19 υποκαναλιών (16-PAM) .....	75
<b>Εικόνα 49:</b> Καμπύλη $EVM=h(\text{No.subchannels})$ για το αρχικό και το ισοσταθμισμένο σήμα για σηματοθορυβικό λόγο: 1) $SNR=25dB$ , 2) $SNR=31dB$ , 3) $SNR=33dB$ και 4) $SNR=34dB$ (16-PAM) .....	75
<b>Εικόνα 50:</b> Καμπύλες $BER=f(\text{No.subchannels})$ για σηματοθορυβικούς λόγους $SNR=7dB, 12dB, 14dB$ και $15dB$ (2-PAM).....	77
<b>Εικόνα 51:</b> Καμπύλες $BER=g(SNR)$ για πλήθος 70, 110 και 140 υποκαναλιών (2-PAM) .....	77
<b>Εικόνα 52:</b> Καμπύλη $EVM=h(\text{No.subchannels})$ για το αρχικό και το ισοσταθμισμένο σήμα για σηματοθορυβικό λόγο: 1) $SNR=7dB$ , 2) $SNR=12dB$ , 3) $SNR=14dB$ και 4) $SNR=15dB$ (2-PAM) .....	78

<b>Εικόνα 53:</b> Καμπύλες BER=f(No.subchannels) για σηματοθορυβικούς λόγους SNR=14dB, 19dB, 21dB και 22dB (4-PAM).....	79
<b>Εικόνα 54:</b> Καμπύλες BER=g(SNR) για πλήθος 70, 110 και 140 υποκαναλιών (4-PAM) .....	79
<b>Εικόνα 55:</b> Καμπύλη EVM=h(No.subchannels) για το αρχικό και το ισοσταθμισμένο σήμα για σηματοθορυβικό λόγο: 1)SNR=14dB, 2)SNR=19dB, 3)SNR=21dB και 4)SNR=22dB (4-PAM) .....	80
<b>Εικόνα 56:</b> Καμπύλες BER=f(No.subchannels) για σηματοθορυβικούς λόγους SNR=20dB, 26dB, 27dB και 28dB (8-PAM).....	81
<b>Εικόνα 57:</b> Καμπύλες BER=g(SNR) για πλήθος 110 και 140 υποκαναλιών (8-PAM) .....	81
<b>Εικόνα 58:</b> Καμπύλη EVM=h(No.subchannels) για το αρχικό και το ισοσταθμισμένο σήμα για σηματοθορυβικό λόγο: 1)SNR=20dB, 2)SNR=26dB, 3)SNR=27dB και 4)SNR=28dB (8-PAM) .....	82
<b>Εικόνα 59:</b> Καμπύλες BER=f(No.subchannels) με σηματοθορυβικούς λόγους SNR=25dB, 31dB, 33dB και 34dB (16-PAM).....	83
<b>Εικόνα 60:</b> Καμπύλες BER=g(SNR) για αριθμό 110 και 140 υποκαναλιών (16-PAM) .....	83
<b>Εικόνα 61:</b> Καμπύλη EVM=h(No.subchannels) για το αρχικό και το ισοσταθμισμένο σήμα για σηματοθορυβικό λόγο: 1)SNR=25dB, 2)SNR=31dB, 3)SNR=33dB και 4)SNR=34dB (16-PAM) .....	84
<b>Εικόνα 62:</b> Μπλοκ διάγραμμα συγκριτικής FFE μεθόδου .....	85
<b>Εικόνα 63:</b> Καμπύλες EVM=h(No.subchannels/taps of FFE) των δύο μεθόδων, για τιμές SNR=12dB, 15dB και συντελεστές σύγκλισης της μεθόδου FFE step=1e-2, 1e-4 (2-PAM) .....	86
<b>Εικόνα 64:</b> Καμπύλες EVM=h(No.subchannels/taps of FFE) των δύο μεθόδων, για τιμές SNR=19dB, 22dB και συντελεστές σύγκλισης της μεθόδου FFE step=1e-2, 1e-4 (4-PAM) .....	87
<b>Εικόνα 65:</b> Καμπύλες EVM=h(No.subchannels/taps of FFE) των δύο μεθόδων, για τιμές SNR=26dB, 28dB και συντελεστές σύγκλισης της μεθόδου FFE step=1e-4 (8-PAM) .....	88
<b>Εικόνα 66:</b> Καμπύλες EVM=h(No.subchannels/taps of FFE) των δύο μεθόδων, για τιμές SNR=12dB, 15dB και συντελεστές σύγκλισης της μεθόδου FFE step=1e-2, 1e-4 (2-PAM) .....	89
<b>Εικόνα 67:</b> Καμπύλες EVM=h(No.subchannels/taps of FFE) των δύο μεθόδων, για τιμές SNR=19dB, 22dB και συντελεστές σύγκλισης της μεθόδου FFE step=1e-4 (4-PAM) .....	90
<b>Εικόνα 68:</b> Καμπύλες EVM=h(No.subchannels/taps of FFE) των δύο μεθόδων, για τιμές SNR=26dB, 28dB και συντελεστές σύγκλισης της μεθόδου FFE step=1e-5 (8-PAM) .....	91

## Ευρετήριο Πινάκων

<b>Πίνακας 1:</b> Χρησιμοποιούμενα SNR με βάση την τάξη διαμόρφωσης κατά τη μορφοποίηση .....	57
---	----

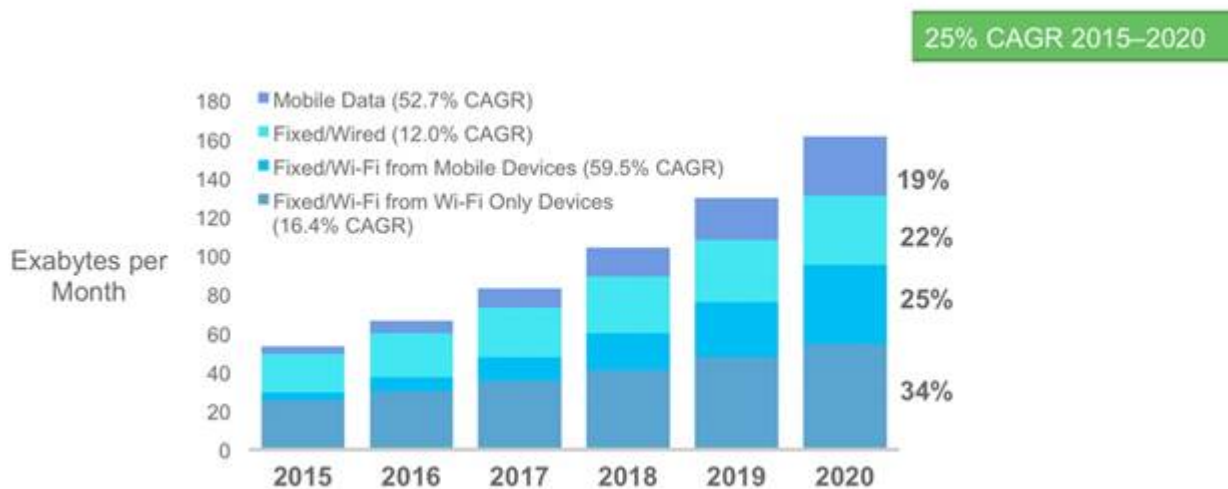


## Κεφάλαιο 1. Εισαγωγή

Τα τελευταία είκοσι περίπου χρόνια, παρατηρείται μια μεγάλη αύξηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης, καθοριστικός παράγοντας για την οποία είναι το διαδίκτυο. Οι ταχύτητες σύνδεσης στο διαδίκτυο αυξάνονται σταθερά λόγω του συνδυασμού της ανάπτυξης του υλικού και του λογισμικού στους υπολογιστές και μέσω του διαδικτύου διακινείται τεράστιος όγκος δεδομένων και πληροφοριών.

Η μεγάλη αύξηση του εύρους ζώνης οφείλεται στην εξέλιξη της μορφής του διαδικτύου καθώς και των κυριότερων εφαρμογών που δημιουργούν τη διαδικτυακή κίνηση[1]. Η απλή περιήγηση στο διαδίκτυο και η αποστολή μηνυμάτων ηλεκτρονικού ταχυδρομείου (email), αποτελούσαν τις βασικές εφαρμογές στα πρώτα βήματα του διαδικτύου, ενώ το μεγαλύτερο τμήμα της κίνησης σήμερα δημιουργείται από ευρυζωνικές εφαρμογές, όπως η αποστολή video και οι εφαρμογές κοινωνικής δικτύωσης.

Νέες διαδικτυακές εφαρμογές και υπηρεσίες, όπως η τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας, η διαδικτυακή μετάδοση βίντεο (από τους πιο σημαντικούς παράγοντες αυξημένης απαίτησης εύρους ζώνης), το on-line gaming, οι πλατφόρμες διαδικτυακής αποθήκευσης δεδομένων είναι μερικά παραδείγματα που δείχνουν τη σημαντική αύξηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης μέσω του διαδικτύου[2]. Το επόμενο γράφημα της CISCO απεικονίζει την αύξηση του όγκου δεδομένων διαδικτύου σε παγκόσμιο επίπεδο στο χρονικό διάστημα 2015-2020 με την πρόβλεψη για το 2020 να είναι σχεδόν τετραπλάσια από ότι το 2015.



Εικόνα 1: Αύξηση της κίνησης IP[3]

Τα οπτικά δίκτυα επικοινωνίας παίζουν καθοριστικό ρόλο στην μετάδοση του μεγάλου όγκου πληροφορίας. Η χαμηλή εξασθένηση, το υψηλό εύρος ζώνης (0.2dB/km για τις συχνότητες στα 1550nm και για εύρος 25THz) καθώς και η υψηλότερη αντοχή που εμφανίζουν οι οπτικές ίνες σε σχέση με άλλες ενσύρματες και ασύρματες μεθόδους, τους επιτρέπουν την αξιόπιστη μετάδοση μεγάλου όγκου δεδομένων σε μακρινές αποστάσεις.

## 1.1 Οπτικά συστήματα υψηλής χωρητικότητας και Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος

Η ταχέως αυξανόμενη κυκλοφορία δεδομένων έχει προκαλέσει επείγουσες απαιτήσεις υψηλότερης φασματικής απόδοσης (Spectral Efficiency – SE), υψηλότερης ταχύτητας και μεγαλύτερης χωρητικότητας σε συστήματα οπτικών επικοινωνιών. Για την περαιτέρω βελτίωση της ταχύτητας μετάδοσης και της χωρητικότητας του συστήματος, οι ερευνητές πρότειναν προσεγγίσεις σχετικά με τις μορφές διαμόρφωσης πολλαπλών επιπέδων και διάφορες τεχνικές πολυπλεξίας, συμπεριλαμβανομένης της πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (Frequency-Division Multiplexing – FDM), της πολυπλεξίας διαίρεσης χρόνου (Time Division Multiplexing – TDM), Πολυπλεξία διαίρεσης πόλωσης (Polarization Division Multiplexing – PDM) και πολυπλεξία διαίρεσης χώρου (Spatial Division Multiplexing – SDM). Για παράδειγμα, συστήματα μετάδοσης 100Gbit/s βασισμένα στη σύμφωνη ανίχνευση (coherent detection) είναι εγκατεστημένα και λειτουργούν σε δίκτυα κορμού και μητροπολιτικά δίκτυα[4]. Τα 400Gbit/s ή το 1Tbit/sec ανά κανάλι σε ένα μόνο οπτικό φορέα, αποτελούν ελκυστικές λύσεις για τα μελλοντικά δίκτυα, καθώς μπορεί να μειωθεί η πολυπλοκότητα και το κόστος του πομπού και του δέκτη, φτάνοντας ίσως και κοντά στα όρια των οπτο-ηλεκτρονικών συσκευών και μονάδων.

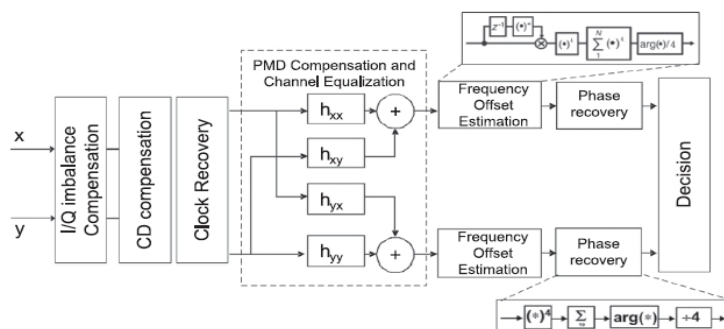
Αξίζει να σημειωθεί ότι οι προαναφερθείσες τεχνικές υψηλής φασματικής απόδοσης και υψηλών ρυθμών μετάδοσης σήματος βασίζονται σε ψηφιακές σύμφωνες οπτικές επικοινωνίες και σε ψηφιακή επεξεργασία σήματος. Το πιο ενδιαφέρον είναι ότι οι ίδιες οι οπτικές επικοινωνίες δεν είναι μια νέα τεχνολογία, καθώς οι άνθρωποι έχουν πραγματοποιήσει πολλά χρόνια πριν έρευνα πάνω στο πεδίο αυτό. Το πρώιμο στάδιο της τότε έρευνας δεν έγινε αποδεκτό από τη βιομηχανία λόγω της πολυπλοκότητας και των απαιτήσεων παρακολούθησης φάσης, συχνότητας και πόλωσης. Σήμερα, η εμφάνιση ψηφιακών συσκευών υψηλής ταχύτητας έχει φέρει την επανάσταση στην οπτική επικοινωνία για υψηλής ταχύτητας, υψηλής χωρητικότητας και μεγάλων αποστάσεων μεταδόσεις.

Η ψηφιακή επεξεργασία σήματος για ένα οπτικό σήμα υψηλής ταχύτητας καθίσταται δυνατή χάρη στην ανάπτυξη και ωρίμανση των ψηφιακού-σε-αναλογικό και αναλογικού-σε-ψηφιακό μετατροπέων

(DAC και ADC) υψηλής ταχύτητας και των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων ειδικής εφαρμογής (Application Specific Integrated Circuits – ASIC), τα οποία μετατοπίζουν την πολυπλοκότητα της παρακολούθησης φάσης, συχνότητας και πόλωσης στο ψηφιακό πεδίο χρησιμοποιώντας διαφορετικούς αλγορίθμους. Επομένως, απλοποιείται η χρήση προηγμένων μορφών διαμόρφωσης (π.χ QPSK, 16QAM κλπ) και καθίσταται δυνατή η αντιστάθμιση των κυριότερων ηλεκτρικών και οπτικών φαινομένων υποβάθμισης της ποιότητας μετάδοσης (περιορισμός του εύρους ζώνης, χρωματική διασπορά, διασπορά τρόπων πόλωσης και μη γραμμικότητες ινών) στο ψηφιακό πεδίο, στην πλευρά του πομπού ή του δέκτη. Η ενσωμάτωση τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος στα οπτικά συστήματα επικοινωνίας έχει γίνει ένα από τα πιο ενεργά ερευνητικά θέματα και είναι μια σύγχρονη τεχνολογία για υψηλής φασματικής απόδοσης και υψηλής ταχύτητας μετάδοση.

## 1.2 Μέθοδοι ισοστάθμισης στην πλευρά του δέκτη

Όπως προαναφέρθηκε, η επεξεργασία σημάτων υψηλής φασματικής απόδοσης (Spectral Efficiency – SE) και υψηλού ρυθμού μετάδοσης απαιτεί προηγμένες τεχνικές ψηφιακής επεξεργασίας σήματος. Σε αυτήν την ενότητα, παρουσιάζουμε την πρόσφατη εξέλιξη των ψηφιακών επεξεργαστών σήματος (Digital Signal Processor –DSP) στα ψηφιακά σύμφωνα συστήματα επικοινωνίας. Η Εικόνα 2 δείχνει ένα τυπικό ψηφιακό σύμφωνο δέκτη όπου η ανάκτηση συχνότητας/φάσης και η ισοστάθμιση του σήματος επιτυγχάνεται μέσω DSP. Το οπτικό σήμα ανιχνεύεται με τη βοήθεια ενός τοπικού ταλαντωτή σε ένα σύμφωνο δέκτη, ο οποίος μετατρέπει τα οπτικά σήματα σε ηλεκτρικά με συμφασικά και ορθογώνια σήματα στις δύο κάθετες πολώσεις μετά τους ισοροπημένους φωτοανιχνευτές. Τα ηλεκτρικά σήματα, μετά τους φωτοανιχνευτές, υπόκεινται σε δειγματοληψία και ψηφιοποίηση από τους μετατροπείς αναλογικού σε ψηφιακό και στη συνέχεια επεξεργάζονται από αλγόριθμους DSP. Γενικά, η αλυσίδα αλγορίθμων DSP στην πλευρά του δέκτη διαιρείται σε διάφορα υποσυστήματα, και κάθε μία από αυτές εφαρμόζεται με σκοπό να χειριστεί μία συγκεκριμένη παραμόρφωση που προκύπτει λόγω της μετάδοσης στη ζεύξη ή και στους αναμεταδότες.



Εικόνα 2: Τυπική ψηφιακή επεξεργασία σήματος στην πλευρά του δέκτη για σύμφωνη οπτική επικοινωνία [4]

Στην ιδανική περίπτωση, τα σήματα I και Q πρέπει να είναι ορθογώνια μεταξύ τους. Ωστόσο, σε πρακτικά συστήματα, αυτό δεν συμβαίνει στα σήματα λόγω της ανισορροπίας μεταξύ αυτών των δύο συνιστωσών. Αυτές οι ανισορροπίες μπορούν να προκληθούν από τα ελαττώματα των διαμορφωτών ή τις διαφορές ισχύος μετά τους ενισχυτές. Προκειμένου να αποκαλυφθούν σωστά τα σήματα, η αντιστάθμιση ανισορροπίας των I/Q σημάτων πρέπει να εφαρμοστεί πρώτα στα ψηφιοποιημένα σήματα. Αυτή η διαδικασία μπορεί να γίνει από τον αλγόριθμο Gram-Schmidt Orthogonalization Process (GSOP). Ο GSOP δημιουργεί ένα σύνολο από αμοιβαία ορθογώνια διανύσματα, λαμβάνοντας το πρώτο από αυτά ως αναφορά έναντι του οποίου όλα τα επόμενα είναι ορθογωνισμένα. Στη συνέχεια, τα σήματα επεξεργάζονται από ένα γραμμικό σύστημα για την ηλεκτρονική αντιστάθμιση της Χρωματικής Διασποράς (Chromatic Dispersion – CD). Η αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς πραγματοποιείται στην πλευρά του δέκτη στο πεδίο του χρόνου ή της συχνότητας. Στο πεδίο του χρόνου, οι απαιτούμενοι συντελεστές φίλτρου για μια υλοποίηση Φίλτρου Πεπερασμένης Κρουστικής Απόκρισης (Finite Impulse Response – FIR) μπορούν να ληφθούν από τη συνάρτηση μεταφοράς ινών χρωματικής διασποράς, χρησιμοποιώντας είτε τη μέθοδο περικοπής στο πεδίο της συχνότητας είτε τη μέθοδο περικοπής στο πεδίο του χρόνου. Για μικρές αποστάσεις, η μέθοδος στο πεδίο του χρόνου παρουσιάζει μικρότερη πολυπλοκότητα, όχι όμως για μακρινές αποστάσεις μετάδοσης (πάνω από 1000 χλμ). Σε αυτές η ισοστάθμιση στο πεδίο της συχνότητας (Frequency Domain Equalization – FDE), βασισμένη σε γρήγορους μετασχηματισμούς Fourier (Fast Fourier Transforms – FFT), παρουσιάζει μικρότερη πολυπλοκότητα.

### 1.3 Μέθοδοι ισοστάθμισης στην πλευρά του πομπού

Με την ανάπτυξη των υψηλής ταχύτητας μετατροπέων ψηφιακού σε αναλογικό (Digital-to-Analog Converter – DAC), η χρήση των DAC αποκτά ακόμα σημαντικότερο ρόλο. Οι μετατροπείς ψηφιακού σε

αναλογικό (DAC) έχουν καταστεί βασικό συστατικό των συστημάτων μετάδοσης, καθώς επιτρέπουν λειτουργίες, όπως η παραγωγή προσαρμοστικών κυματομορφών, η διαμόρφωση ψηφιακών παλμών, η εκ των προτέρων ψηφιακή ισοστάθμιση γραμμικής και μη γραμμικής απόκρισης ενεργών και παθητικών στοιχείων του συστήματος κλπ. Έχει τα πλεονεκτήματα της απλής διαμόρφωσης και της ικανότητας παραγωγής ευέλικτων σημάτων και έχει προσελκύσει μεγάλο ενδιαφέρον τα τελευταία χρόνια. Οι DAC για την παραγωγή σήματος παρέχουν επίσης τη δυνατότητα για οπτικά προγραμματιζόμενα μέσω λογισμικού (Software-Defined Optics – SDO) με αυθαίρετη παραγωγή κυματομορφών. Επιπλέον, η προ-αντιστάθμιση ή η προ-ισοστάθμιση που βασίζεται στην ψηφιακή επεξεργασία σήματος στην πλευρά του πομπού (Tx) βελτιώνει περαιτέρω την απόδοση του συστήματος.

Ωστόσο, μία από τις μεγαλύτερες προκλήσεις των DAC είναι ο περιορισμός του εύρους ζώνης. Το εύρος ζώνης των DAC είναι συνήθως αρκετά μικρότερο από το εύρος ζώνης του σήματος, πράγμα που σημαίνει ότι τα παραγόμενα σήματα υποφέρουν από τις παραμορφώσεις που προκαλούνται από τον περιορισμό του εύρους ζώνης. Εν τω μεταξύ, άλλες συσκευές, όπως οι ηλεκτρικοί ενισχυτές και διαμορφωτές που λειτουργούν σε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, μπορούν να μειώσουν περαιτέρω το εύρος ζώνης του συστήματος. Η απόδοση του συστήματος υποβαθμίζεται σοβαρά από την διασυμβολική παρεμβολή (ISI), το θόρυβο και τη διακαναλική παρεμβολή εξαιτίας της επικάλυψης του στενότερου εύρους ζώνης. Η εκ των προτέρων ισοστάθμιση (προ-ισοστάθμιση) για τις διαταραχές του περιορισμού του εύρους ζώνης έχει διερευνηθεί ευρέως στα πρόσφατα συστήματα οπτικών επικοινωνιών. Η εκ των προτέρων ισοστάθμιση για τα γραμμικά αποτελέσματα του περιορισμού του εύρους ζώνης αναφέρεται ως zero-forcing μέθοδος στο πεδίο της συχνότητας, στην οποία η συνάρτηση μεταφοράς του DAC και των άλλων οπτικο-ηλεκτρικών συσκευών αποκτάται με υπολογισμό του Ταχέως Μετασχηματισμού Fourier (Fast Fourier Transformation – FFT) τόσο των μεταδιδόμενων, όσο και των λαμβανόμενων ακολουθιών σήματος εκπαίδευσης.

## 1.4 Αντικείμενο εργασίας

Η παρούσα εργασία εστιάζει στην υλοποίηση ενός συστήματος εκτίμησης και ισοστάθμισης καναλιών. Βασικός στόχος είναι η υλοποίηση, με τη βοήθεια της Διακριτής Πολυτονικής Διαμόρφωσης-DMT, ενός εκτιμητή καναλιού και στη συνέχεια, ενός ισοσταθμιστή με τη χρήση φίλτρων Πεπερασμένης Κρουστικής Απόκρισης (Finite Impulse Response – FIR).

Πριν από την ανάλυση της μεθόδου που χρησιμοποιείται στην παρούσα εργασία, παρουσιάζονται τα μοντέλα εκτίμησης και ισοστάθμισης καναλιού που χρησιμοποιούνται ευρέως και μελετήθηκαν στα



πλαίσια της εργασίας (Κεφάλαιο 2). Στη συνέχεια, παρουσιάζονται τα συστήματα μετάδοσης πολλαπλών φερόντων (ένα από τα οποία είναι και η Διακριτή Πολυτονική Διαμόρφωση) τα βασικά της στοιχεία σαν μία σημαντική τεχνική διαμόρφωσης για τη μετάδοση πληροφορίας, καθώς και η προτεινόμενη εναλλακτική DMT υλοποίηση που χρησιμοποιήθηκε για την εκτίμηση καναλιού (Κεφάλαιο 3). Έπειτα, παρουσιάζεται η υλοποίηση της εργασίας που αφορά το κομμάτι της ισοστάθμισης (Κεφάλαιο 4), ενώ παρουσιάζονται επίσης τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων της εργασίας. Παράλληλα, παρουσιάζεται μια συγκριτική μελέτη της προτεινόμενης υλοποίησης με έναν ισοσταθμιστή FFE χρησιμοποιώντας ως προσαρμοστικό τον αλγόριθμο LMS (Κεφάλαιο 5). Τέλος, συνοψίζονται τα συμπεράσματα της παρούσας εργασίας, όπως επίσης και οι προτάσεις για μελλοντική εργασία (Κεφάλαιο 6).

## Κεφάλαιο 2. Εκτίμηση και ισοστάθμιση καναλιού

### 2.1 Εισαγωγή

Ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα των ψηφιακών συστημάτων μετάδοσης είναι η υψηλότερη αξιοπιστία τους σε περιβάλλον θορύβου σε σύγκριση με τα αναλογικά τους ομόλογα. Δυστυχώς τις περισσότερες φορές η ψηφιακή μετάδοση πληροφορίας υποβαθμίζεται εξαιτίας του φαινομένου της διασυμβολικής παρεμβολής (Intersymbol Interference - ISI). Εν συντομία, αυτό σημαίνει ότι οι μεταδιδόμενοι παλμοί παραμορφώνονται έτσι ώστε παλμοί που αντιστοιχούν σε διαφορετικά σύμβολα να μην είναι διαχωρίσιμοι. Ανάλογα με τα μέσα μετάδοσης, οι κύριες αιτίες για την πρόκληση ISI είναι: το περιορισμένο εύρος των γραμμών μεταφοράς και η διάδοση πολλαπλών διαδρομών στις ασύρματες/κινητές επικοινωνίες.

Είναι ζωτικής σημασίας για ένα αξιόπιστο ψηφιακό σύστημα μετάδοσης η μείωση των επιπτώσεων της ISI. Για να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα της ISI, χρησιμοποιείται ο ισοσταθμιστής (equalizer), ο οποίος αποτελεί ένα σημαντικό στοιχείο ενός σύγχρονου ψηφιακού τηλεπικοινωνιακού δέκτη. Η ανάγκη για ισοσταθμιστές προκύπτει από το γεγονός ότι το κανάλι εμφανίζει διασπορά πλάτους και φάσης σε συνδυασμό με το περιορισμένο εύρος ζώνης πολλές φορές, η οποία έχει ως αποτέλεσμα την παρεμβολή των μεταδιδόμενων σημάτων. Ο σχεδιασμός των πομπών και των δεκτών βασίζεται στην παραδοχή ότι η συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού είναι γνωστή. Όμως, στις περισσότερες εφαρμογές ψηφιακών επικοινωνιών, η συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού δεν είναι γνωστή σε επαρκή βαθμό ώστε να ενσωματώσει φίλτρα για την αφαίρεση της επίδρασης του καναλιού στους πομπούς και τους δέκτες. Για παράδειγμα, στις επικοινωνίες μεταγωγής κυκλώματος, η συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού είναι συνήθως σταθερή, αλλά αλλάζει για κάθε διαφορετική διαδρομή από τον πομπό στο δέκτη. Υπάρχουν, ωστόσο, και μη σταθερά κανάλια, όπως για παράδειγμα στις ασύρματες επικοινωνίες. Οι συναρτήσεις μεταφοράς αυτών των καναλιών μεταβάλλονται με το χρόνο, έτσι ώστε να μην είναι δυνατό να χρησιμοποιηθεί ένα βέλτιστο φίλτρο για αυτούς τους τύπους καναλιών. Συνεπώς, ο σχεδιασμός ισοσταθμιστών έχει ως στόχο να λυθεί αυτό το πρόβλημα. Ένας ισοσταθμιστής πρέπει να λειτουργεί με τέτοιο τρόπο ώστε ο ρυθμός σφαλμάτων (Bit Error Rate – BER) να είναι χαμηλός και ο σηματοθορυβικός λόγος (Signal-to-Noise Ratio – SNR) να είναι, αντίθετα, υψηλός. Ο ισοσταθμιστής δίνει το αντίστροφο του καναλιού στο λαμβανόμενο σήμα και ο συνδυασμός του καναλιού και του ισοσταθμιστή δίνει μια επίπεδη απόκριση συχνότητας και γραμμική φάση[5].

### 2.1.1 Ισοστάθμιση καναλιού

Γενικά, ο σκοπός ενός ισοσταθμιστή είναι να αντιστρέψει τις παραμορφώσεις που προκαλούνται από το κανάλι, μέσω της δημιουργίας μια συνάρτησης μεταφοράς που πολλαπλασιαζόμενη με τη συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού, να δίνει ένα σταθερό αριθμό. Με μαθηματικούς όρους θα μπορούσε να εξηγηθεί μέσω της ακόλουθης εξίσωσης:

$$H(f)E(f) = \text{σταθ.}$$

,όπου  $H(f)$  είναι η συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού και  $E(f)$  η συνάρτηση μεταφοράς του ισοσταθμιστή.

Επίσης, αυτό οδηγεί στην ακόλουθη «ιδανική» εξίσωση:

$$E(f) = 1/f$$

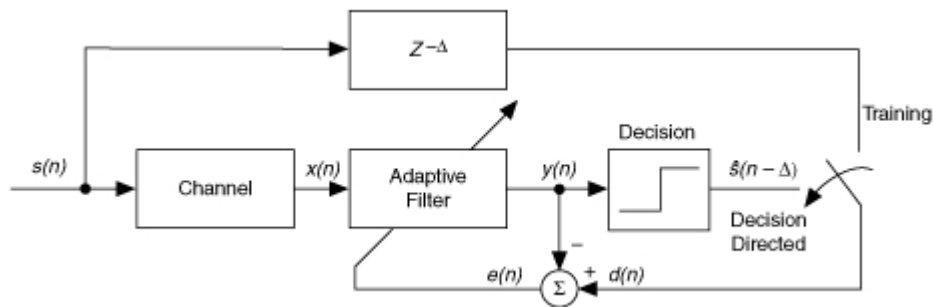
,όπου το  $E(f)$  θα πρέπει να είναι ακριβώς το αντίστροφο της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού  $H(f)$  για να ληφθεί μια επίπεδη απόκριση.

Στην πραγματικότητα, αυτή είναι η μαθηματική έκφραση που χρησιμοποιείται από τις δομές των ισοσταθμιστών. Ωστόσο, λόγω της αναστροφής του  $H(f)$ , το κέρδος απειρίζεται για τιμές κοντά στο 0, εμποδίζοντας την επιθυμητή σταθερή έξοδο[6].

Ένα παράδειγμα ισοσταθμιστή είναι ο στατικός ισοσταθμιστής ο οποίος είναι φθηνός στην εφαρμογή αλλά η απόδοση του στο θόρυβο δεν είναι ανεκτή. Τις περισσότερες φορές, όπως προαναφέρθηκε, τα κανάλια και, ως εκ τούτου, οι συναρτήσεις μεταφοράς του συστήματος μετάδοσης δεν είναι γνωστά. Επίσης, η κρουστική απόκριση του καναλιού μπορεί να ποικίλει με το χρόνο. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αδυναμία σχεδιασμού του ισοσταθμιστή. Συνεπώς, η προτιμώμενη επιλογή είναι η υιοθέτηση προσαρμοστικών ισοσταθμιστών. Ο προσαρμοστικός ισοσταθμιστής είναι ένα φίλτρο εξισορρόπησης που προσαρμόζεται αυτόματα σε χρονικά μεταβαλλόμενες ιδιότητες του καναλιού επικοινωνίας. Πρόκειται ουσιαστικά για ένα φίλτρο που προσαρμόζει μόνο του τη συνάρτηση μεταφοράς του σύμφωνα με έναν αλγόριθμο βελτιστοποίησης και αναλύεται στη συνέχεια.

Πιο συγκεκριμένα, το φαινόμενο της ISI επιβάλλει τα κύρια εμπόδια στην επίτευξη αυξημένων ποσοστών ψηφιακής μετάδοσης με την απαιτούμενη ακρίβεια. Το πρόβλημα της ISI επιλύεται με την ισοστάθμιση καναλιού, σκοπός της οποίας είναι η κατασκευή ενός ισοσταθμιστή, τέτοια ώστε η παλμική απόκριση του συνδυασμού καναλιού/ισοσταθμιστή είναι όσο το δυνατόν πιο κοντά στο  $z^{-\Delta}$ , όπου  $\Delta$  είναι

μα καθυστέρηση. Συχνά, οι παράμετροι του καναλιού δεν είναι εκ των προτέρων γνωστές και μπορεί να μεταβάλλονται με το χρόνο, σε ορισμένες μάλιστα εφαρμογές σημαντικά. Ως εκ τούτου, είναι αναγκαία η χρήση προσαρμοστικών ισοσταθμιστών, οι οποίοι παρέχουν τα μέσα παρακολούθησης των χαρακτηριστικών του καναλιού. Το παρακάτω σχήμα δείχνει ένα διάγραμμα ενός συστήματος ισοστάθμισης καναλιού.



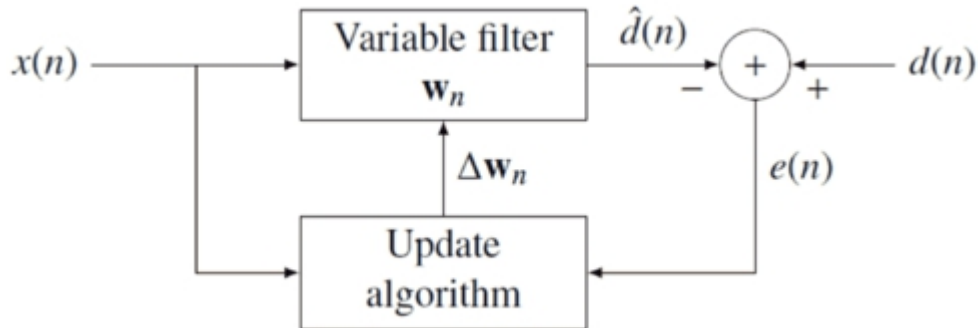
Εικόνα 3: Ψηφιακό σύστημα μετάδοσης με ισοστάθμιση καναλιού[5]

Στο παραπάνω σχήμα,  $s(n)$  είναι το σήμα που μεταδίδεται μέσω του καναλιού επικοινωνίας, και  $x(n)$  είναι το παραμορφωμένο σήμα εξόδου. Για να αντισταθμιστεί η παραμόρφωση του σήματος, το προσαρμοστικό σύστημα ισοστάθμισης καναλιού εφαρμόζει τις ακόλουθες δύο λειτουργίες[5]:

- Λειτουργία Εκπαίδευσης:* Αυτή η λειτουργία βοηθά στον προσδιορισμό των κατάλληλων συντελεστών του προσαρμοστικού φίλτρου. Όταν συντελείται η μετάδοση του σήματος  $s(n)$  στο κανάλι επικοινωνίας, εφαρμόζεται επίσης μια καθυστερημένη έκδοση του ίδιου σήματος στο προσαρμοστικό φίλτρο. Στο σχήμα,  $z^{-\Delta}$  είναι μια λειτουργία καθυστέρησης,  $d(n)$  είναι το καθυστερημένο σήμα,  $y(n)$  είναι το σήμα εξόδου από το προσαρμοζόμενο φίλτρο και  $e(n)$  είναι το σήμα σφάλματος μεταξύ των  $d(n)$  και  $y(n)$ . Το προσαρμοστικό φίλτρο προσαρμόζει επαναληπτικά τους συντελεστές ώστε να ελαχιστοποιήσει το  $e(n)$ . Αφού η δύναμη του  $e(n)$  φτάσει σε σύγκλιση, το  $y(n)$  είναι σχεδόν ταυτόσημο με το  $d(n)$ , γεγονός που σημαίνει ότι οι προκύπτοντες συντελεστές του προσαρμοστικού φίλτρου μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να αντισταθμίσουν την παραμόρφωση του σήματος.
- Οδηγούμενη από απόφαση λειτουργία:* Μετά τον προσδιορισμό των κατάλληλων συντελεστών του προσαρμοστικού φίλτρου, το προσαρμοστικό σύστημα ισοστάθμισης του καναλιού μπορεί να αλλάξει σε λειτουργία οδηγούμενη από απόφαση. Σε αυτή τη λειτουργία, το προσαρμοστικό σύστημα ισοστάθμισης καναλιού αποκωδικοποιεί το σήμα και το  $y(n)$

παράγει ένα νέο σήμα, το οποίο είναι μια εκτίμηση του σήματος  $s(n)$  με την εξαίρεση της καθυστέρησης  $\Delta$  taps.

Η δομή ενός προσαρμοστικού φίλτρου παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα:



Εικόνα 4: Προσαρμοστικό φίλτρο[5]

Το σήμα εισόδου είναι το άθροισμα του επιθυμητού σήματος  $d(n)$  και του παρεμβαλλόμενου θορύβου  $v(n)$

$$x(n) = d(n) + v(n)$$

Το μεταβλητό φίλτρο έχει μία δομή πεπερασμένης παλμικής απόκρισης (Finite Impulse Response – FIR). Για τέτοιες δομές, η παλμική απόκριση ισούται με τους συντελεστές του φίλτρου. Οι συντελεστές για ένα φίλτρο τάξης  $p$  ορίζονται ως

$$w_n = [w_n(0), w_n(1), \dots, w_n(p)]^T$$

Το σήμα λάθους ή αλλιώς συνάρτηση κόστους είναι η διαφορά μεταξύ του επιθυμητού και του υπολογιζόμενου σήματος

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n)$$

Το μεταβλητό φίλτρο εκτιμά το επιθυμητό σήμα μέσω της συνέλιξης του σήματος εισόδου και της παλμικής απόκρισης. Σε σημειογραφία διανυσμάτων αυτό εκφράζεται ως

$$\hat{d}(n) = w_n * x(n)$$

,όπου  $x(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-p)]^T$  είναι ένα διάνυσμα σήματος εισόδου. Εκτός αυτού, το

μεταβλητό φίλτρο ανανεώνει τους συντελεστές του φίλτρου σε κάθε χρονική στιγμή

$$w_{n+1} = w_n + \Delta w_n$$

,όπου  $\Delta w_n$  είναι ένας παράγοντας διόρθωσης για τους συντελεστές του φίλτρου. Ο προσαρμοστικός αλγόριθμος δημιουργεί αυτόν τον παράγοντα διόρθωσης με βάση στα σήματα εισόδου και σφάλματος.

### 2.1.2 Κατηγοριοποίηση Ισοσταθμιστών

Η διαδικασία της ισοστάθμισης καναλιού μπορεί να γίνει είτε με ένα απλό γραμμικό φίλτρο είτε με ένα αλγόριθμο. Οι διάφοροι τύποι ισοσταθμιστών που χρησιμοποιούνται στις ψηφιακές επικοινωνίες χωρίζονται στις παρακάτω κατηγορίες με βάση τα ακόλουθα κριτήρια[7][8]:

*Με βάση τη γραμμικότητα:*

- Γραμμικοί ισοσταθμιστές: Η έξοδος τους είναι γραμμική συνάρτηση της εισόδου τους.
- Μη γραμμικοί ισοσταθμιστές: Η έξοδος δεν είναι γραμμική συνάρτηση της εισόδου τους.

*Με βάση τη χρονική μεταβολή του ισοσταθμιστή:*

- Σταθεροί (fixed or preset equalizers): Οι συντελεστές υπολογίζονται μια φορά στην αρχή της λειτουργίας τους και παραμένουν σταθεροί.
- Προσαρμοστικοί (adaptive equalizers): Οι συντελεστές μεταβάλλονται συνεχώς με βάση τις χρονικές μεταβολές του καναλιού.

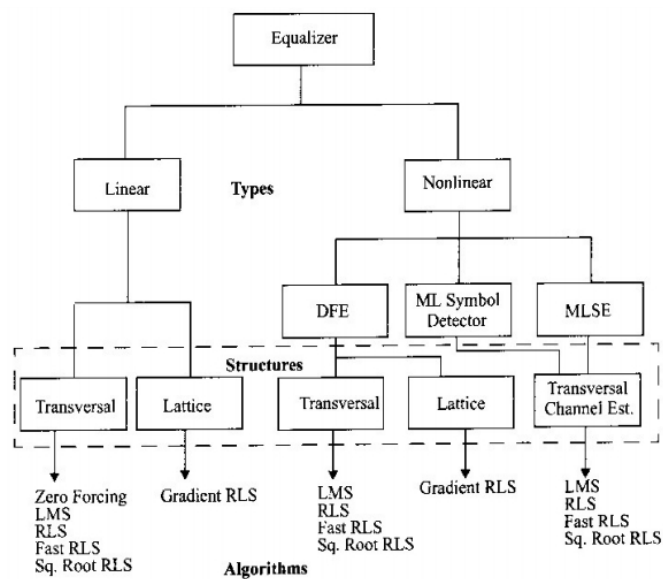
*Με βάση τη δομή του ισοσταθμιστή:*

- Εγκάρσιοι (transversal): Κλασικά FIR φίλτρα με σταθερό αριθμό συντελεστών, μέσα από τα οποία διέρχεται το λαμβανόμενο σήμα.
- Με δομή lattice: Ισοσταθμιστές με ειδική κλιμακωτή δομή που τους δίνει μεγαλύτερη ευελιξία. Η δομή περιλαμβάνει ένα αριθμό όμοιων βαθμίδων, όπου η προσθήκη επιπλέον βαθμίδων είναι εύκολη και ο αριθμός αυτός αντιστοιχεί στον αριθμό των συντελεστών ενός εγκάρσιου ισοσταθμιστή.

Με βάση το κριτήριο βελτιστοποίησης:

- Κριτήριο Μέγιστης Πιθανοφάνειας (Maximum Likelihood Criterion – ML): Σε κάθε χρονική στιγμή, ο ανιχνευτής παίρνει απόφαση υπέρ ενός συμβόλου, ώστε να μεγιστοποιείται η πιθανότητα σωστής απόφασης, δεδομένης της τιμής του λαμβανόμενου σήματος. Οι ισοσταθμιστές που χρησιμοποιούν το κριτήριο αυτό είναι βέλτιστοι, αλλά εμφανίζουν μεγάλη πολυπλοκότητα.
- Κριτήριο Μηδενισμού της Διασυμβολικής Παρεμβολής (Zero-Forcing Criterion): Ο ισοσταθμιστής μηδενίζει τη διασυμβολική παρεμβολή. Το μειονέκτημα είναι ότι δεν λαμβάνει υπόψη το θόρυβο, κάτι που θα αναλυθεί εκτενέστερα στη συνέχεια
- Κριτήριο Ελάχιστου Μέσου Τετραγωνικού Σφάλματος (Minimum Mean Square Error Criterion): Ελαχιστοποιεί το μέσο τετραγωνικό σφάλμα της εξόδου του ισοσταθμιστή, σε σχέση με την αποστέλλομενη ακολουθία. Λαμβάνει υπόψη τόσο την ISI όσο και τον θόρυβο και αναλύεται σε επόμενο κεφάλαιο.

Το επόμενο διάγραμμα παρουσιάζει μία σύνοψη των τεχνικών ισοστάθμισης:



Εικόνα 5: Σύνοψη τεχνικών ισοστάθμισης[9]

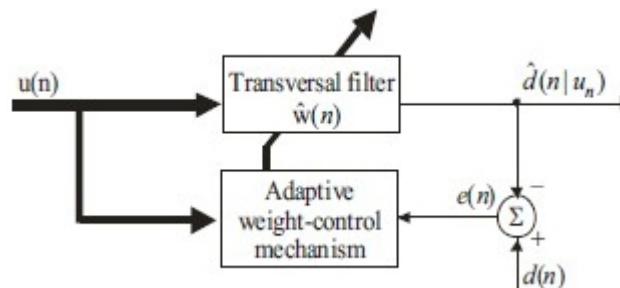
## 2.2 Προσαρμοστικοί Αλγόριθμοι (Adaptation Algorithms)

Υπάρχουν δύο βασικοί προσαρμοστικοί αλγόριθμοι, ο αλγόριθμος Ελάχιστων Μέσων Τετραγώνων

(Least Mean Square – LMS) και ο Αναδρομικός Αλγόριθμος Ελάχιστων Τετραγώνων (Recursive Least Square – RLS)[5][10].

### 2.2.1 Αλγόριθμος Ελάχιστων Μέσων Τετραγώνων (LMS)

Ο αλγόριθμος LMS αποτελεί μια κατηγορία προσαρμοστικού φίλτρου που χρησιμοποιείται για να δημιουργήσει ένα επιθυμητό φίλτρο με την εύρεση των συντελεστών εκείνων που δημιουργούν το ελάχιστο μέσο τετραγωνικό σφάλμα στο σήμα (τη διαφορά μεταξύ πραγματικού και επιθυμητού σήματος). Είναι μια στοχαστική μέθοδος βασισμένη στην κλίση καθόδου (gradient descent) και το φίλτρο προσαρμόζεται κάθε στιγμή με βάση την τιμή του σφάλματος. Το φίλτρο LMS αποτελεί μια εγκάρσια δομή, δηλαδή χρησιμοποιεί μια tapped γραμμή καθυστέρησης. Δύο πρακτικά χαρακτηριστικά που είναι απλά στη σχεδίαση αλλά και εξαιρετικά αποτελεσματικά στην απόδοση έχουν καταστήσει ιδιαίτερα δημοφιλή τη δομή του LMS φίλτρου σε διάφορες εφαρμογές. Το φίλτρο LMS χρησιμοποιεί μικρό μέγεθος βήματος που του παρέχει μια αρκετά ακριβή περιγραφή της μεταβατικής συμπεριφοράς και περιλαμβάνει τη θεωρία  $H^\infty$  του απείρου, η οποία παρέχει τη μαθηματική βάση για τη ντετερμινιστική ανθεκτικότητα (robustness) των LMS φίλτρων. Όπως αναφέρθηκε και νωρίτερα, ο αλγόριθμος LMS λειτουργεί γύρω από ένα εγκάρσιο φίλτρο, το οποίο είναι υπεύθυνο για την εκτέλεση της διαδικασίας φιλτραρίσματος. Παράλληλα, ένας μηχανισμός ελέγχου των βαρών είναι υπεύθυνος για την προσαρμοστική αλλαγή των βαρών του φίλτρου ανάλογα με την τιμή του σφάλματος.



Εικόνα 6: Δομικό διάγραμμα προσαρμοστικού εγκάρσιου φίλτρου που χρησιμοποιεί αλγόριθμο LMS[5]

Ο αλγόριθμος LMS γενικά βασίζεται σε 2 βασικές διαδικασίες:

- Διαδικασία φιλτραρίσματος της απόκρισης ενός σήματος εισόδου, η οποία υπολογίζει την έξοδο ( $d(n) - \hat{d}(n)$ ) του γραμμικού φίλτρου και δημιουργεί ένα σφάλμα εκτίμησης συγκρίνοντας την



έξοδο αυτή με μία επιθυμητή απόκριση, όπως στη συνέχεια:

$$e(n) = d(n) - y(n)$$

,όπου  $y(n)$  η έξοδος του φίλτρου και  $d(n)$  η επιθυμητή απόκριση τη χρονική στιγμή  $n$

- Προσαρμοστική διαδικασία, η οποία περιλαμβάνει την αυτόματη προσαρμογή των παραμέτρων του φίλτρου σύμφωνα με το σφάλμα εκτίμησης.

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \mu(u)e^*(n)$$

,όπου  $\mu$  είναι το μέγεθος βήματος,  $(n+1)$  είναι το διάνυσμα των προσαρμοσμένων βαρών τη χρονική στιγμή  $(n+1)$  και αν δεν είναι διαθέσιμη η γνώση του διανύσματος βαρών, θέτει:

$$\hat{w}(n) = 0.$$

Ο συνδυασμός αυτών των δύο διαδικασιών που εργάζονται μαζί, συνιστά ένα βρόγχο ανάδρασης, όπως φαίνεται και στο μπλοκ διάγραμμα της δομής. Πρώτον, έχουμε ένα εγκάρσιο φίλτρο, γύρω από το οποίο εφαρμόζεται ο αλγόριθμος LMS, συστατικό υπεύθυνο για την εκτέλεση της διαδικασίας φιλτραρίσματος. Δεύτερον, υπάρχει ένας μηχανισμός για την εκτέλεση της διαδικασίας του προσαρμοστικού ελέγχου των βαρών του εγκάρσιου φίλτρου. Συμπερασματικά, τα βασικά πλεονεκτήματα και χαρακτηριστικά του αλγορίθμου LMS είναι ότι:

- (i) Ο αλγόριθμος LMS είναι ο πιο γνωστός προσαρμοστικός αλγόριθμος με μία τιμή εξόδου που είναι ανάλογη του γινομένου της εισόδου του ισοσταθμιστή και του σφάλματος εξόδου
- (ii) Ο αλγόριθμος LMS υπολογίζει γρήγορα καθώς είναι απλός, αλλά συγκλίνει αργά και η πολυπλοκότητά του αυξάνεται γραμμικά με τον αριθμό των βαρών
- (iii) Σε αυτόν, οι παράμετροι του καναλιού δεν μεταβάλλονται πολύ γρήγορα

### 2.2.2 Αναδρομικός Αλγόριθμος Ελάχιστων Τετραγώνων (RLS)

Το προσαρμοστικό φίλτρο του Αλγορίθμου RLS είναι μια δομή που βρίσκει αναδρομικά τους συντελεστές του φίλτρου που ελαχιστοποιούν μια γραμμικά σταθμισμένη συνάρτηση κόστους ελάχιστων τετραγώνων που σχετίζονται με τα σήματα εισόδου. Αυτό είναι το στοιχείο που τον διαφοροποιεί από τους άλλους αλγορίθμους, όπως τον LMS, που στοχεύει στη μείωση του μέσου τετραγωνικού

σφάλματος. Για τον RLS, τα σήματα εισόδου θεωρούνται ντετερμινιστικά ενώ για τον LMS και άλλους παρόμοιους αλγόριθμους, θεωρούνται στοχαστικά. Σε σύγκριση με τους περισσότερους από τους «ανταγωνιστές» του, ο αλγόριθμος RLS παρουσιάζει εξαιρετικά γρήγορη σύγκλιση. Ωστόσο, το όφελος αυτό έρχεται σε βάρος της υψηλής υπολογιστικής πολυπλοκότητας που απαιτεί και ενδεχομένως κακή απόδοση όταν το φίλτρο που πρέπει να υπολογιστεί, αλλάζει.

Όπως φαίνεται και στην Εικόνα 7, ο αλγόριθμος RLS έχει τις ίδιες διαδικασίες με τον LMS, εκτός από το ότι παρέχει ένα επαρκές tracking rate για ένα κανάλι διάλειψης και επιπλέον, είναι γνωστός για την σταθερότητά του εξαιτίας της διαδικασίας ανανέωσης της συνδιακύμανσης, η οποία χρησιμοποιείται για την αυτόματη ρύθμιση, σύμφωνα με το σφάλμα εκτίμησης, όπως στη συνέχεια:

$$p(0) = \delta^{-1}I$$

Όπου  $p$  ο αντίστροφος πίνακας συσχέτισης και  $\delta$  παράμετρος συστηματικοποίησης, θετική σταθερά για υψηλό SNR και αρνητική σταθερά για χαμηλό SNR.

Για κάθε χρονική στιγμή  $n = 1, 2, 3 \dots$  ισχύει ότι,

$$\pi(n) = p(n-1)u(n)$$

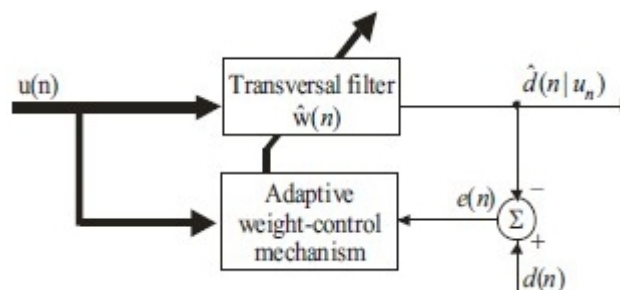
$$k(n) = \frac{\pi(n)}{\lambda + u^H(n)\pi(n)}$$

Το χρονικά μεταβαλλόμενο διάνυσμα κέρδους είναι:

$$\xi(n) = d(n) - \hat{w}^H(n-1)u(n)$$

Ενώ το σφάλμα εκτίμησης είναι:

$$\hat{w}(n) = \hat{w}(n-1) + k(n)\xi^*(n)$$



Εικόνα 7: Δομικό διάγραμμα προσαρμοστικού εγκάρσιου φίλτρου που χρησιμοποιεί αλγόριθμο RLS[5]

## 2.3 Τεχνικές Προσαρμοστικής Ισοστάθμισης

Στις ενότητες που ακολουθούν θα παρουσιαστούν οι πιο σημαντικές τεχνικές προσαρμοστικής ισοστάθμισης και αυτές που μελετήθηκαν κατά την εκπόνηση της παρούσας εργασίας:

### 2.3.1 Ισοσταθμιστές βασισμένοι σε δεδομένα (Data-Aided Equalizers)

Η πιο συνηθισμένη ισοστάθμιση λειτουργεί σε δύο φάσεις: μία φάση εκπαίδευσης και μία φάση ανίχνευσης, όπως αναφέρθηκε νωρίτερα. Χρησιμοποιώντας την ακολουθία εκπαίδευσης επιλύεται επίσης το φαινόμενο της χρονικής διακύμανσης του καναλιού μέσω της επανάληψης της μετάδοσης της ακολουθίας κατά διαστήματα, έτσι ώστε ο ισοσταθμιστής να μπορεί να προσαρμοστεί στις διαφορετικές καταστάσεις του καναλιού[6].

Όμως, η εκτίμηση καναλιού χρησιμοποιώντας τη δομή του data-aided ισοσταθμιστή έχει τα ακόλουθα μειονεκτήματα:

- Μείωση της φασματικής απόδοσης, εξαιτίας του ότι η ακολουθία εκπαίδευσης δεν έχει καμία χρήσιμη πληροφορία ωφέλιμου φορτίου
- Ευαισθησία στο θόρυβο: προκειμένου να περιοριστεί περισσότερο ή λιγότερο το προηγούμενο πρόβλημα, η ακολουθία εκπαίδευσης είναι μικρή, αλλά αυτό σημαίνει ότι είναι περισσότερο ευαίσθητη στο θόρυβο και συνεπώς, σε σφάλματα στην εκτίμηση καναλιού.
- Εκτός χρόνου εκτιμήσεις: αυτό το πρόβλημα προκύπτει όταν οι ιδιότητες του καναλιού αλλάξουν μετά την μετάδοση των ακολουθιών εκπαίδευσης και τότε ο δέκτης δε θα μπορεί να ανιχνεύσει την αλλαγή και θα παράγει λάθος αποφάσεις.

Παρά τα μειονεκτήματα, οι data-aided ισοσταθμιστές είναι οι πιο συχνά χρησιμοποιούμενοι, επειδή οι τεχνικές που δεν περιλαμβάνουν ακολουθία εκπαίδευσης (blind equalization), οι οποίες θα αναλυθούν στη συνέχεια, έχουν υψηλά υπολογιστικά και αριθμητικά προβλήματα που δυσχεραίνουν τη διαδικασία ισοστάθμισης.

Οι διατάξεις data-aided ισοστάθμισης χρησιμοποιούνται για να αντιστρέψουν την επίδραση του καναλιού στο οπτικό σήμα κατά τη διάδοσή του σε αυτό. Συνήθως, πρόκειται για ψηφιακά φίλτρα πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (Finite Impulse Response, FIR) με ρυθμιζόμενους συντελεστές (tap weights) τα οποία χρησιμοποιούν κατάλληλους αλγόριθμους για τον υπολογισμό των βέλτιστων

συντελεστών. Ανάλογα με το αν το φίλτρο είναι γραμμικό ή όχι, οι ισοσταθμιστές χωρίζονται σε γραμμικούς (linear equalizers) και σε μη γραμμικούς (non-linear equalizers).

### 2.3.1.1 Γραμμικοί Ισοσταθμιστές (Linear Equalizers)

Οι γραμμικοί ισοσταθμιστές είναι απλές δομές γραμμικών εγκάρσιων φίλτρων (FIR) με ρυθμιζόμενους συντελεστές. Η απόδοσή τους καθορίζεται από την επιλογή των βέλτιστων τιμών για τους ρυθμιζόμενους συντελεστές. Ο υπολογισμός των συντελεστών πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας είτε το κριτήριο παραμόρφωσης κορυφής (peak distortion criterion) είτε το κριτήριο του μέσου τετραγωνικού σφάλματος (MSE – Mean Square Error). Οι ισοσταθμιστές που χρησιμοποιούν το κριτήριο peak distortion χαρακτηρίζονται ως ισοσταθμιστές μηδενισμού της διασυμβολικής παρεμβολής (Zero Forcing - ZF Equalizer) που εξαλείφουν την ISI, αλλά ενισχύουν σημαντικά το θόρυβο, γι' αυτό και χρησιμοποιούνται ευρύτερα οι ισοσταθμιστές που χρησιμοποιούν το κριτήριο του ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (Minimum Mean Square Error –MMSE Equalizer) που θα αναλυθούν στη συνέχεια [11][12].

#### 2.3.1.1.1 Ισοσταθμιστές κριτηρίου Zero forcing

Ο ισοσταθμιστής μηδενισμού διασυμβολικής παρεμβολής (Zero Forcing- ZF) αναφέρεται σε μια μορφή γραμμικού αλγορίθμου ισοστάθμισης που χρησιμοποιείται σε συστήματα επικοινωνίας στα οποία εφαρμόζει το αντίστροφο της απόκρισης συχνότητας του καναλιού[13].

Ο ισοσταθμιστής μηδενισμού της διασυμβολικής παρεμβολής εφαρμόζει το αντίστροφο της απόκρισης συχνότητας καναλιού στο λαμβανόμενο σήμα, ώστε να αποκαταστήσει το σήμα και τις παραμορφώσεις που έχει υποστεί αυτό μετά το κανάλι. Η γενική ονομασία Zero Forcing που έχει αποδοθεί στο συγκεκριμένο ισοσταθμιστή, όπως αναφέρθηκε και μέσα από τον ελληνικό ορισμό, προκύπτει από το μηδενισμό της διασυμβολικής παρεμβολής (ISI), έχοντας υπόθεση εργασίας το μηδενικό θόρυβο. Αυτό είναι χρήσιμο όταν η διασυμβολική παρεμβολή είναι σημαντική σε σχέση με το θόρυβο.

Για ένα κανάλι με απόκριση συχνότητας  $F(f)$  ο ισοσταθμιστής Zero Forcing  $C(f)$  κατασκευάζεται ως:

$$C(f) = \frac{1}{F(f)}$$

Έτσι, ο συνδυασμός του καναλιού και του ισοσταθμιστή δίνει μια επίπεδη απόκριση συχνότητας και γραμμικής φάσης:

$$C(f)F(f) = 1.$$

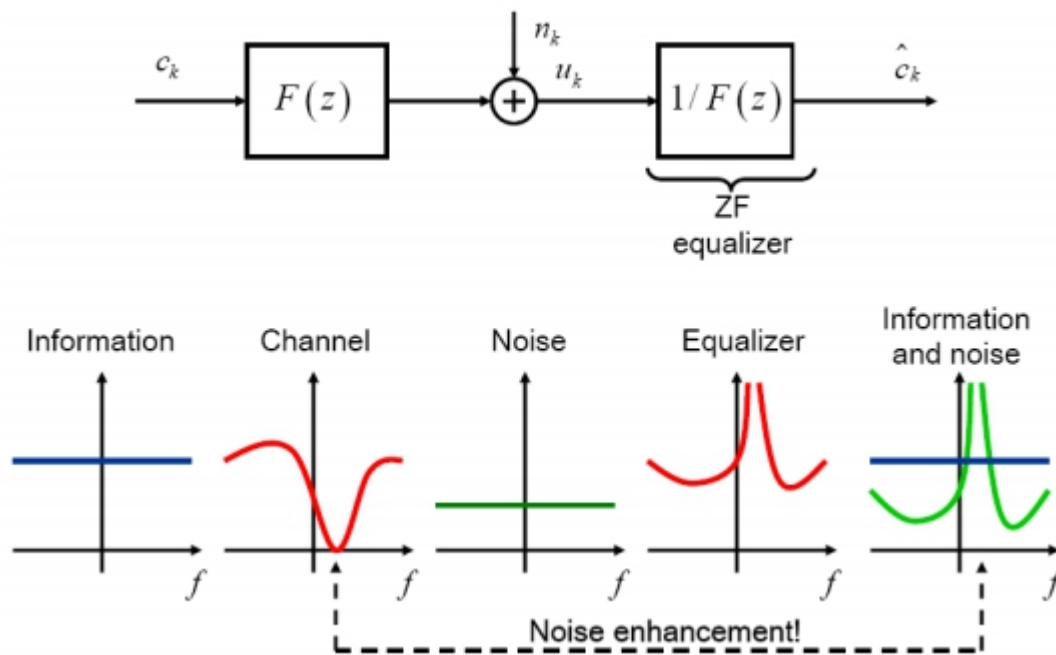
Αυτό συμβαίνει διότι ο ισοσταθμιστής προσπαθεί ανάμεσα στην αρχική ακολουθία μετάδοσης  $C_k$  και την λαμβανόμενη από αυτόν  $\check{C}_k$  να υπάρχει απόκλιση  $\varepsilon_k = C_k - \check{C}_k$  για την οποία να ισχύει:

$$\varepsilon_i = 0 \text{ για } N_0 = 0$$

,όπου  $N_0$  η διακύμανση θορύβου του διαύλου.

Στην πραγματικότητα όμως, η ισοστάθμιση μηδενισμού της διασυμβολικής παρεμβολής δε λειτουργεί σε ορισμένες εφαρμογές για τους ακόλουθους λόγους.

- Ακόμη και αν η απόκριση του καναλιού έχει πεπερασμένο μήκος, η κρουστική απόκριση του ισοσταθμιστή πρέπει να είναι απείρου μήκους
- Σε ορισμένες συχνότητες, το λαμβανόμενο σήμα μπορεί να είναι αδύναμο. Για να αντισταθμιστεί, το μέγεθος του «κέρδους» του Zero-Forcing φίλτρου αυξάνεται πάρα πολύ. Αυτό έχει ως συνέπεια, οποιοσδήποτε θόρυβος προστίθεται μετά το κανάλι να ενισχύεται από ένα μεγάλο παράγοντα και να καταστρέφει τη συνολική αναλογία του λόγου σήματος προς θόρυβο. Επιπλέον, ενδέχεται το κανάλι να έχει μηδενικά στην απόκριση συχνότητάς του που δεν μπορούν να αναστραφούν.



Εικόνα 8: Ισοσταθμιστής Μηδενισμού Διασυμβολικής Παρεμβολής (Zero Forcing Equalizer- ZF)[13]

### 2.3.1.1.2 Ισοσταθμιστές κριτηρίου Ελάχιστου Μέσου Τετραγωνικού Σφάλματος (Minimum Mean Square Error-MMSE)

Γενικά, η ισοστάθμιση με τη χρήση του Ελάχιστου Μέσου Τετραγωνικού Σφάλματος (MMSE) είναι πιο αποτελεσματική από την ZF ισοστάθμιση, καθώς κάνει ένα συμβιβασμό μεταξύ της υπολειπόμενης διασυμβολικής παρεμβολής (με τη μορφή του κέρδους και των αναντιστοιχιών φάσης) και της ενίσχυσης θορύβου. Για να ελαχιστοποιηθεί η διασυμβολική παρεμβολή και οι αθροιστικές επιπτώσεις του θορύβου, οι συντελεστές του ισοσταθμιστή μπορούν να βελτιωθούν χρησιμοποιώντας το κριτήριο Ελάχιστου Μέσου Τετραγωνικού Σφάλματος (MMSE)[8]. Όταν ο σηματοθρομβικός λόγος (SNR) έχει αυξημένες τιμές, ο MMSE ισοσταθμιστής λειτουργεί ως Zero Forcing, αλλά όταν το SNR έχει χαμηλότερες τιμές, γεγονός που κάνει τον ισοσταθμιστή MMSE να λαμβάνει υπόψη τη διακύμανση θορύβου και σήματος, δεν ενισχύει το θόρυβο όπως κάνει ο Zero Forcing.

Όπως φαίνεται στην Εικόνα 9, όταν ο σηματοθρομβικός λόγος (SNR) έχει υψηλές τιμές, ο ισοσταθμιστής MMSE λειτουργεί σαν τον Zero Forcing, αλλά και για τις υπόλοιπες τιμές του SNR λειτουργεί καλύτερα από την άποψη της παραμόρφωσης.

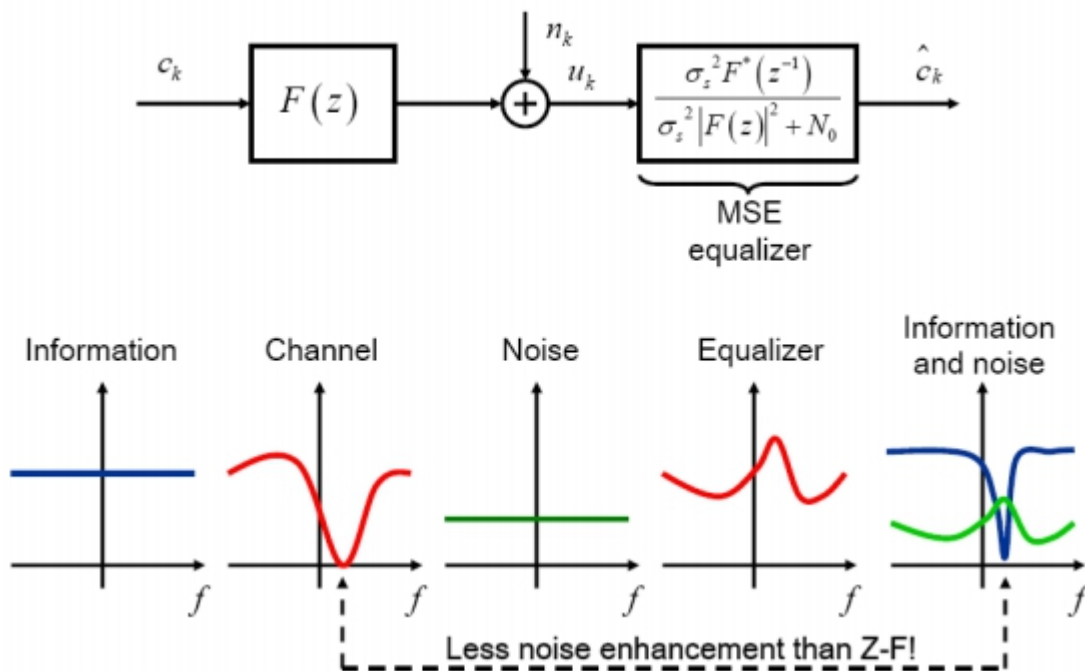
Αυτό συμβαίνει εξαιτίας του όρου  $\sigma_w^2 / \sigma_x^2$ , επειδή όταν εμφανίζεται ένα μηδενικό στην απόκριση συχνότητας του καναλιού, ο ισοσταθμιστής δεν ενισχύει το λαμβανόμενο σήμα πολλαπλασιάζοντας απλά το αντίστροφο του καναλιού, αλλά λαμβάνει υπόψη το SNR για να μην ενισχύσει τόσο τον όρο θορύβου. Αυτό είναι ιδιαίτερα ελκυστικό για τα κανάλια με μη μηδενικό φάσμα ή με αντίστοιχα «βυθίσματα» πλάτους.

Σε αυτή την περίπτωση ο στόχος του ισοσταθμιστή, από τη σκοπιά της απόκλισης  $\varepsilon_k$  είναι:

$$E\{|\varepsilon_k|^2\} \rightarrow \min \text{ για κάθε } N_0 \text{ με πεπερασμένη τιμή}$$

Αντίστοιχα, η συνάρτηση μεταφοράς του Ελάχιστου Μέσου Τετραγωνικού Σφάλματος θα είναι όπως η ακόλουθη:

$$E(f) = \frac{H(f)^*}{|H(f)|^2 + \sigma_w^2 / \sigma_x^2}$$



Εικόνα 9: Ισοσταθμιστής Ελάχιστου Μέσου Τετραγωνικού Σφάλματος (Minimum Mean Square Error -MMSE) [13]

### 2.3.1.2 Ισοσταθμιστής εμπρόσθιας τροφοδότησης (Feed Forward Equalizer – FFE)

Ο ισοσταθμιστής εμπρόσθιας τροφοδότησης αναφέρεται συνήθως και ως tapped delay line filter επειδή αποτελείται από ένα σύνολο στοιχείων καθυστέρησης και είναι ένα γραμμικό φίλτρο χωρίς ανάδραση. Η χρονική καθυστέρηση που εμφανίζεται ανάμεσα σε δύο στοιχεία μπορεί να επιλεγεί να είναι ίση με μια περίοδο  $T$  και τότε το φίλτρο αποκαλείται φίλτρο με απόσταση συμβόλου (Symbol Spaced) είτε ίση με  $T/2$  ή  $T/4$  ή και παραπάνω και τότε αποκαλείται φίλτρο με απόσταση κλάσματος (Fractionally Spaced), τα οποία αναλύονται και στη συνέχεια. Για την υλοποίηση του ισοσταθμιστή χρησιμοποιείται ένα φίλτρο πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης FIR με μια σειρά συντελεστών σχεδιασμένων να προσαρμόζουν την εισερχόμενη κυματομορφή και συνεπώς, την απόκριση συχνότητας. Η διορθωμένη κυματομορφή ανακτάται μέσα από τη χρησιμοποίηση του συνόλου των συντελεστών και των προηγούμενων εκδοχών της κυματομορφής. Ανάλογα με τη χρονική καθυστέρηση, όπως προαναφέρθηκε, προκύπτουν και οι 2 διαφορετικές FFE υλοποιήσεις που παρουσιάζονται στη συνέχεια:

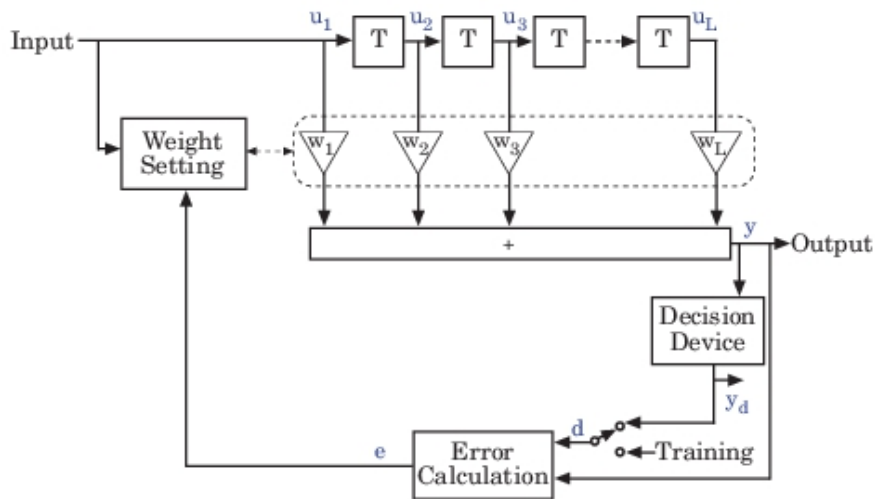
#### 2.3.1.2.1 Ισοσταθμιστής με απόσταση συμβόλου (Symbol Spaced Equalizer – SSE)

Ο ισοσταθμιστής με απόσταση συμβόλου αποτελείται από μια επιλεγμένη γραμμή καθυστέρησης που αποθηκεύει δείγματα από το σήμα εισόδου. Σε κάθε περίοδο συμβόλου, ο ισοσταθμιστής εξάγει ένα άθροισμα βαρών των τιμών των δειγμάτων που βρίσκονται στη γραμμή καθυστέρησης και ενημερώνει κατάλληλα τα βάρη ώστε να προετοιμαστούν για την επόμενη περίοδο συμβόλου. Αυτή η κατηγορία ισοσταθμιστή ονομάζεται συμβολο-απέχουσα, επειδή οι ρυθμοί δειγματοληψίας της εισόδου και της εξόδου είναι ίσες. Στην περίπτωση αυτή, ο ισοσταθμιστής προσπαθεί να δημιουργήσει το αντίστροφο του διπλωμένου (folded) φάσματος καναλιού, το οποίο προκύπτει λόγω του ρυθμού δειγματοληψίας συμβόλων της εισόδου. Αρχικά, ο ισοσταθμιστής ξεκινά με την κατάσταση εκπαίδευσης συλλέγοντας παράλληλα πληροφορίες για το κανάλι και αργότερα μεταβαίνει στην οδηγούμενη από απόφαση κατάσταση (decision directed mode). Τότε, το νέο σύνολο βαρών καθορίζεται από τις παρακάτω ποσότητες:

- Το τρέχον σύνολο βαρών
- Το σήμα εισόδου
- Το σήμα εξόδου



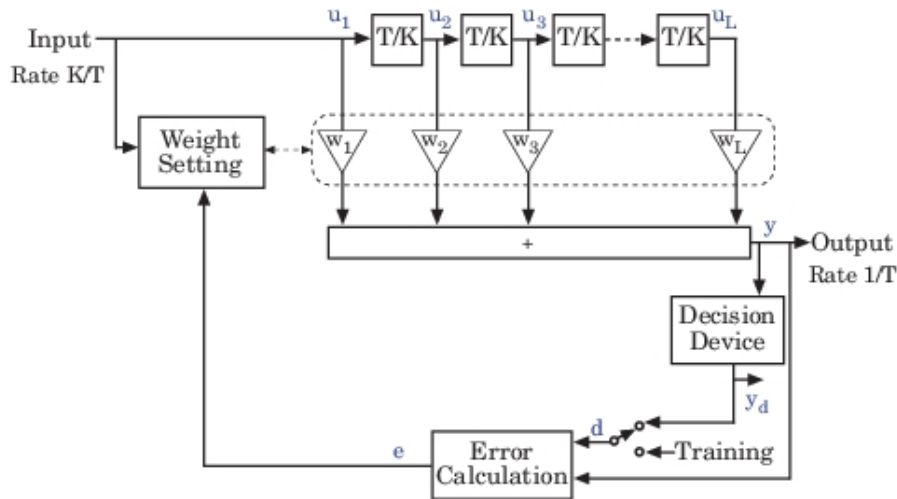
- Ένα σήμα αναφοράς  $d$  για όλους τους προσαρμοστικούς αλγόριθμους εκτός από τον CMA(Constant Modulus Algorithm), των οποίων τα χαρακτηριστικά εξαρτώνται από τον τρόπο λειτουργίας του ισοσταθμιστή.



Εικόνα 10: Δομικό διάγραμμα ισοσταθμιστή με απόσταση συμβόλου (Symbol Spaced Equalizer-SSE) [14]

#### 2.3.1.2.2 Ισοσταθμιστής με απόσταση κλάσματος(Fractionally Spaced Equalizer – FSE)

Ο ισοσταθμιστής με απόσταση κλάσματος (FSE) είναι ένας γραμμικός ισοσταθμιστής που είναι παρόμοιος με τον ισοσταθμιστή με απόσταση συμβόλου (SSE). Ωστόσο, αντίθετα από τον SSE, ο FS ισοσταθμιστής λαμβάνει  $K$  δείγματα εισόδου, όπου  $K$  ένας ακέραιος αριθμός, πριν παράξει ένα δείγμα εξόδου και ενημερώνει τα βάρη. Σε πολλές εφαρμογές, η τιμή του  $K$  είναι 2. Ο ρυθμός δειγματοληψίας εξόδου είναι  $1/T$ , ενώ ο ρυθμός εισόδου είναι  $K/T$ . Η ανανέωση των βαρών γίνεται επίσης με ρυθμό ίδιο με το ρυθμό εξόδου, ο οποίος είναι ο πιο αργός. Μερικές φορές γίνεται υπερδειγματοληψία (oversampling) στην είσοδο του ισοσταθμιστή, έτσι ώστε το διάστημα μεταξύ των δειγμάτων να είναι μικρότερο από το διάστημα μεταξύ των συμβόλων και το αποτέλεσμα του ισοσταθμιστή λέγεται ότι προκύπτει με απόσταση κλάσματος. Τα taps του ισοσταθμιστή απέχουν λιγότερο μεταξύ τους από όσο είναι το αντίστροφο του ρυθμού συμβόλων[15].



Εικόνα 11: Δομικό διάγραμμα ισοσταθμιστή με απόσταση κλάσματος (Fractionally Spaced Equalizer-FSE) [14]

### 2.3.1.3 Μη Γραμμικοί Ισοσταθμιστές (Non Linear Equalizers)

Σε αντίθεση με τους γραμμικούς ισοσταθμιστές που αποτελούνται από ένα γραμμικό FIR φίλτρο, οι μη γραμμικοί ισοσταθμιστές αποτελούνται από ένα φίλτρο εμπρόσθιας τροφοδότησης (FF – Feed-Forward Filter) και από ένα φίλτρο ανάδρασης. Ο βασικότερος μη γραμμικός ισοσταθμιστής που χρησιμοποιείται είναι ο ισοσταθμιστής με ανάδραση απόφασης (DFE) που αναλύεται στη συνέχεια:

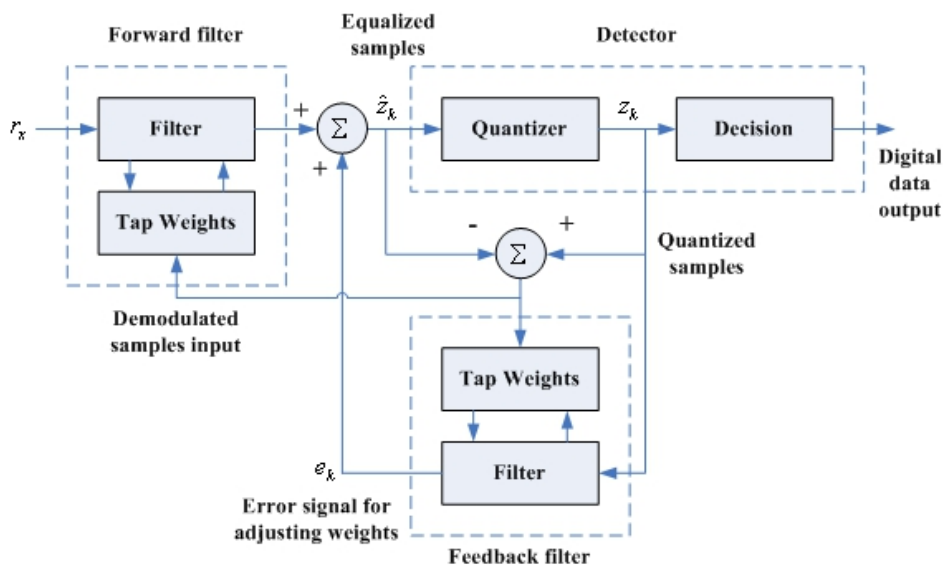
#### 2.3.1.3.1 Ισοσταθμιστής με Ανάδραση Απόφασης (Decision-Feedback Equalization – DFE)

Ο βασικός περιορισμός ενός γραμμικού ισοσταθμιστή, όπως ένα εγκάρσιο φίλτρο, είναι ότι εμφανίζει χαμηλή απόδοση για ένα κανάλι που έχει μηδενικά στο φάσμα του. Ένας ισοσταθμιστής με ανάδραση απόφασης (DFE) είναι ένας μη γραμμικός ισοσταθμιστής που χρησιμοποιεί την προηγούμενη απόφαση του ανιχνευτή για την εξάλειψη της διασυμβολικής παρεμβολής (ISI) για τους παλμούς που αποδιαμορφώνονται εκείνη τη στιγμή. Με άλλα λόγια, η παραμόρφωση που εισάγεται σε ένα παλμό που προκλήθηκε από προηγούμενους, αφαιρείται. Η Εικόνα 12 δείχνει ένα μπλοκ διάγραμμα ενός DFE, όπου το εμπρόσθιο φίλτρο και το φίλτρο ανατροφοδότησης, μπορούν να είναι το καθένα γραμμικό φίλτρο, όπως ένα εγκάρσιο. Η μη γραμμικότητα του DFE προκύπτει από τη μη γραμμική χαρακτηριστική του ανιχνευτή που παρέχει μια είσοδο στο φίλτρο ανατροφοδότησης. Η βασική ιδέα ενός DFE είναι ότι αν οι τιμές των συμβόλων, που έχουν προηγουμένως ανιχνευθεί, είναι γνωστές, τότε η διασυμβολική

παρεμβολή που έχει εισαχθεί σε αυτά τα σύμβολα, μπορεί να ακυρωθεί ακριβώς στην έξοδο του εμπρόσθιου φίλτρου αφαιρώντας τις τιμές των προηγούμενων συμβόλων με τα αντίστοιχα βάρη. Τα βάρη των taps του εμπρόσθιου και του φίλτρου ανατροφοδότησης μπορούν να ρυθμιστούν ταυτόχρονα για να εκπληρωθεί ένα κριτήριο, όπως για παράδειγμα η ελαχιστοποίηση του Μέσου Τετραγωνικού Σφάλματος (MSE). Η δομή του DFE είναι ιδιαίτερα χρήσιμη για την ισοστάθμιση καναλιών με μεγάλη παραμόρφωση πλάτους και είναι λιγότερο ευαίσθητα σε δειγματοληψία φάσης. Η βελτιωμένη απόδοση του DFE προκύπτει με την προσθήκη του φίλτρου ανάδρασης που επιτρέπει την μεγαλύτερη ελευθερία στην επιλογή των συντελεστών του εμπρόσθιου φίλτρου[4]. Η ακριβής αντιστροφή της απόκρισης του καναλιού δεν χρειάζεται να πραγματοποιείται στο εμπρόσθιο φίλτρο, κάτι που έχει ως αποτέλεσμα την αποφυγή της ενίσχυσης θορύβου και τη μείωση της ευαισθησίας της φάσης του δειγματολήπτη[5].

Το πλεονέκτημα της DFE υλοποίησης είναι το φίλτρο ανάδρασης, το οποίο εργάζεται επιπροσθέτως για την αφαίρεση της διασυμβολικής παρεμβολής, λειτουργεί σε αθόρυβα κβαντισμένα επίπεδα και συνεπώς, η έξοδος του είναι απαλλαγμένη από το θόρυβο του καναλιού.

Αντίθετα, ένα μειονέκτημα που εμφανίζει είναι όταν λαμβάνεται μια λανθασμένη απόφαση από το φίλτρο ανάδρασης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, αυτό το σφάλμα απόφασης να επηρεάζει κατά τη διάρκεια μετάδοσης των επόμενων συμβόλων, καθώς η λάθος απόφαση διαδίδεται μέσα από το φίλτρο. Σε αυτή την περίπτωση, υπάρχει μεγαλύτερη πιθανότητα να εμφανιστούν περισσότερες λανθασμένες αποφάσεις μετά την εμφάνιση της πρώτης, που οδηγεί σε μια κατάσταση, γνωστή και ως διάδοση σφαλμάτων. Στα περισσότερα κανάλια ωστόσο, το ποσοστό σφάλματος είναι αρκετά χαμηλό, οπότε και δεν υποβαθμίζεται η συνολική επίδοση του ισοσταθμιστή.



Εικόνα 12: Δομικό διάγραμμα ισοσταθμιστή με ανάδραση απόφασης (Decision Feedback Equalizer-DFE) [14]

### 2.3.2 Τυφλοί Ισοσταθμιστές (Blind Equalizers)

Όλοι οι προηγούμενοι ισοσταθμιστές, για την εκτίμηση καναλιού, βασίζονταν σε μια ακολουθία εκπαίδευσης, μια ακολουθία δηλαδή από γνωστά bits, η οποία επιτρέπει στο δέκτη να εκτιμήσει την παλμική απόκριση του διαύλου. Η τυφλή ισοστάθμιση (blind equalization) είναι αρκετά διαφορετική, διότι δεν υπάρχει ακολουθία εκπαίδευσης για την εκτίμηση του καναλιού αλλά αντίθετα, επωφελούνται από τις στατιστικές ιδιότητες του σήματος λόγω της μετάδοσής του στο κανάλι, ώστε να γίνει μία εκτίμηση των δεδομένων και να οριστούν κατάλληλα οι συντελεστές του ισοσταθμιστή.

Η τυφλή ισοστάθμιση (blind equalization) του καναλιού μετάδοσης έχει επιτύχει την ισοστάθμιση χωρίς την ανάγκη μετάδοσης ενός σήματος εκπαίδευσης. Οι βασικότεροι blind αλγόριθμοι ισοστάθμισης που έχουν προταθεί είναι ο Αλγόριθμος Σταθερής Περιβάλλουσας (Constant Modulus Algorithm-CMA) και ο Πολυτροπικός Αλγόριθμος (Multimodal Algorithm-MMA). Αυτοί οι αλγόριθμοι μειώνουν το Μέσο Τετραγωνικό σφάλμα (MSE) σε ικανοποιητικά επίπεδα. Χωρίς τη βοήθεια των ακολουθιών εκπαίδευσης, μια blind ισοστάθμιση χρησιμοποιείται ως προσαρμοστική ισοστάθμιση των συστημάτων επικοινωνίας.

Στον αλγόριθμο που χρησιμοποιείται, η έξοδος του ισοσταθμιστή είναι κβαντισμένη και η έξοδος αυτή χρησιμοποιείται για να ενημερώσει τους συντελεστές του. Ωστόσο, η σύγκλιση που εμφανίζει ο αλγόριθμος αυτός είναι χαμηλή[16]. Σε μια προσπάθεια να ξεπεραστούν οι περιορισμοί της οδηγούμενης από απόφαση ισοστάθμισης, το επιθυμητό σήμα υπολογίζεται στο δέκτη χρησιμοποιώντας ένα στατιστικό μέτρο που βασίζεται στις ιδιότητες του συμβόλου[17]. Το σφάλμα που εμφανίζεται επιλέγεται σαν βάση για την ενημέρωση του συντελεστή του φίλτρου. Σε γενικές γραμμές, η blind ισοστάθμιση κατευθύνει τη διαδικασία προσαρμογής των συντελεστών προς τις βέλτιστες παραμέτρους φίλτρου ακόμα και όταν ο αρχικός ρυθμός σφάλματος είναι μεγάλος.

Τα πλεονεκτήματα των blind ισοσταθμιστών είναι ότι χρησιμοποιούν όλο το χρονικό παράθυρο για τον υπολογισμό της απόκρισης του καναλιού και όχι μόνο για την ακολουθία εκπαίδευσης και κατά συνέπεια αυξάνεται η φασματική απόδοση του καναλιού διότι δεν υπάρχει η ακολουθία εκπαίδευσης, οπότε χρησιμοποιείται για την μετάδοση πραγματικών δεδομένων. Παρ' όλα αυτά όμως, οι blind ισοσταθμιστές έχουν ορισμένα μειονεκτήματα που δεν τους επιτρέπουν να υπερβούν και να αντικαταστήσουν τις δομές των βασισμένων σε δεδομένα ισοσταθμιστών(data aided equalizers). Το βασικό μειονέκτημα είναι ότι απαιτεί χρονοβόρα υπολογιστική διαδικασία με όχι τόσο μεγάλη αξιοπιστία όσο αυτή των βασισμένων σε δεδομένα ισοσταθμιστών, κάτι που καθιστά την blind ισοστάθμιση λιγότερο ευέλικτη σε κανάλια με ταχύς χρονικές μεταβολές, όπως για παράδειγμα τα ασύρματα.

### 2.3.2.1 Αλγόριθμος σταθερής Περιβάλλουσας (Constant Modulus Algorithm-CMA)

Ο αλγόριθμος σταθερής περιβάλλουσας αποτελεί έναν από τους βασικούς αλγορίθμους blind ισοστάθμισης. Ας υποθέσουμε ένα μοντέλο βασικής ζώνης με παλμική απόκριση καναλιού, είσοδο καναλιού, Πρόσθετο Λευκό Γκαουσιανό Θόρυβο (AWGN) και ισοσταθμιστή,  $c(n)$ ,  $s(n)$ ,  $w(n)$  και  $u(n)$ , αντίστοιχα. Τα μεταδιδόμενα σύμβολα  $s(n)$ , υποθέτουμε ότι αποτελούνται από ανεξάρτητες πραγματικές ή μιγαδικές τυχαίες μεταβλητές που δεν ακολουθούν Γκαουσιανή κατανομή [18]. Η είσοδος του ισοσταθμιστή,

$$u(n) = s(n) * c(n) + w(n)$$

Προωθείται σε μια γραμμή καθυστέρησης του blind ισοσταθμιστή που έχει παλμική απόκριση προκειμένου να ισοσταθμίσει την παραμόρφωση που προκαλείται από την ISI χωρίς σήμα εκπαίδευσης. Η έξοδος του blind ισοσταθμιστή η οποία είναι:

$$y(n) = u(n) * f(n) = s(n) * f(n) = \sum_i h(i)s(n-i) + \sum_i f(i)w(n-i)$$

μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να ανακτήσει τα μεταδιδόμενα σύμβολα δεδομένων.

Η συνάρτηση κόστους του CMA είναι

$$J_{CMA}(n) = E\{|y(n)|^2 - R_2\}^2 \text{ όπου } R_2 = E\{|s(n)|^4\}/E\{|s(n)|^2\}$$

### 2.3.2.2 Multi Modulus Algorithm (MMA)

Τα διανύσματα βάρους των taps είναι οι συντελεστές των ισοσταθμιστών οι οποίοι καθορίζουν και τη συνάρτηση μεταφοράς του. Τα βάρη ενημερώνονται προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί το σφάλμα στην έξοδο του ισοσταθμιστή και παρέχεται έτσι πληροφορία σχετικά με την απόκλιση στην έξοδο μεταξύ της τιμής του και της πραγματικής τιμής. Ο τρόπος με τον οποίο καθορίζονται τα βάρη είναι ότι καθορίζεται μια αρχικής τιμή για το καθένα και στη συνέχεια σχεδιάζεται μια συνάρτηση κόστους ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του λαμβανόμενου σήματος [18]. Από κει και πέρα, τα βάρη ανανεώνονται συνεχώς μέχρι να μειωθεί η συνάρτηση κόστους και να ελαχιστοποιηθεί το σφάλμα.

Η συνάρτηση κόστους του Multi Modulus Algorithm είναι:

$$J_{MMA} = J_R(n) + J_I(n) = E \left\{ [|y(n)|^2 - R_{2,R}]^2 \right\} + E \left\{ [|y(n)|^2 - R_{2,I}]^2 \right\}$$

Όπου  $R_{2,R} = E\{|s_R(n)|^4\}/E\{|s_R(n)|^2\}$  και  $R_{2,I} = E\{|s_I(n)|^4\}/E\{|s_I(n)|^2\}$

Αν χωριστεί η συνάρτηση μεταφοράς σε πραγματικό και φανταστικό μέρος επιτρέπει τον καθορισμό του πλάτους και της φάσης της εξόδου του ισοσταθμιστή.

Η ανανέωση των βαρών του MMA γίνεται με τον ακόλουθο τρόπο:

$$f(n+1) = f(n) - \mu e^*(n)u(n) \quad \text{όπου } e(n) = e_R(n) + je_I(n)$$

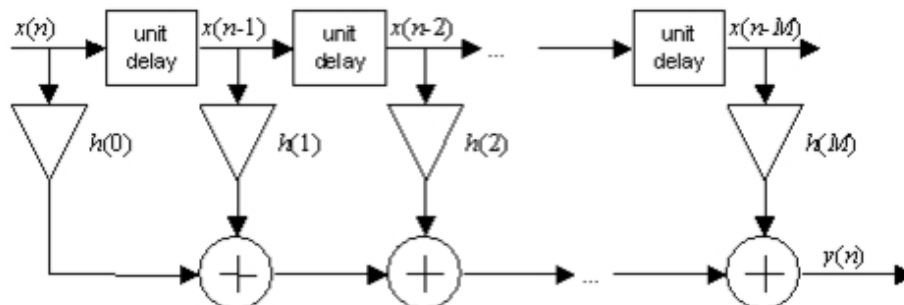
$$e_R(n) = y_R(n)(y_R(n)^2 - R_{2,R}) \quad e_I(n) = y_I(n)(y_I(n)^2 - R_{2,I})$$

Η μεταβλητή  $\mu$  μπορεί να πάρει τιμές  $0 < \mu < 2\tau$ , όπου  $\tau$  είναι η μεγαλύτερη ιδιοτιμή του πίνακα  $R$ .

Από την παραπάνω ανάλυση, προκύπτει ότι ο αλγόριθμος Multi Modulus μπορεί να εξαλείψει την ISI και ταυτόχρονα να διορθώσει το σφάλμα στη φάση της εξόδου του ισοσταθμιστή.

## 2.4 Φίλτρα Πεπερασμένης Κρουστικής Απόκρισης (Finite Impulse Response Filter – FIR Filter)

Κατά την ανάλυση των βασικών δομών ισοστάθμισης αναφέρθηκε η χρήση των φίλτρων πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης σαν βασικό κομμάτι της υλοποίησής τους. Τα γραμμικά ψηφιακά Φίλτρα Πεπερασμένης Κρουστικής Απόκρισης παρουσιάζουν πεπερασμένης χρονικής διάρκειας απόκριση σε είσοδο μοναδιαίας κρούσης. Τα FIR φίλτρα αποτελούν μια ειδική περίπτωση των φίλτρων άπειρης κρουστικής απόκρισης (Infinite Impulse Response – IIR) και στη συνέχεια θα αναφερθούν αναλυτικά και οι διαφορές τους. Η γενική δομή ενός FIR φίλτρου είναι όπως στην Εικόνα 13.



Εικόνα 13: Δομικό διάγραμμα φίλτρου πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (Finite Impulse Response - FIR) [19]

Περιλαμβάνει μια γραμμή καθυστέρησης (delay line), όπου ολισθαίνουν τα δείγματα του σήματος εισόδου  $x(n)$  και τους πολλαπλασιαστές  $h(m)$ . Η τελική έξοδος του φίλτρου  $y(n)$  προκύπτει μετά από πρόσθεση των αποτελεσμάτων των πολλαπλασιασμών. Η έξοδος  $y(n)$  είναι ο γραμμικός συνδυασμός των δειγμάτων εισόδου  $x(n)$ , όπως φαίνεται και από την παρακάτω εξίσωση:

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m)$$

Αν το σήμα εισόδου στο FIR φίλτρο είναι η κρουστική απόκριση  $\delta(n)$ , τότε η έξοδος του θα είναι διαδοχικά ίση με καθέναν από τους συντελεστές  $h(m)$ .

Παρ' ότι τα FIR φίλτρα, όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, αποτελούν μια περίπτωση των IIR φίλτρων, εμφανίζουν συγκεκριμένα πλεονεκτήματα που τα καθιστούν αρκετά χρήσιμα στην ψηφιακή επεξεργασία. Τα πλεονεκτήματα είναι:

- Τα FIR φίλτρα μπορούν να σχεδιαστούν έτσι ώστε να είναι γραμμικά σε αντίθεση με τα IIR τα οποία είναι μη γραμμικά.
- Δεν απαιτούν ανάδραση, γεγονός που διευκολύνει την εφαρμογή τους.
- Έχουν επιθυμητές αριθμητικές ιδιότητες. Πρακτικά, όλα τα φίλτρα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος πρέπει να υλοποιούνται χρησιμοποιώντας πεπερασμένη αριθμητική ακρίβεια, δηλαδή περιορισμένο αριθμό δυαδικών ψηφίων. Η χρήση πεπερασμένης αριθμητικής ακρίβειας στα IIR φίλτρα μπορεί να προκαλέσει σημαντικά προβλήματα λόγω της ανάδρασης, αλλά στα FIR μπορεί να υλοποιηθεί χωρίς ανάδραση και με χρήση λιγότερων bits.
- Είναι σταθερά, καθώς η έξοδος τους προκύπτει ως άθροισμα πεπερασμένου αριθμού πολλαπλασιασμών μεταξύ των τιμών εισόδου.

Από την άλλη πλευρά, τα φίλτρα FIR έχουν το μειονέκτημα ότι χρειάζονται περισσότερη μνήμη και σημαντικά μεγαλύτερη υπολογιστική ισχύ από τα IIR φίλτρα. Επίσης, ορισμένες αποκρίσεις δεν είναι πρακτικές για εφαρμογή με FIR φίλτρα.

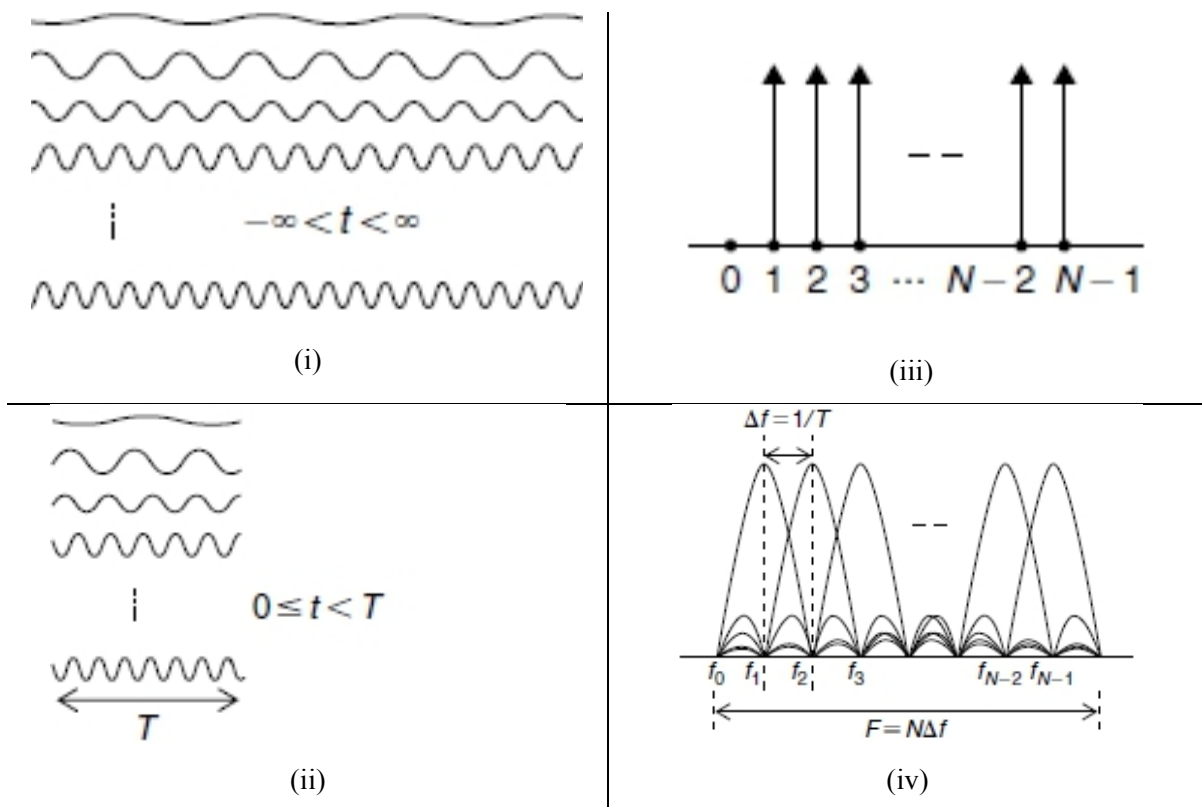
## Κεφάλαιο 3. Διαμορφώσεις πολλαπλών φερόντων

### 3.1 Συστήματα επικοινωνίας πολλαπλών φερόντων

Μια εναλλακτική προσέγγιση για το σχεδιασμό ενός αποδοτικού ευρυζωνικού συστήματος ανθεκτικό στην παραμόρφωση λόγω διάδοσης, είναι να διαιρεθεί το διαθέσιμο εύρος ζώνης του καναλιού σε ένα αριθμό υποκαναλιών, έτσι ώστε κάθε υποκανάλι να είναι σχεδόν ιδανικό. Η τεχνική της διαίρεσης του καναλιού σε ένα αριθμό υποκαναλιών και η διαμόρφωση δεδομένων πάνω σε ένα φέρον για κάθε υποκανάλι, ονομάζεται πολυφεροντική διαμόρφωση (Multicarrier Modulation-MCM). Ο συνολικός αριθμός των μεταδιδόμενων bit είναι το άθροισμα των bit που μεταδίδονται σε κάθε επιμέρους υποκανάλι. Η αρχή της MCM είναι η υπέρθεση των φεροντικά διαμορφωμένων κυματομορφών στα παράλληλα υποκανάλια, προκειμένου να αυξηθεί ο ρυθμός δεδομένων του καναλιού έχοντας μια σταθερή στάθμη ισχύος μετάδοσης. Εάν ανάλογα με την τιμή του σηματοθορυβικού λόγου SNR σε κάθε τμήμα του διαθέσιμου φάσματος, επιλέγεται το κατάλληλο σχήμα διαμόρφωσης προκειμένου να μεγιστοποιηθεί η φασματική απόδοση του καναλιού, επιτυγχάνεται μεγιστοποίηση της φασματικής απόδοσης του συνολικού συστήματος. Σε αντίθεση με τη διαμόρφωση απλού φέροντος, η διαμόρφωση πολλαπλών φερόντων:

- Αποφεύγει την απευθείας ισοστάθμιση του συνολικού καναλιού, ισοσταθμίζοντας τα επιμέρους υποκανάλια, διαδικασία που απαιτεί μικρότερη τεχνική και υπολογιστική πολυπλοκότητα
- Χρησιμοποιεί το διαθέσιμο εύρος ζώνης αποτελεσματικά, ελέγχοντας την ισχύ και τον αριθμό των bits σε κάθε υποκανάλι
- Είναι ισχυρή ενάντια στον παλμικό θόρυβο και στην γρήγορη εξασθένηση λόγω μεγάλης διάρκειας συμβόλου
- Αποφεύγει τις παραμορφώσεις στενής ζώνης απενεργοποιώντας ένα ή περισσότερα υποκανάλια.





Εικόνα 14: Πολυφερωντική Διαμόρφωση. (i) Ημιτονοειδείς άπειρες κυματομορφές, (ii) Φάσματα πυκνότητας ισχύος κυματομορφών απεριόριστης διάρκειας, (iii) Ημιτονοειδείς κυματομορφές πεπερασμένης διάρκειας, (iv) Φάσματα πυκνότητας ισχύος φερόντων με πεπερασμένη διάρκεια [20]

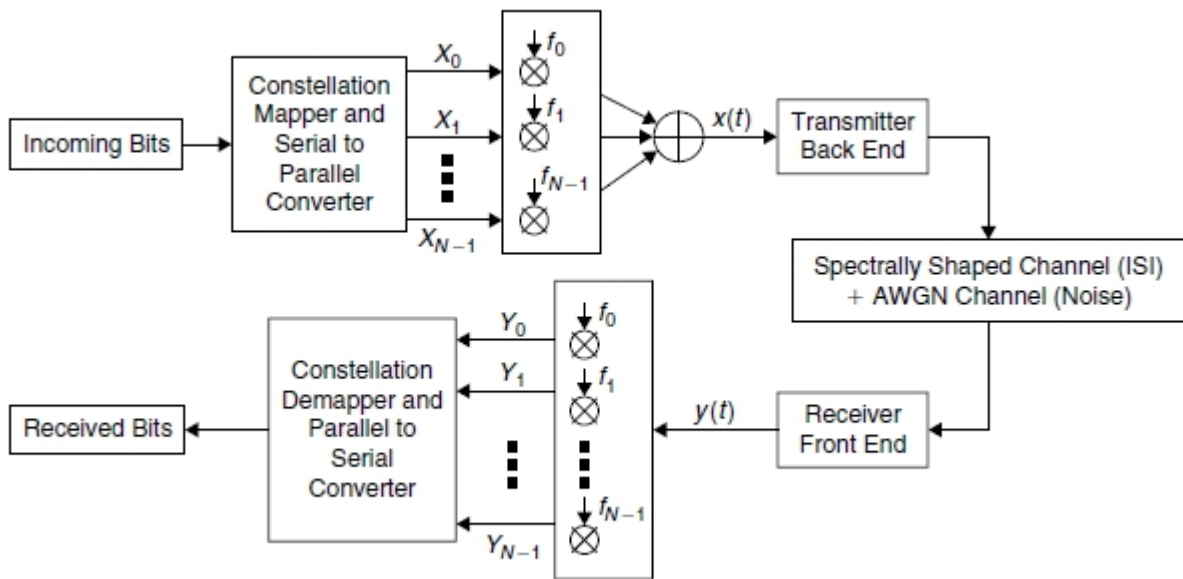
Η έννοια της MCM απεικονίζεται στην Εικόνα 14. Αν τα δεδομένα διαμορφωθούν πάνω σε συχνοτικά φέροντα με άπειρη διάρκεια, τότε τα φάσματα ενός τέτοιου διαμορφωμένου σήματος είναι διακριτά, όπως φαίνεται στην Εικόνα 14(ii). Πρακτικά, οι διαμορφωμένες ημιτονοειδείς συνιστώσες περιορίζονται χρονικά, όπως φαίνεται στην Εικόνα 14(iii) και το φάσμα της πυκνότητας ισχύος των φερόντων αποτελείται από  $|\sin(\pi f)/\pi f|^2$  φάσματα, όπως φαίνεται στην Εικόνα 14(iv). Όταν μεταδίδεται το σύμβολο δεδομένων επί των φερόντων με πεπερασμένη διάρκεια  $T$ , το εύρος της υποζώνης  $f_n - f_{n-1} = \Delta f$  είναι πλατύτερο από το πλάτος της μονής συχνότητας  $f_n$  και για τις συχνότητες πρέπει να ισχύει  $f_n - f_{n-1} = 1/T$  για να ισχύει η ορθογώνια σχέση μεταξύ των φερόντων. Να σημειωθεί ότι το πλάτος της ζώνης  $\Delta f$  του υποκαναλιού είναι πολύ μικρό σε σχέση με το συνολικό εύρος ζώνης  $F = N\Delta f$  που χρησιμοποιείται για τη μετάδοση. Ένα σχηματικό μπλοκ διάγραμμα της Διαμόρφωσης Πολλαπλών φερόντων εμφανίζεται στην Εικόνα 15. Στην έξοδο του μπλοκ της MCM, το σήμα  $x(t)$  είναι:

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi f_n t}, \text{ όπου } f_n = n\Delta f$$

Έστω

$$z(t) = \int_0^T e^{j2\pi f_n t} (e^{j2\pi f_{n-1} t})^* dt = \int_0^T e^{j2\pi(f_n - f_{n-1})t} dt = \int_0^T e^{j2\pi \Delta f t} dt$$

Εάν  $\Delta f = 1/T$ , τότε το εσωτερικό γινόμενο των δύο παρακείμενων φερόντων,  $z(t)$ , είναι 0. Με άλλα λόγια, εάν  $f_n - f_{n-1} = 1/T$ , τότε οι διαμορφωμένες κυματομορφές είναι ορθογώνιες μεταξύ τους. Αυτή η σημαντική ιδιότητα της MCM επιτρέπει την αποδιαμόρφωση των δεδομένων στο δέκτη με τη βοήθεια του συσχετισμού.

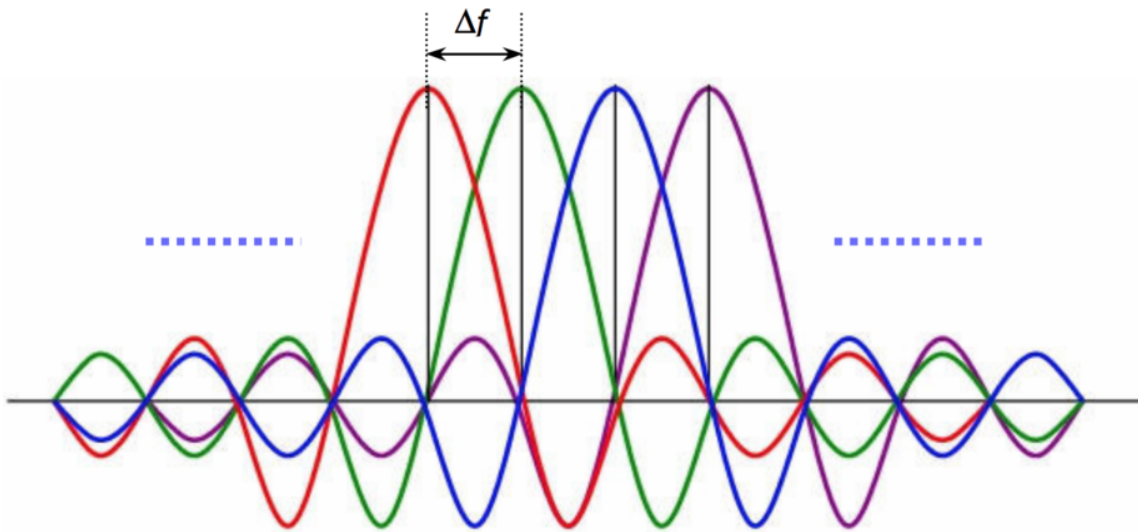


Εικόνα 15: Δομικό διάγραμμα ενός συστήματος επικοινωνίας πολλαπλών φερόντων

### 3.2 Ορθογώνια Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM)

Η διαμόρφωση OFDM ανήκει στις τεχνικές διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων και είναι μία τεχνική μετάδοσης που επιτρέπει σε ψηφιακά δεδομένα να μεταδοθούν επαρκώς και με αξιοπιστία σε ένα κανάλι επικοινωνίας, ακόμα και αν αυτό περιλαμβάνει πολυδιαδρομική διάδοση. Με την τεχνική OFDM τα δεδομένα μεταδίδονται χρησιμοποιώντας ένα μεγάλο αριθμό καναλιών μικρού εύρους ζώνης. Η συχνοτική απόσταση των φερουσών επιλέγεται κατά τέτοιο τρόπο ώστε να είναι ορθογωνικές μεταξύ τους, προκειμένου να μην παρεμβάλλει το περιεχόμενο της μίας με της άλλης [4]. Η ορθογωνιότητα

εξασφαλίζει ότι στα σημεία όπου το φάσμα ενός υποκαναλιού παρουσιάζει κορυφή, το φάσμα των γειτονικών υποκαναλιών παρουσιάζει μηδενισμό όπως φαίνεται και στο ακόλουθο σχήμα:



Εικόνα 16: Ορθογωνιότητα υποφερόντων OFDM [21]

Ένα πλεονέκτημα των τεχνικών παράλληλης μετάδοσης είναι το γεγονός ότι η διάρκεια του συμβόλου είναι πολύ μεγαλύτερη σε σχέση με τα σειριακά συστήματα. Στην περίπτωση αυτή, χρησιμοποιούνται χρονικά διαστήματα φύλαξης (guard intervals) μεταξύ των διαδοχικών συμβόλων και με τον τρόπο αυτό, προστατεύεται το σήμα από την ISI. Σε ένα σύστημα OFDM που υλοποιείται με FFT, είναι αποδοτικότερο, κατά τη διάρκεια του διαστήματος φύλαξης, ο πομπός να εκπέμπει ένα τμήμα του εκπεμπόμενου συμβόλου, γνωστό και ως κυκλικό πρόθεμα (Cyclic Prefix – CP).

Γενικά, ορισμένα από τα πλεονεκτήματα που εμφανίζει η διαμόρφωση OFDM, είναι:

- Προσφέρει αποτελεσματική χρήση του φάσματος, επιτρέποντας την επικάλυψη των υποφερόντων.
- Παρουσιάζει μεγαλύτερη ανοχή σε επιλεκτικά κατά συχνότητα κανάλια σε σχέση με τα σχήματα μονού φέροντος (single carrier modulation schemes), αφού διαιρεί το διαθέσιμο φάσμα σε περισσότερα και στενότερα υπό-κανάλια.
- Παρέχει καλύτερη προστασία έναντι των παρεμβολών από άλλα κανάλια.
- Καθιστά απλούστερη την ισοστάθμιση του καναλιού με τη χρήση προσαρμοσμένων τεχνικών ισοστάθμισης, που εφαρμόζονται στα σχήματα μονού φέροντος.

Παρά τα πλεονεκτήματα που διαθέτει η OFDM, ωστόσο, διαθέτει το σημαντικό μειονέκτημα του υψηλού λόγου μέγιστης ισχύος προς μέση ισχύ (peak-to-average-power ratio – PAPR), που συνεπάγεται αυξημένη κατανάλωση ενέργειας.

### 3.3 Διακριτή Πολυτονική Διαμόρφωση (Discrete Multitone Modulation-DMT)

Η Διακριτή Πολυτονική Διαμόρφωση ανήκει στην κατηγορία των τεχνικών διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων (multicarrier modulation) και αποτελεί μια εκδοχή διαμόρφωσης βασικής ζώνης της OFDM. Η βασική αρχή για την μετάδοση πολλών καναλιών μέσω της διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων, όπως σημειώθηκε και παραπάνω, είναι η διαίρεση του φάσματος (εύρους ζώνης) μετάδοσης σε ένα αριθμό υποφερόντων (subcarriers) μικρού εύρους ζώνης.

Μέθοδοι μετάδοσης πληροφορίας που υιοθετούν τη βασική αρχή της Διακριτής Πολυτονικής Διαμόρφωσης είναι βέλτιστες για κανάλια στα οποία εμφανίζεται διασυμβολική παρεμβολή, εξαιτίας της ικανότητας περιορισμού της που θα αναλυθεί και στη συνέχεια. Επιπλέον, αποτελούν οικονομικότερη και ευκολότερα υλοποιήσιμη λύση σε σχέση με τους ισοσταθμιστές, διότι η ανάγκη για ισοστάθμιση (equalization) αντικαθίσταται από την ανάγκη πολύπλεξης/αποπολύπλεξης των επιμέρους καναλιών, διαδικασία με μικρότερη τεχνική και υπολογιστική πολυπλοκότητα.

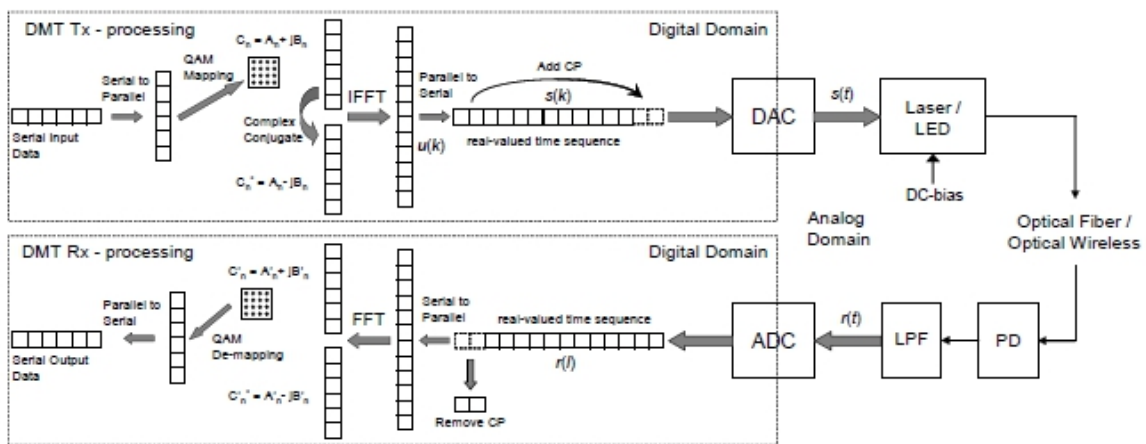
#### 3.3.1 Αρχή της DMT

Η Διακριτή Πολυτονική Διαμόρφωση είναι μια τεχνική διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων, όπου μια υψηλής ταχύτητας ροή σειριακών δεδομένων διαιρείται σε πολλαπλά παράλληλα υποκανάλια χαμηλότερης ταχύτητας και διαμορφωμένων υποφερόντων διαφορετικών συχνοτήτων για ταυτόχρονη μετάδοση. Με βάση τον αλγόριθμο του ταχέως μετασχηματισμού Fourier (FFT), η πολυφεροντική διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση υλοποιούνται αποτελεσματικά με DMT [20]. Σε αντίθεση με το OFDM, το σήμα εξόδου του DMT διαμορφωτή μετά τον αντίστροφο FFT (IFFT) είναι πραγματικής τιμής. Ως εκ τούτου, στην ευρυζωνική μετάδοση, στην υψηλής συχνότητας, στην αναλογική RF κλπ, τα συστατικά που απαιτούνται για την IQ- διαμόρφωση, παραλείπονται από τους πομποδέκτες, μειώνοντας έτσι το κόστος και την πολυπλοκότητα του συστήματος. Έτσι, μόνο ένας ψηφιακός-σε-αναλογικό μετατροπέας (Digital to Analog Converter – D/A) και ένας αναλογικός-σε-ψηφιακό (Analog to Digital Converter – A/D) είναι απαραίτητοι για να παραχθεί μια ακολουθία DMT.

Μια κοινή παρερμηνεία της DMT είναι ότι απαιτεί διπλάσια πολυπλοκότητα υλικού απ' ότι το OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Αυτό, ωστόσο, δεν είναι σωστό. Ένας πιθανός λόγος που οδηγεί σε μια τέτοια παρανόηση είναι ότι προκειμένου να παραχθεί μια ακολουθία πολλαπλών φερόντων που αποτελείται από  $N$  υποφορείς (subcarriers), η DMT απαιτεί τη χρήση της μεθόδου IFFT με διπλάσιο μήκος από αυτό που απαιτείται για το OFDM. Με τον ίδιο τρόπο λειτουργεί και η διαδικασία της αποδιαμόρφωσης με τη μέθοδο του FFT[22].

Οι πραγματικών τιμών ακολουθίες εισόδου και εξόδου των FFT και IFFT χαρακτηρίζονται από συμμετρικές ιδιότητες. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, να μπορούν να βελτιστοποιηθούν οι διεργασίες FFT και IFFT για την διαμόρφωση DMT μέσω της αποθήκευσης κατά το ήμισυ του αριθμού των υπολογισμών. Επομένως, DMT και OFDM απαιτούν την ίδια ποσότητα της πολυπλοκότητας και τα μεγαλύτερα μήκη των IFFT/FFT που απαιτούνται για το DMT, δεν λειτουργούν μειονεκτικά ως προς τη συγκεκριμένη μέθοδο διαμόρφωσης.

Στην Εικόνα 17 εμφανίζεται η αρχή της DMT διαμόρφωσης. Μια δυαδική ακολουθία σειριακών δεδομένων εισόδου υψηλής ταχύτητας, διαιρείται σε  $N$  παράλληλα streams χαμηλότερης ταχύτητας. Για κάθε stream αριθμημένο από  $n$ , όπου  $n = 0, 1, \dots, N - 1$ ,  $M$  αριθμός bits αντιστοιχούν σε μιγαδικές τιμές  $C_n = A_n + j B_n$ , σύμφωνα για παράδειγμα με την QAM διαμόρφωση της οποίας ο αστερισμός περιλαμβάνει  $2^M$  διαφορετικές καταστάσεις. Συνήθως, η IFFT χρησιμοποιείται στον πομπό DMT για να αντιστοιχίζει αποτελεσματικά τις διάφορες μιγαδικές τιμές  $C_n$  επάνω σε  $N$  διαφορετικές συχνότητες υποφερόντων, οι οποίες είναι ορθογώνιες μεταξύ τους[22].



Εικόνα 17: Δομικό διάγραμμα της αρχής του DMT σε ένα οπτικό IM/DD κανάλι. DAC: μετατροπέας ψηφιακού σε αναλογικό, ADC: μετατροπέας αναλογικού σε ψηφιακό, LED: δίοδος φωτοεκπομπής, PD: φωτοανιχνευτής, LPF: χαμηλοπερατό φίλτρο για την αντιμετώπιση του χαμηλού ρυθμού δειγματοληψίας, CP: κυκλικό πρόθεμα [22]

Προκειμένου να επιτευχθεί μια ακολουθία μετάδοσης πραγματικών τιμών από τα  $N$  υποκανάλια απαιτείται να χρησιμοποιηθεί μέθοδος IFFT  $2N$  σημείων. Για τις  $2N$  εισόδους του IFFT, οι οποίες αριθμούνται με βάση το  $n = 0, 1, \dots, 2N - 1$ , οι πρώτες μισές αντιστοιχούν στις  $C_n$  τιμές και οι υπόλοιπες στις μιγαδικές συζυγείς τιμές του  $C_n$ , ακολουθώντας την Ερμιτιανή εξίσωση συμμετρίας που δίνει ότι:

$$C_{2N-n} = C_n^*$$

Για  $n = 0, 1, \dots, N - 1$  και  $Im\{C_0\} = Im\{C_N\} = 0$ , όπου  $Im\{\}$  το φανταστικό μέρος ενός μιγαδικού αριθμού.

Ακολουθώντας αυτό, η έξοδος  $u(k)$  ενός IFFT δύο σημείων είναι πάντα πραγματικής τιμής και μπορεί να αποδειχθεί όπως στη συνέχεια.

$$\begin{aligned} u(k) &= \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{n=0}^{2N-1} C_n \exp\left(j2\pi n \frac{k}{2N}\right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ C_n \exp\left(j2\pi n \frac{k}{2N}\right) + C_n^* \exp\left[j2\pi(2N-n) \frac{k}{2N}\right] \right\} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ C_n \exp\left(j2\pi n \frac{k}{2N}\right) + \left( C_n \exp\left[j2\pi(2N-n) \frac{k}{2N}\right] \right)^* \right\} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{n=0}^{N-1} 2Re \left\{ C_n \exp\left(j2\pi n \frac{k}{2N}\right) \right\} \end{aligned}$$

,όπου  $k = 0, 1, \dots, 2N - 1$  και  $Re\{\}$  το πραγματικό μέρος ενός μιγαδικού αριθμού.

Για ευκολία, η παραπάνω εξίσωση γράφεται και ως

$$u(k) = \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{n=0}^{2N-1} C_n \exp\left(j2\pi n \frac{k}{2N}\right)$$

Όπου  $u(k)$  με  $k = 0, 1, \dots, 2N - 1$  είναι μια ακολουθία πραγματικών τιμών που αποτελείται από  $2N$  σημεία, όπως κάθε υπολογισμός IFFT  $2N$  σημείων.

Επιπλέον, να σημειωθεί ότι το κυκλικό πρόθεμα (Cyclic Prefix –CP) προστίθεται στο  $u(k)$  πριν από την D/A μετατροπή. Το CP είναι μια αντιγραφή από το τελευταίο κομμάτι του  $u(k)$ , το οποίο εισάγεται στην αρχή του  $u(k)$ . Για ένα CP με μήκος  $N_{CP}$ , η συνολική ακολουθία μπορεί να γραφεί ως:

$$s(k) = \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{n=0}^{2N-1} C_n \exp\left(j2\pi n \frac{k - N_{CP}}{2N}\right)$$

Όπου  $k = 0, 1, \dots, 2N - 1 + N_{CP}$

Αυτή η ακολουθία  $(2N + N_{CP})$  σημείων, αντιστοιχεί στα δείγματα του πολυφαινοτικού DMT που πρόκειται να μεταδοθεί και αναφέρεται σαν πλαίσιο DMT. Λαμβάνοντας υπόψιν την ταχύτητα δειγματοληψίας του D/A μετατροπέα γράφεται:

$$s(k) = \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{n=0}^{2N-1} C_n \exp\left(j2\pi n \frac{(k - N_{CP})\Delta t_s}{T}\right)$$

,όπου το  $\Delta t_s = 1/f_s$  απεικονίζει την περίοδο δειγματοληψίας του D/A μετατροπέα και το  $f_s$  τη συχνότητα δειγματοληψίας του. Η περίοδος του DMT πλαισίου  $T$ , ορίζεται ως

$$T = (2N + N_{CP})\Delta t_s$$

,όπου  $\frac{1}{T} = f_{sc}$  γνωστή ως διάστημα συχνοτήτων μεταξύ των υποφερόντων. Να σημειωθεί ωστόσο, ότι αυτό το διάστημα συχνότητας  $f_s$  δεν είναι παράμετρος του συστήματος και δεν μπορεί να επιλεγεί, καθώς προκύπτει από τις παραμέτρους  $N, N_{CP}$  και την ταχύτητα δειγματοληψίας  $f_s$  του D/A μετατροπέα.

Βασισμένοι στην παλμική απόκριση του D/A μετατροπέα  $h_{DAC}(t)$ , το αποτέλεσμα της συνεχούς στο χρόνο κυματομορφής του κάθε DMT πλαισίου μετά τον μετατροπέα, μπορεί να γραφεί ως:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{2N-1+N_{CP}} s(k)\delta(t - k\Delta t_s) * h_{DAC}(t)$$

,όπου το  $*$  συμβολίζει τη γραμμική συνέλιξη και το  $\delta(t)$  την κρουστική απόκριση (Dirac). Η απόκριση  $h_{DAC}(t)$  μπορεί να θεωρηθεί ένας ορθογώνιος παλμός από το 0 έως το  $\Delta t_s$ .

Υποθέτοντας μετάδοση πάνω από ένα γραμμικό και χωρίς απώλειες κανάλι, το ελεύθερο από θόρυβο πλαίσιο DMT στο δέκτη (ακριβώς πριν από την A/D μετατροπή) μπορεί να θεωρηθεί:

$$r(t) = \sum_{k=0}^{2N-1+N_{CP}} s(k)\delta(t - k\Delta t_s) * h(t) = \sum_{k=0}^{2N-1+N_{CP}} s(k)p(t - k\Delta t_s)$$

με  $p(t)$  να είναι η συνάρτηση pulse shaping που δίνεται ως

$$p(t) = \delta(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)h(t - \tau)d\tau$$

και  $h(t) = h_{DAC}(t) * h_{ch}(t) * h_f(t)$  είναι η συνδυασμένη κρουστική απόκριση του μετατροπέα D/A  $h_{DAC}(t)$ , του καναλιού περιλαμβάνοντας την ηλεκτρική σε οπτική και την οπτική σε ηλεκτρική μετατροπή  $h_{ch}(t)$  και την βαθυπερατή απόκριση του φίλτρου  $h_f(t)$  πριν την A/D μετατροπή.

Για να ληφθούν και να αποδιαμορφωθούν σωστά τα πλαίσια DMT, πρέπει να ικανοποιούνται δύο προϋποθέσεις:

1. Το μήκος του πλαισίου χωρίς κυκλικό πρόθεμα (CP), που δίνεται από τον τύπο  $T - N_{CP}\Delta t_s$  πρέπει να είναι μεγαλύτερο ή τουλάχιστον ίσο με το μήκος του  $h(t)$  στο πεδίο του χρόνου ώστε να αποφευχθεί η παρεμβολή μεταξύ των πλαισίων.
2. Ο παράγοντας  $N_{CP}$  πρέπει να επιλεγεί έτσι ώστε η χρονική περίοδος  $N_{CP}\Delta t_s$  να είναι μεγαλύτερη ή ίση με το χρονικό μήκος του  $h(t)$ .

Υποθέτοντας ιδανική δειγματοληψία και μηδενικό offset στη συχνότητα δειγματοληψίας, κάθε λαμβανόμενο DMT πλαίσιο  $r(t)$  δειγματοληπτείται από τον A/D μετατροπέα με συχνότητα δειγματοληψίας  $f_s = 1/\Delta t_s$ , με αποτέλεσμα τα διακριτά δείγματα

$$r(l\Delta t_s) = \sum_{k=0}^{2N-1+N_{CP}} s(k)p(l\Delta t_s - k\Delta t_s) = \sum_{k=0}^{2N-1+N_{CP}} s(k)p[(l - k)\Delta t_s]$$

,όπου, ιδανικά, ο παράγοντας  $l$  πρέπει να αποτελείται από ακέραιες τιμές  $l = -\infty, \dots, \infty$ . Ωστόσο, όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, η αποτελεσματική αποδιαμόρφωση ενός πλαισίου DMT επιτυγχάνεται με τη χρήση μίας FFT μεθόδου  $2N$  σημείων, έτσι ώστε το λαμβανόμενο  $r(l\Delta t_s)$  μόνο από  $2N$  σημεία ανά πλαίσιο DMT. Εάν ο παράγοντας  $N_{CP}$  επιλεγεί έτσι ώστε η χρονική περίοδος  $N_{CP}\Delta t_s$  να είναι αρκετά μεγάλη που να αντιπροσωπεύει ολόκληρο τον παλμό  $p(t)$ , τότε επιλέγοντας  $l = N_{CP}, N_{CP} + 1, \dots, 2N - 1 + N_{CP}$  το αποτέλεσμα της FFT αποδιαμόρφωσης του DMT πλαισίου  $r(l\Delta t_s)$  δίνεται από τη σχέση:

$$\hat{C}_n = \sum_{l=N_{CP}}^{2N-1+N_{CP}} r(l\Delta t_s) \exp\left[-j2\pi(l - N_{CP})\frac{n}{2N}\right]$$



$$\begin{aligned}
&= \sum_{l=N_{CP}}^{2N-1+N_{CP}} \sum_{k=0}^{N_{CP}} s(k)p[(l-k)\Delta t_s] \exp \left[ -j2\pi(l-N_{CP})\frac{n}{2N} \right] \\
&= H_n \sum_{k=0}^{2N-1+N_{CP}} s(l) \exp \left[ -j2\pi(l-N_{CP})\frac{n}{2N} \right] \\
&= H_n \sum_{k=0}^{2N-1} u(k) \exp \left( -j2\pi k \frac{n}{2N} \right) \\
&= |H_n| \exp(-j\varphi_n) C_n \quad n = 0, 1, \dots, 2N-1
\end{aligned}$$

,όπου  $H_n$  είναι η FFT  $2N$  σημείων της κρουστικής απόκρισης του καναλιού  $h(t)$ . Αυτό μπορεί επίσης να θεωρηθεί ως ένας πολλαπλασιαστικός παράγοντας κέρδους  $|H_n|$  με μία μετατόπιση φάσης  $\exp(-j\varphi_n)$  για κάθε υποφέρων του λαμβανόμενου DMT πλαισίου. Συνήθως, όπως θα εξηγηθεί και στην συνέχεια αυτής της εργασίας, μεταδίδονται πλαίσια DMT με γνωστές τιμές δεδομένων μέσα από DMT συστήματα προκειμένου να εκτιμηθεί με ακρίβεια η απόκριση τόσο στο πλάτος όσο και στη φάση ενός καναλιού μετάδοσης. Στον δέκτη, πολλαπλασιάζοντας τις τιμές  $\hat{C}_n$  με το αντίστροφο του καναλιού  $1/H_n$ , θα έχει ως αποτέλεσμα τα μεταδιδόμενα σύμβολα  $C_n$ .

### 3.3.2 DMT σε οπτικά κανάλια

Σε οπτικά συστήματα χαμηλού κόστους, όπως η πολύτροπη ίνα και τα οπτικά ασύρματα συστήματα, χρησιμοποιείται η διαμόρφωση έντασης (Intensity Modulation- IM) και η απευθείας ανίχνευση (Direct-Detection- DD), όπου διαμορφώνεται μόνο η ένταση του φωτός και όχι η φάση. Στην Εικόνα 17, φαίνεται πως η διαμόρφωση DMT μπορεί να εφαρμοστεί σε ένα οπτικό κανάλι διαμόρφωσης έντασης και απευθείας ανίχνευσης (IM/DD κανάλι). Μια τέτοια εφαρμογή είναι διαφορετική από τα κλασικά ηλεκτρικά συστήματα, όπου χρησιμοποιείται ένα διπολικό σήμα βασικής ζώνης, γιατί η ένταση της οπτικής πηγής μπορεί να έχει μόνο θετικές τιμές. Σε IM/DD DMT συστήματα, αυτό το πρόβλημα συνήθως επιλύεται προσθέτοντας μία DC πόλωση στο διπολικό DMT σήμα, ώστε να καταστεί μονοπολικό. Αυτό επίσης φαίνεται στην Εικόνα 17, όπου μια DC πόλωση προστίθεται στην ηλεκτρική DMT κυματομορφή πριν την οδήγηση του laser ή της διόδου φωτοεκπομπής μέσω ενός συστήματος οπτικής επικοινωνίας μικρής εμβέλειας. Στο δέκτη, ένας απλός χαμηλού κόστους φωτοανιχνευτής χρησιμοποιείται για την ανίχνευση της έντασης του λαμβανόμενου φωτός. Αυτός μετατρέπει το

διαμορφωμένο με βάση την ένταση σήμα DMT, σε ένα ηλεκτρικό σήμα, το οποίο στη συνέχεια υφίσταται δειγματοληψία από έναν αναλογικό-σε-ψηφιακό μετατροπέα A/D για περαιτέρω ψηφιακή επεξεργασία.

Υπάρχουν και άλλες τεχνικές για εφαρμογή της DMT σε IM/DD κανάλια, χωρίς την ανάγκη προσθήκης DC πόλωσης στο σήμα. Ένα τέτοιο παράδειγμα είναι η Ασύμμετρα-Περιοκομμένη Οπτική OFDM (Asymmetrically-Clipped Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing- ACO-OFDM), όπου η διπολική κυματομορφή περικόπτεται στην μηδενική τιμή και μόνο τα θετικά τμήματά της μεταδίδονται. Μια άλλη σχετική τεχνική είναι η DMT Διαμορφωμένου Πλάτους Παλμού (Pulse Amplitude Modulated DMT- PAM DMT), ωστόσο αυτές οι τεχνικές είναι ακόμη υπό διερεύνηση και έχουν μέχρι σήμερα προταθεί θεωρητικά χωρίς πρακτική απόδειξη της έννοιας.

Ως εκ τούτου, η κύρια τεχνική για DMT σε IM/DD οπτικά κανάλια είναι αυτή που παρουσιάστηκε ωστόσο με την προσθήκη της DC πόλωσης, τεχνική που ονομάζεται Προσαρμοστικά-Διαμορφωμένη Οπτική OFDM (Adaptively-Modulated Optical OFDM- AMO-OFDM).

### **3.3.2.1 Κυκλικό Πρόθεμα και Διασπορά**

Ένας σημαντικός λόγος για την χρησιμοποίηση του DMT (και OFDM) είναι το πλεονέκτημα που εμφανίζει στην αντιμετώπιση της καθυστέρησης κατά την διάδοση πολλαπλών διαδρομών, γνωστή και ως διασπορά, με τη χρήση του κυκλικού προθέματος (Cyclic Prefix – CP)[23]. Στην περίπτωση της οπτικής OFDM μετάδοσης σε μονότροπη ίνα, το CP χρησιμοποιείται για να αντιμετωπίσει την χρωματική διασπορά. Για την DMT μετάδοση σε πολύτροπη ίνα, το CP χρησιμοποιείται για να υπολογίσει την επίδραση της διασποράς τρόπων διάδοσης (modal dispersion).

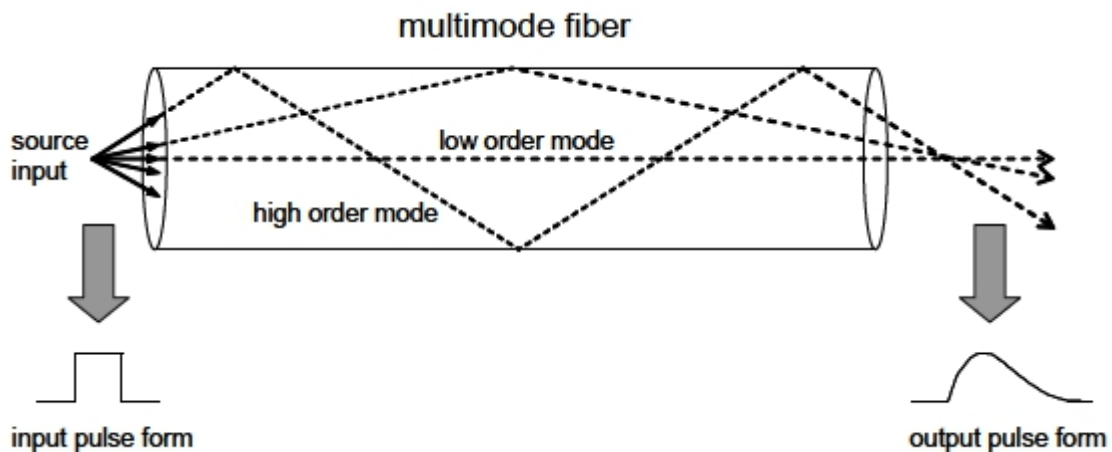
Η ανθεκτικότητα που εμφανίζει το DMT στη διασπορά που εμφανίζεται σε ένα κανάλι μετάδοσης προκύπτει από το συνδυασμένο αποτέλεσμα της παράλληλης μετάδοσης και του κυκλικού προθέματος. Λόγω της παράλληλης μετάδοσης των δεδομένων με τη χρήση πολλαπλών υποφερόντων, η περίοδος ενός πλαισίου DMT είναι αρκετά μεγαλύτερη από την περίοδο ενός συμβόλου στην περίπτωση της κλασικής σειριακής μετάδοσης. Επομένως, η παρεμβολή μεταξύ των πλαισίων (Interframe Interference) που οφείλεται σε διασπορά, αφορά μόνο ένα μικρό κομμάτι της περιόδου του πλαισίου. Με τη χρήση ενός CP, αυτή η παρεμβολή μπορεί να εξαλειφθεί εύκολα και εξασφαλίζεται η ορθογωνιότητα μεταξύ των υποφερόντων.

### 3.3.2.2 Διασπορά τρόπων διάδοσης σε πολυτροπική ίνα

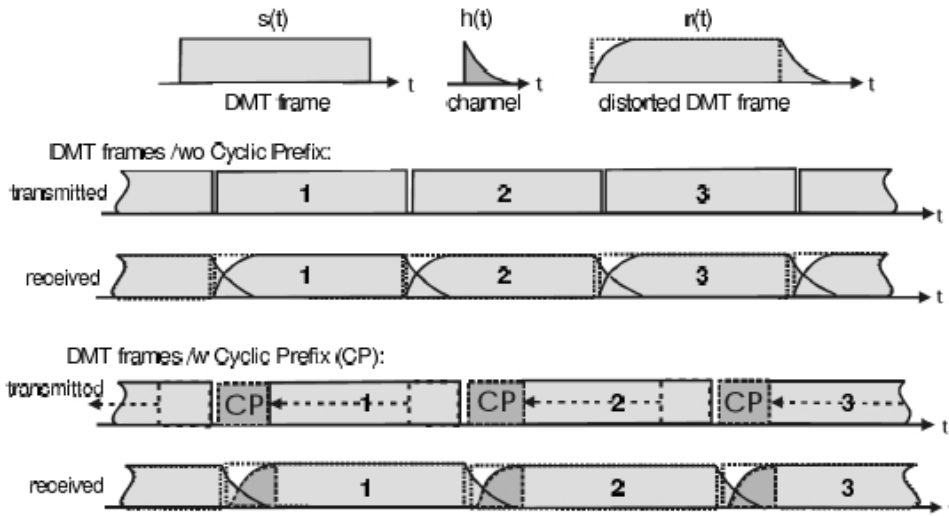
Σε μια πολυτροπική οπτική ίνα (MMF), πολλοί διαφορετικοί τρόποι διάδοσης μέσω της ίνας υπάρχουν. Αυτές οι διαφορετικές λειτουργίες διασχίζουν διαφορετικές διαδρομές στην MMF, οδηγώντας σε μια συνολική παλμική απόκριση  $h(t)$  του καναλιού, η οποία μπορεί να μοντελοποιηθεί ως άθροισμα των επιμέρους τρόπων που δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$h(t) = \sum_{m=1}^M \gamma_m \delta(t - \tau_m)$$

,όπου  $m$  είναι η αρίθμηση του κάθε τρόπου,  $M$  ο συνολικός αριθμός των διαφορετικών τρόπων διάδοσης,  $\gamma_m$  η τιμή εξασθένησης του  $m$ -οστού τρόπου,  $\tau_m$  η καθυστέρηση του  $m$ -οστού τρόπου και  $\delta(t)$  η κρουστική απόκριση (Dirac). Αν και η παραπάνω εξίσωση χρησιμοποιείται συνήθως για να περιγράψει την επίδραση της διασποράς τρόπων διάδοσης για τα ηλεκτρομαγνητικά πεδία σε πολύτροπες οπτικές ίνες, εδώ χρησιμοποιείται για να περιγράψει την ισχύ των ηλεκτρομαγνητικών πεδίων (του οπτικού σήματος) ακολουθώντας ανίχνευση του τετραγωνικού νόμου (square-law detection). Αυτό είναι αποδεκτό, γιατί η λειτουργία σύζευξης και η λειτουργία μίξης δεν θεωρούνται στην περίπτωση αυτή, με αποτέλεσμα η παρεμβολή των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων μετά την φωτοανίχνευση να μην είναι παρούσα. Λόγω της επίδρασης της διασποράς τρόπων διάδοσης, ένας ιδανικός τετραγωνικός παλμός που μεταδίδεται μέσω μιας πολυτροπικής ίνας, θα καταλήξει σε μια διεσπαρμένη κυματομορφή, όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 18.



Εικόνα 18: Διασπορά τρόπων διάδοσης σε πολυτροπική ίνα [22]



Εικόνα 19: Χρησιμοποίηση κυκλικού προθέματος για την καταπολέμηση της διασποράς καναλιού [22]

Όταν ένα DMT πλαίσιο  $s(t)$  μεταδίδεται, το λαμβανόμενο σήμα μετά τη διάδοση μέσα από την MMF μπορεί να γραφεί ως:

$$r(t) = s(t) * h(t) = \sum_{m=1}^M \gamma_m s(t - \tau_m)$$

Χωρίς τη χρήση CP, ο πρώτος τρόπος για να μειωθεί η επίδραση της διασποράς τρόπων διάδοσης είναι να αυξηθεί η χρονική περίοδος του πλαισίου DMT, για  $N_{CP} = 0$ , έτσι ώστε  $T \gg \max(\tau_m)$ , όπου  $\max(\tau_m)$  η μεγαλύτερη τιμή που μπορεί να λάβει η καθυστέρηση  $\tau_m$  στην πολύτροπη ίνα. Αυτό είναι προφανές και από την Εικόνα 19, γιατί αν η περίοδος  $T$  ενός πλαισίου DMT είναι κατά πολύ μεγαλύτερη από τη μέγιστη τιμή της καθυστέρησης λόγω διασποράς  $\tau_m$ , η επίδραση της παρεμβολής μεταξύ των πλαισίων θα μειωθεί στο ελάχιστο. Η τιμή της περιόδου  $T$  μπορεί να αυξηθεί χρησιμοποιώντας μεγαλύτερο αριθμό υποφερόντων  $N$  για τη μετάδοση, όταν η συχνότητα δειγματοληψίας  $f_s$  και κατ' επέκταση το εύρος ζώνης και ο ρυθμός μετάδοσης των bit είναι καθορισμένα.

Ωστόσο, παρατηρούμε από την Εικόνα 19 ότι όταν δεν υπάρχει CP, ακόμα και πολύ μικρές τιμές της διασποράς τρόπων διάδοσης μπορούν να προκαλέσουν κάποιες παρεμβολές μεταξύ των πλαισίων με αποτέλεσμα την υποβάθμιση των επιδόσεων.

Με την εισαγωγή CP, η παρεμβολή μεταξύ των πλαισίων μπορεί να αποφευχθεί. Το χρονικό μήκος του προθέματος, δίνεται από τη σχέση  $T_{CP} = N_{CP} \Delta t_s$ , όπου  $N_{CP}$  είναι ο αριθμός των σημείων του CP

ανά DMT πλαίσιο και  $\Delta t_s$  η περίοδος δειγματοληψίας του D/A μετατροπέα, η οποία πρέπει να επιλέγεται να είναι μεγαλύτερη από τη μεγαλύτερη δυνατή καθυστέρηση ή το μήκος της παλμικής απόκρισης του καναλιού.

### 3.3.2.3 Περιορισμός εύρους ζώνης και Διασπορά

Εκτός από τη διασπορά τρόπων διάδοσης στις πολύτροπες ίνες, οι περιορισμοί στο εύρος ζώνης του πομπού και του δέκτη στο πεδίο της συχνότητας, μπορούν επίσης να θεωρηθούν ως διασπορά στο πεδίο του χρόνου. Αυτό μπορεί να συμπεριληφθεί στην απόκριση ενός οπτικού καναλιού ως βαθυπερατό φίλτράρισμα της παλμικής απόκρισης του διαύλου  $h(t)$ , έτσι ώστε οι μέθοδοι που αναφέρθηκαν προηγουμένως για την αντιμετώπιση της διασποράς τρόπων διάδοσης, να μπορούν να χρησιμοποιηθούν και πάλι για την αντιστάθμιση των επιδράσεων του περιορισμένου εύρους ζώνης του πομποδέκτη. Επομένως, η χρήση της DMT είναι επίσης αποτελεσματική για τη μείωση των επιπτώσεων των περιορισμών εύρους ζώνης σε ένα IM/DD κανάλι.

## 3.3.3 Χαρακτηριστικά DMT

### 3.3.3.1 Συγχρονισμός

Ο συγχρονισμός (synchronization) είναι ένα σημαντικό θέμα για τα συστήματα μετάδοσης DMT. Δίχως συγχρονισμό, ο δέκτης δε θα είναι σε θέση να διακρίνει σωστά τα διαφορετικά πλαίσια DMT, κάτι που οδηγεί σε λανθασμένη αποδιαμόρφωση της ληφθείσας ακολουθίας.

Έτσι, για το συγχρονισμό χρησιμοποιείται το κυκλικό πρόθεμα κάθε DMT πλαισίου για γρήγορη εύρεση της αρχής του πλαισίου. Με αυτή τη μέθοδο, το κυκλικό πρόθεμα συσχετίζεται με την καθυστερημένη εκδοχή του στο τέλος ενός πλαισίου, με τον ακόλουθο τρόπο

$$x(t) = \int_0^{T_{CP}} r(\tau)r(t - \tau - T)d\tau$$

,όπου  $x(t)$  η έξοδος του συσχετιστή,  $r(t)$  το ληφθέν πλαίσιο,  $T_{CP}$  η χρονική διάρκεια του CP και  $T$  η περίοδος του πλαισίου. Όταν ο χρονισμός πλαισίου είναι σωστός, το CP θα συσχετίζεται με την

καθυστερημένη έκδοση του εαυτού του και θα επιτυγχάνεται μια μεγάλη τιμή συσχέτισης  $x(t)$ , υποδεικνύοντας την έναρξη ενός πλαισίου.

Ωστόσο, ως αποτέλεσμα της συνέλιξης με την παλμική απόκριση του καναλιού, η τιμή του CP για ένα ληφθέν πλαίσιο DMT  $r(t)$  για  $0 \leq t < T_{CP}$  δεν είναι ακριβώς ίδια με την καθυστερημένη έκδοση του πλαισίου για  $T - T_{CP} \leq t < T$ . Αυτό οδηγεί σε μια χαμηλότερη τιμή συσχέτισης  $x(t)$ , όπου η ορθή ανίχνευση εξαρτάται από το SNR του λαμβανόμενου σήματος. Για καλύτερο συγχρονισμό, μπορεί επίσης να αυξηθεί η τιμή του  $T_{CP}$  για καλύτερα αποτελέσματα συσχέτισης.

Μετά την αρχή ενός DMT πλαισίου που βρίσκεται με τη βοήθεια του CP, ο συγχρονισμός μεταξύ πομπού και δέκτη διενεργείται μεταξύ του συγχρονισμού των ρολογιών δειγματοληψίας. Αυτό γίνεται στο ψηφιακό πεδίο με τα λαμβανόμενα δεδομένα από την παρακολούθηση της φάσης του κάθε υποφέροντος μετά την FFT εφαρμογή και διορθώνοντας τη για κάθε πλαίσιο DMT. Η παρεμβολή μεταξύ των φερόντων που προκύπτει από τη μετατόπιση της συχνότητας δειγματοληψίας δεν διορθώνεται.

### 3.3.3.2 Bit loading

Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό του DMT είναι η δυνατότητα ορισμού αριθμού bits ανά υποφέρον σύμφωνα με το σηματοθορυβικό λόγο SNR, διαδικασία γνωστή ως φόρτωση bit (bit loading). Αυτό επιτυγχάνεται μέσω της επιλογής της διαμόρφωσης που επιθυμεί ο χρήστης να υλοποιήσει το σύστημα και κατ' επέκταση με τον αριθμό των bits που απαιτείται να εκχωρηθούν σε κάθε υποφέρον, ώστε να μπορεί να διαμορφωθεί ανεξάρτητα η πληροφορία του κάθε υποκαναλιού. Το bit loading μπορεί να χωριστεί σε δύο κατηγορίες: προσαρμοστικό ως προς το ρυθμό (rate adaptive bit loading) και προσαρμοστικό ως προς το περιθώριο (margin adaptive bit loading). Οι rate adaptive αλγόριθμοι μεγιστοποιούν το ρυθμό μετάδοσης των bit για ένα συγκεκριμένο ρυθμό σφάλματος bit (Bit Error Ratio-BER) και δοσμένη ισχύ, ενώ οι margin adaptive αλγόριθμοι ελαχιστοποιούν το BER και την κατανάλωση ισχύος για συγκεκριμένο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων.

Σε πρακτικά συστήματα, το bit loading χρησιμοποιείται συχνά σε ενσύρματες επικοινωνίες όπως το DSL. Αυτό συμβαίνει επειδή τα ενσύρματα κανάλια μετάδοσης δεν μεταβάλλονται συχνά με το χρόνο, με αποτέλεσμα ένα μεγάλο κέρδος απόδοσης με σχετικά χαμηλή πολυπλοκότητα, διότι οι αλγόριθμοι αυτοί υπολογίζονται κατά την εγκατάσταση ενός συστήματος μετάδοσης και δεν ενημερώνονται συνεχώς.

### 3.3.3.2.1 Rate adaptive bit loading

Συγκεκριμένα, λόγω και της σχεδόν καθολικής, σε πρακτικό επίπεδο, εφαρμογής των rate adaptive αλγορίθμων, παρουσιάζονται στη συνέχεια τα βασικά χαρακτηριστικά τους. Ο rate adaptive bit loading αλγόριθμος αποτελεί αναδιατύπωση του τύπου του Shannon και μπορεί να εκφραστεί ως ένα πρόβλημα μεγιστοποίησης του συνολικού ρυθμού μετάδοσης bit  $R$  σε bits/sec, ο οποίος είναι το άθροισμα των bits που μεταδίδονται ανά υποφέρον  $b_n$  που χρησιμοποιούνται για την DMT μετάδοση που δίνεται μέσω της σχέσης:

$$\begin{aligned} \max_{P_n}(R) &= \max_{P_n}(R) \left( \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} b_n \right) B \\ &= \max_{P_n}(R) \left[ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \log_2 \left( 1 + \frac{SNR_n}{\Gamma} \right) \right] B \\ &= \max_{P_n}(R) \left[ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \log_2 \left( 1 + \frac{P_n g_n}{\Gamma} \right) \right] B \end{aligned}$$

,όπου  $B$  είναι το εύρος ζώνης του σήματος,  $n$  ο δείκτης του υποφέροντος,  $N$  ο συνολικός αριθμός των υποφερόντων,  $SNR_n = P_n g_n$  ο σηματοθορυβικός λόγος κάθε υποκαναλιού, το  $g_n$  αντιπροσωπεύει το SNR κάθε υποφέροντος όταν εφαρμόζεται μονάδα ισχύος,  $\Gamma$  η διαφορά μεταξύ του απαιτούμενου SNR για την επίτευξη της μέγιστης χωρητικότητας (Shannon) και του SNR για την επίτευξη αυτής της χωρητικότητας για δεδομένη πιθανότητα λάθους bit και  $P_n$  η κατανομημένη ισχύς ανά υποφέρον, για την οποία ισχύει ότι:

$$\sum_{n=1}^{N-1} P_n = P_{tot}$$

,όπου  $P_{tot}$  είναι η καθορισμένη διαθέσιμη ισχύς για τη μετάδοση. Το πρόβλημα είναι να βρεθεί η βέλτιστη κατανομή των  $b_n$  στα  $N$  διαφορετικά υποκανάλια και η αντίστοιχη κατανομή ισχύος ανά υποκανάλι  $P_n$ , προκειμένου να μεγιστοποιηθεί ο ρυθμός μετάδοσης bit του συστήματος. Ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης δεν επιτυγχάνεται πάντα όταν σε όλα τα υποκανάλια κατανέμονται bits πληροφορίας, οπότε μπορεί και να εμφανίζονται μηδενικά τα  $b_n$  και  $P_n$  για κάποια συγκεκριμένα  $n$ . Επομένως, η λύση δεν είναι να χρησιμοποιούνται πάντα όλα τα διαθέσιμα υποκανάλια για τη μετάδοση της πληροφορίας, αλλά εκείνα που εμφανίζουν τον υψηλότερο σηματοθορυβικό λόγο SNR.

Η λύση του προβλήματος μεγιστοποίησης του ρυθμού μετάδοσης, είναι βασισμένη στη χρήση των πολλαπλασιαστών Lagrange[24]:

$$P_n + \frac{\Gamma}{g_n} = \text{σταθ.}$$

γνωστό και ως water-filling. Αυτή η εξίσωση δηλώνει ότι η λύση που μεγιστοποιεί το ρυθμό μετάδοσης, είναι εκείνη κατά την οποία όλοι οι υποφορείς που χρησιμοποιούνται κατά τη μετάδοση της πληροφορίας έχουν ένα σταθερό επίπεδο  $P_n + \frac{\Gamma}{g_n}$ . Με απλά λόγια δηλαδή, η βέλτιστη λύση είναι να διανεμηθεί η συνολική ισχύς μετάδοσης  $P_{tot}$  στους υποφορείς με το υψηλότερο SNR που αντιπροσωπεύεται κυρίως από τον παράγοντα  $\frac{g_n}{\Gamma}$ .

### 3.3.3.3 Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα του DMT

Όπως έχουν αναφερθεί κατά την παραπάνω ανάλυση, η Διακριτή Πολυτονική Διαμόρφωση εμφανίζει πολλά πλεονεκτήματα σε σχέση με τα κλασσικά συστήματα ενός φέροντος (Single-Carrier Communication Systems) αλλά και ορισμένα μειονεκτήματα. Σε μια προσπάθεια συγκέντρωσης των στοιχείων αυτών πριν αναλυθεί η υλοποίηση και τα αποτελέσματα της παρούσας εργασίας, αναφέρονται ενδεικτικά τα ακόλουθα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της μεθόδου DMT.

#### Πλεονεκτήματα

- Η χρήση σημαντικά απλούστερου ισοσταθμιστή στο δέκτη, σε αντίθεση με τον μεγάλης πολυπλοκότητας ισοσταθμιστή των συστημάτων ενός φέροντος.
- Η εύκολη προσαρμογή του ισοσταθμιστή σε ταχέως μεταβαλλόμενα κανάλια (π.χ ασύρματα δίκτυα).
- Η δυνατότητα αύξησης του ρυθμού μετάδοσης σε κανάλια που μεταβάλλονται αργά, μέσω της βελτιστοποίησης της κατανομής της ενέργειας ανάλογα με το σηματοθορυβικό λόγο κάθε καναλιού.
- Η μη εξάρτηση του πομπού και του δέκτη από το κανάλι, εξαιτίας της χρήσης του κυκλικού προθέματος.
- Η ευρωστία απέναντι σε παρεμβολής στενής ζώνης, διότι τέτοιου είδους παρεμβολές επηρεάζουν μόνο ένα μικρό αριθμό υποφερόντων.



### *Μειονεκτήματα*

- Η ευαισθησία στην απόκλιση συχνότητας φέροντος. Εμφανίζεται όταν το ρολόι του δέκτη (με βάση το οποίο γίνεται η δειγματοληψία) δεν έχει την ίδια συχνότητα με το σήμα που φθάνει σε αυτόν.
- Ο αυξημένος λόγος μέγιστης προς μέση τιμή ισχύος (peak-to-average ratio-PAR). Αυτό δημιουργεί προβλήματα στους ενισχυτές λόγω μη γραμμικότητας και αυξημένης κατανάλωσης ισχύος.

## Κεφάλαιο 4. Υλοποίηση

Σκοπός της παρούσας εργασίας είναι η υλοποίηση ενός εκτιμητή και ισοσταθμιστή καναλιού με τη βοήθεια της Διακριτής Πολυτονικής Διαμόρφωσης. Όπως προαναφέρθηκε και στο κεφάλαιο για την ισοστάθμιση, μηχανισμοί υποβάθμισης της ποιότητας σήματος στις οπτικές ίνες, όπως η χρωματική διασπορά, οι μη γραμμικότητες ινών, οι συνέπειες της πόλωσης, η ενίσχυση θορύβου από τους ενισχυτές, αλληλεπιδρώντας σε συνδυασμό πολλές φορές περιορίζουν το ρυθμό αποστολής δεδομένων και τις αποστάσεις στις οποίες μπορούν να μεταδοθούν τα δεδομένα ικανοποιητικά. Για να αντιμετωπιστούν οι συνέπειες των παραπάνω φαινομένων, προτείνεται στην παρούσα εργασία μία μέθοδος εκτίμησης και ισοστάθμισης του καναλιού, τα αποτελέσματα της οποίας θα παρουσιαστούν και θα αναλυθούν στο επόμενο κεφάλαιο.

Στο σύστημα εκτίμησης καναλιού της εργασίας, χρησιμοποιούνται πλαίσια με τη δομή της Διακριτής Πολυτονικής Διαμόρφωσης (DMT), όπως αναλύθηκε προηγουμένως, τα οποία μεταδίδονται μέσα από το άγνωστο κάθε φορά κανάλι που επιθυμούμε να εκτιμηθεί και στη συνέχεια, αφού υπάρχει εκτίμηση του καναλιού, δημιουργείται φίλτρο Πεπερασμένης Κρουστικής Απόκρισης (Finite Impulse Response – FIR) που εφαρμόζεται στο δέκτη και αντισταθμίζεται η λαμβανόμενη ακολουθία. Ακολουθεί αναλυτική παρουσίαση των σταδίων της υλοποίησης.

### 4.1 Βασισμένη σε DMT υλοποίηση της εργασίας

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, η Διακριτή Πολυτονική Διαμόρφωση, αποτελεί μια διαμόρφωση μετάδοσης πληροφορίας. Η παραπάνω ανάλυση, αφορά εκείνα τα συστήματα επικοινωνίας που χρησιμοποιούν το DMT, λόγω της ανθεκτικότητας που εμφανίζει απέναντι στη διασπορά, τη διασυμβολική παρεμβολή (InterSymbol Interference), την παρεμβολή μεταξύ των πλαισίων (InterFrame Interference).

Στην παρούσα εργασία, η Διακριτή Πολυτονική Διαμόρφωση (DMT) δε χρησιμοποιείται για τη μετάδοση της πληροφορίας, αλλά βασικά στοιχεία της, χρησιμοποιούνται για την υλοποίηση μιας μεθόδου εκτίμησης του καναλιού. Στο σύστημα εκτίμησης καναλιού της εργασίας, χρησιμοποιούνται πλαίσια με τη δομή της Διακριτής Πολυτονικής Διαμόρφωσης (DMT), τα οποία μεταδίδονται μέσα από

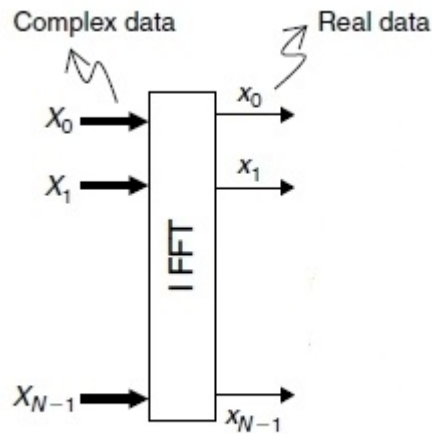
το άγνωστο κάθε φορά κανάλι που επιθυμούμε να εκτιμηθεί και στη συνέχεια, αφού υπάρχει εκτίμηση του καναλιού, με συγκεκριμένη μέθοδο που θα αναλυθεί στο επόμενο κεφάλαιο, πραγματοποιείται η ισοστάθμιση. Η DMT υλοποίηση της εργασίας, παρουσιάζεται στη συνέχεια βήμα προς βήμα:

#### 4.1.1 Δημιουργία πλαισίων DMT

Με βάση τον αριθμό των bits που δίνονται ως είσοδος στο σύστημα, το format διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται σε κάθε υποκανάλι και τον αριθμό αυτών, δημιουργούνται τα πλαίσια DMT. Έχοντας συγκεκριμένο αριθμό  $N - 1$  υποκαναλιών και υποφερόντων,  $num$  αριθμό των bits εισόδου και  $format$  για τη διαμόρφωση κάθε υποκαναλιού, δημιουργούνται πλαίσια που περιλαμβάνουν  $bit_{frame} = (N - 1) * format$  αριθμό bits. Επομένως, κάθε πλαίσιο, περιλαμβάνει  $N - 1$  αριθμό υποκαναλιών. Για να μεταδοθούν όλα τα bits εισόδου του συστήματος χρησιμοποιούνται  $DMT_{syms} = floor(num / bit_{frame})$  πλαίσια. Για την καλύτερη εκτίμηση του άγνωστου καναλιού μετάδοσης, τα σύμβολα εισόδου που προκύπτουν από το κατάλληλο format, τίθενται στοχευμένα  $1 + 0j$  σε κάθε υποκανάλι, προκειμένου στη συνέχεια να δούμε πως επηρεάζεται το πλάτος κάθε υποφέροντος του πλαισίου κατά τη μετάδοσή του μέσα από το άγνωστο κανάλι. Πρόκειται ουσιαστικά για τόνους σε συγκεκριμένες συνιστώσες στο πεδίο της συχνότητας με μοναδιαίο πλάτος, με βάση την παραμόρφωση των οποίων θα εκτιμηθεί το κανάλι μετάδοσης.

#### 4.1.2 IFFT (Inverse Fast Fourier Transformation)

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, κάθε πλαίσιο περιλαμβάνει  $N - 1$  σύμβολα και τα συνολικά σύμβολα της μετάδοσης είναι αποθηκευμένα σε ένα πίνακα του οποίου ο αριθμός γραμμής εκφράζει τον αριθμό (index) του κάθε μεταδιδόμενου πλαισίου και ο αριθμός στήλης εκφράζει το υποφέρον που χαρακτηρίζει το συγκεκριμένο σύμβολο. Η εφαρμογή του IFFT δεν γίνεται στα  $N - 1$  σύμβολα κάθε πλαισίου αλλά σε ένα σήμα που περιλαμβάνει τα  $N - 1$  σύμβολα του κάθε πλαισίου σε σειρά με τα  $N - 1$  καθρεφτισμένα συζυγή τους σύμβολα. Η εφαρμογή της μεθόδου Αντίστροφου Μετασχηματισμού Fourier (IFFT) περιλαμβάνει  $2 * (N - 1)$  σημεία εφαρμογής. Με τη συγκεκριμένη μέθοδο, επιτυγχάνεται η μετάβαση από τα μιγαδικά δεδομένα (complex data) στα πραγματικά δεδομένα (real data) που θα μεταδοθούν μέσα από το κανάλι, δηλαδή μετατρέπει τα δεδομένα από το πεδίο της συχνότητας στο πεδίο του χρόνου.



Εικόνα 20: Εφαρμογή IFFT μεθόδου στην DMT υλοποίηση

#### 4.1.3 Προσθήκη Κυκλικού Προθέματος (Cyclic Prefix - CP)

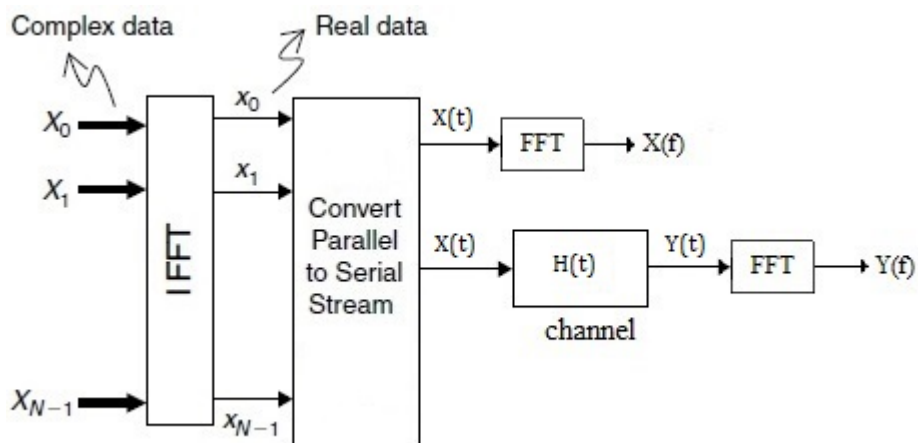
Στο Κεφάλαιο 3.3 Διακριτή Πολυτονική Διαμόρφωση (Discrete Multitone Modulation-DMT) αναλύθηκε πόσο σημαντικό είναι το κυκλικό πρόθεμα για ένα σύστημα μετάδοσης Διακριτής Πολυτονικής Διαμόρφωσης. Στο παρόν σύστημα όμως, με τη μέθοδο που χρησιμοποιούμε δεν επιδιώκουμε τη μετάδοση πληροφορίας, παρά μόνο χρησιμοποιούμε πλαίσια DMT για να δούμε πως επηρεάζεται το κάθε υποφέρων, δηλαδή ο κάθε καθορισμένος τόνος που στέλνουμε, κατά τη μετάδοσή του μέσω του καναλιού, ώστε να γίνει η εκτίμηση αυτού. Γι' αυτό το λόγο, η χρήση κυκλικού προθέματος CP, δεν κρίνεται αναγκαία στην παρούσα υλοποίηση και επομένως, δεν χρησιμοποιείται.

#### 4.1.4 Παράλληλη σε Σειριακή Μετατροπή

Αφού εφαρμοστεί ο Αντίστροφος Μετασχηματισμός Fourier, στα σύμβολα κάθε πλαισίου τα πραγματικά πλέον δεδομένα πρέπει να μετατραπούν από την παράλληλη μορφή σε σειριακή. Η Παράλληλη σε Σειριακή Μετατροπή είναι απαραίτητη προκειμένου στη συνέχεια να μεταδοθούν μέσα από το κανάλι τα δεδομένα.

#### 4.1.5 FFT (Fast Fourier Transformation)

Μετά τη μετάδοση μέσα από το κανάλι, προκύπτει η μεταδιδόμενη ακολουθία πραγματικών (παραμορφωμένων σε σχέση με τα αρχικά) δεδομένων. Για να μπορέσουμε να μεταβούμε από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο της συχνότητας και να καταλάβουμε, κατά πόσο επηρεάστηκε το κάθε υποφέρον κατά τη μετάδοσή του, χρησιμοποιούμε τη μέθοδο FFT  $N - 1$  σημείων (όπου  $N - 1$  ο αριθμός των υποκαναλιών) για το ληφθέν στην είσοδο του δέκτη. Στη συνέχεια, εφαρμόζουμε με τον ίδιο τρόπο το Μετασχηματισμό Fourier στο σήμα που εισέρχεται στο κανάλι, ώστε να μπορούμε να έχουμε και αυτό το σήμα στο πεδίο της συχνότητας και να «χτυπάμε» στις ίδιες συχνότητες με αυτές των τόνων που στέλνονται. Ο λόγος που επιθυμούμε αυτή τη μετατροπή είναι για να μπορέσουμε να βρούμε τη συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού με βάση την είσοδο και την έξοδό του και η οποία θα αναλυθεί στη συνέχεια.



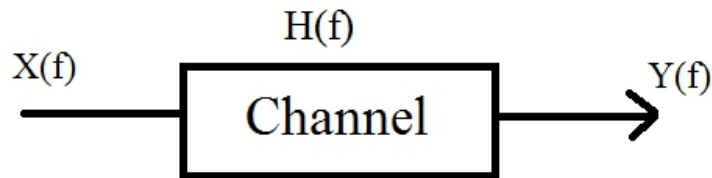
Εικόνα 21: DMT Υλοποίηση της εργασίας

## 4.2 Εύρεση Συνάρτησης Μεταφοράς Καναλιού

Αξιοποιώντας το αποτέλεσμα της DMT υλοποίησης της εργασίας, λαμβάνουμε στο πεδίο της συχνότητας δύο σήματα, το σήμα εισόδου και το σήμα εξόδου του καναλιού. Πιο συγκεκριμένα, αν θεωρήσουμε ότι η μετασχηματισμένη κατά FFT είσοδος του καναλιού είναι  $X(f)$  και αντίστοιχα, η έξοδος του  $Y(f)$ , τότε η συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού θα είναι:

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)}$$

Βρίσκοντας τη συνάρτηση μεταφοράς  $H(f)$  του άγνωστου καναλιού, με τη βοήθεια της μεθόδου DMT που χρησιμοποιούμε, θα μπορούσαμε να πάρουμε τη συνάρτηση  $H_t(f) = \frac{1}{H(f)}$  για να βρούμε την αντίστροφη συνάρτηση μεταφοράς που θα ισοσταθμίσει το σήμα εξόδου του καναλιού.



Εικόνα 22: Συνάρτηση μεταφοράς καναλιού

Για την καλύτερη ακρίβεια των αποτελεσμάτων μας, όμως, δεν αντιστρέψαμε απλά τη συνάρτηση μεταφοράς. Στη συνάρτηση  $H(f)$  που αποτελείται από  $N - 1$  παράγοντες, βρήκαμε το μέτρο και την φάση του καθενός, έτσι ώστε εάν για κάποιο τυχαίο παράγοντα ισχύει  $H(i) = a + jb$ , τότε:

$$H_{abs}(i) = |H(i)| = |a + jb| = \sqrt{a^2 + b^2} \quad \text{και}$$

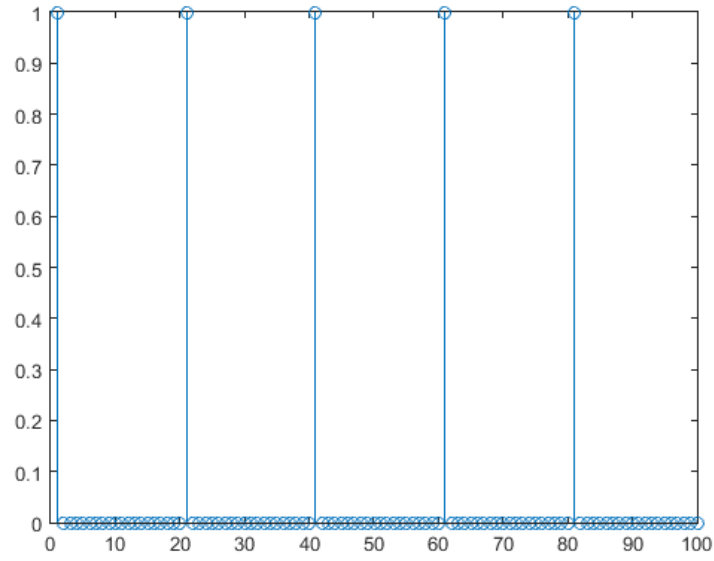
$$H_{phase}(i) = \angle(H(i)) = \tan^{-1} \frac{b}{a}$$

Επομένως, για να βρούμε την αντίστροφη συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού για να τη χρησιμοποιήσουμε για την υλοποίηση του FIR φίλτρου, αρκεί να χρησιμοποιήσουμε την επόμενη σχέση:

$$H_t(i) = \frac{1}{H_{abs}(i)} e^{-jH_{phase}(i)}$$

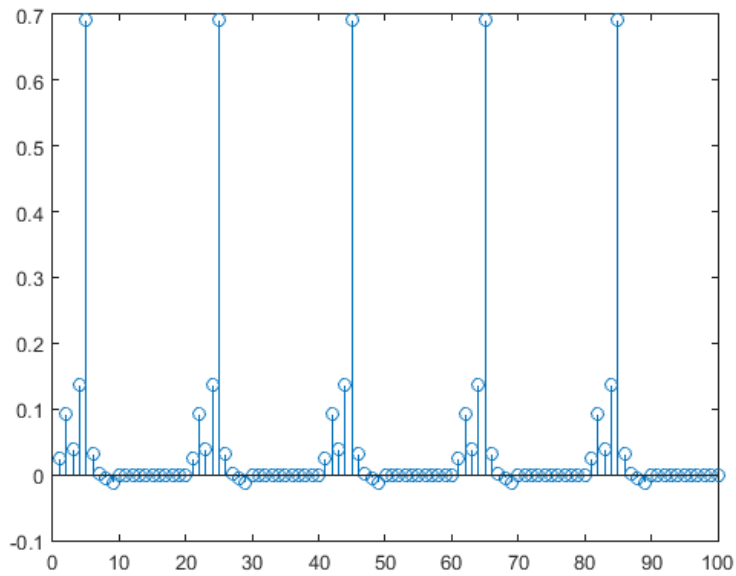
,η οποία μας δίνει τη μεταβλητή  $H_t$  η οποία αποτελεί το αντίστροφο της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού στο πεδίο της συχνότητας.

Στη συνέχεια της ενότητας, ακολουθεί ένα παράδειγμα προκειμένου να φανεί πως το DMT σήμα  $X(t)$  στην Εικόνα 23 επηρεάζεται κάθε φορά από την μετάδοση του μέσω του καναλιού και πως προκύπτει το σήμα  $Y(t)$ , μέσα από τα οποία γίνεται η εκτίμηση του καναλιού και βρίσκεται η συνάρτηση μεταφοράς του. Αν το σήμα  $X$  είναι το παρακάτω:

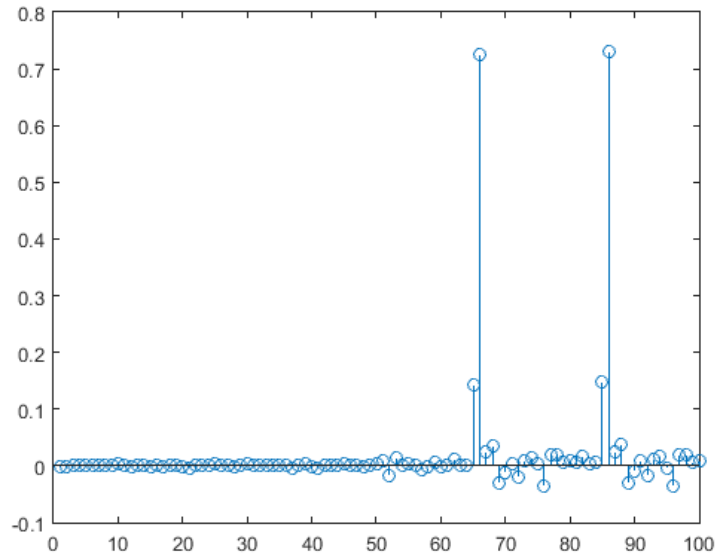


Εικόνα 23: DMT σήμα  $X$  πριν τη μετάδοση στο κανάλι

Τότε, μετά την μετάδοση από το κάθε διαφορετικό κανάλι, προκύπτουν τα ακόλουθα  $Y$  σήματα:



Εικόνα 24: Σήμα  $Y$  μετά την μετάδοση από το Κανάλι\_1

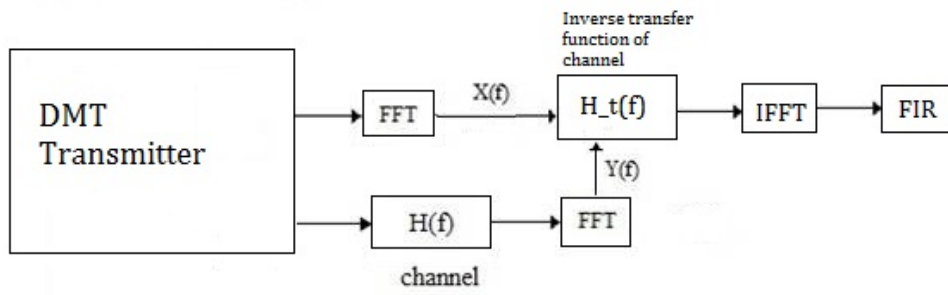


Εικόνα 25: Σήμα Y μετά την μετάδοση από το Κανάλι\_2

### 4.3 Υλοποίηση FIR φίλτρου με την IFFT μέθοδο

Για να μπορέσουμε να ισοσταθμίσουμε την επίδραση του καναλιού, αφού προηγουμένως έχει γίνει η εκτίμηση του καναλιού με τη μέθοδο που περιγράφηκε, χρειάζεται η δημιουργία ενός FIR φίλτρου στην πλευρά του δέκτη. Έχοντας βρει το αντίστροφο της συνάρτησης μεταφοράς του κάθε καναλιού στο πεδίο της συχνότητας  $H_t$ , θέλουμε να δημιουργήσουμε ένα FIR φίλτρο με τη βοήθεια της μεθόδου IFFT που θα στοχεύσει σε εκείνες τις φασματικές συνιστώσες των τόνων που είχαμε στείλει μέσα από το κανάλι και με βάση τις τιμές των τόνων, να δημιουργήσει τα αντίστοιχα taps του φίλτρου. Σύμφωνα με αυτή την υλοποίηση, το FIR φίλτρο που προκύπτει αποτελείται από τόσα taps όσα και τα υποκανάλια που χρησιμοποιήσαμε για να κάνουμε την εκτίμηση του κάθε καναλιού και χρησιμοποιείται στη συνέχεια στην πλευρά του δέκτη για αντισταθμίσει την επίδραση του καναλιού σε πραγματικά δεδομένα (και όχι τόνους) που στέλνονται από τον πομπό στο δέκτη. Ακολουθεί το συνολικό μπλοκ διάγραμμα για την υλοποίηση του εκτιμητή και ισοσταθμιστή καναλιού.





Εικόνα 26: Μπλοκ διάγραμμα βασισμένης σε DMT εκτίμησης καναλιού και δημιουργία FIR φίλτρου ισοστάθμισης

## Κεφάλαιο 5. Αποτελέσματα Προσομοιώσεων

Αυτό το κεφάλαιο επικεντρώνεται στην αξιολόγηση της αποτελεσματικότητας του προτεινόμενου από την εργασία συστήματος για την εκτίμηση και ισοστάθμιση του καναλιού, του οποίου η υλοποίηση περιγράφηκε αναλυτικά στο προηγούμενο κεφάλαιο. Η αξιολόγηση της επίδοσης του συστήματος γίνεται με χρήση των μετρικών BER και EVM, που αντιπροσωπεύουν μια εκτίμηση της ποιότητας της ισοστάθμισης μέσα από τη σύγκριση με τα αρχικώς μεταδιδόμενα δεδομένα. Αρχικά, γίνεται περιγραφή της διάταξης που χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις, στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της μεθόδου της εργασίας και τέλος, συγκρίνουμε τα αποτελέσματα αυτά με τα αποτελέσματα για έναν FFE ισοσταθμιστή που χρησιμοποιεί αλγόριθμο LMS.

Για τις προσομοιώσεις χρησιμοποιήθηκαν 2 διαφορετικά πραγματικά κανάλια που έχουν προκύψει μέσα από πειραματικές διατάξεις του εργαστηρίου και 4 διαφορετικά μοντέλα διαμορφώσεων. Αρχικά, δημιουργείται μια τυχαία ακολουθία 20000 bits, η οποία διαμορφώνεται με συγκεκριμένο format, το οποίο δεν επηρεάζει το αποτέλεσμα μιας και δεν φέρουν κάποια πληροφορία αυτά τα DMT πλαίσια που δημιουργούμε, όπως αναφέρθηκε και κατά την υλοποίηση. Στη συνέχεια, αυτά τα bits, ανάλογα με τον αριθμό των υποκαναλιών (και κατ' επέκταση υποφερόντων) που χρησιμοποιούνται, δημιουργούν τα DMT πλαίσια που αποστέλλονται μέσω του καναλιού ώστε να γίνει η εκτίμηση.

Η βασική παράμετρος που επηρεάζει την απόδοση του συστήματός της παρούσας εργασίας είναι ο αριθμός των υποκαναλιών που επιλέγεται για κάθε DMT πλαίσιο που αποστέλλεται. Όμως, για να ελεγχθεί συνολικά το σύστημα και να δούμε πως συμπεριφέρεται σε διαφορετικά κανάλια και διαμορφώσεις, οι μεταβαλλόμενες παράμετροι κατά τη διενέργεια των προσομοιώσεων ήταν:

- Ο αριθμός των υποφερόντων (υποκαναλιών ανά πλαίσιο)  $N-1$  (number of subcarriers)
- Το σχήμα διαμόρφωσης των μεταδιδόμενων δεδομένων κατά τον έλεγχο (Modulation order of Pulse Amplitude Modulation)
- Ο σηματοθορυβικός λόγος SNR για κάθε αποστέλλόμενο από τον πομπό προς το δέκτη PAM σήμα

Αφού δημιουργηθεί το FIR φίλτρο ισοστάθμισης, ακολουθεί η αποστολή 500000 συμβόλων που διαμορφώνονται κατά πλάτος με τις 4 διαφορετικές διαμορφώσεις, 2-PAM, 4-PAM, 8-PAM και 16-PAM. Για κάθε μία από τις διαμορφώσεις, εισήχθη Προσθετικός Λευκός Γκαουσιανός Θόρυβος (AWGN) από τον πομπό με διαφορετικά επίπεδα SNR. Μέσα από τη μελέτη σχέσης BER και SNR για

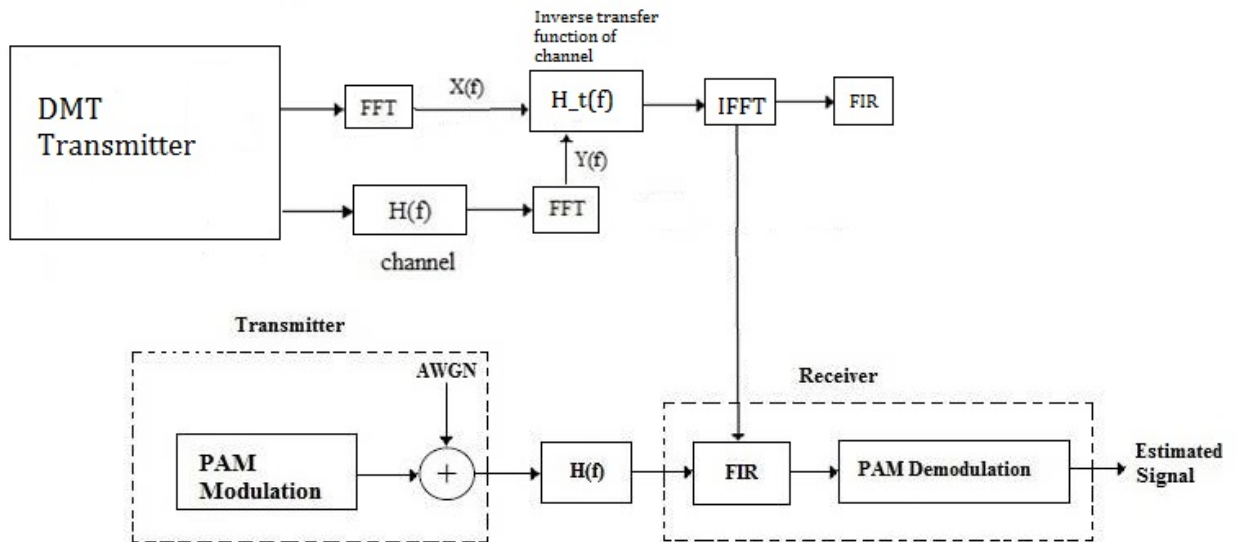
κάθε διαμόρφωση, καταλήξαμε προσεγγιστικά στην εφαρμογή 4 διαφορετικών τιμών SNR, όπως φαίνεται στον παρακάτω πίνακα:

Τάξη Διαμόρφωσης (Modulation Order)	Σηματοθορυβικός λόγος (SNR)
2	7 dB
	12 dB
	14 dB
	15 dB
4	14 dB
	19 dB
	21 dB
	22 dB
8	20 dB
	26 dB
	27 dB
	28 dB
16	25 dB
	31 dB
	33 dB
	34 dB

Πίνακας 1: Χρησιμοποιούμενα SNR με βάση την τάξη διαμόρφωσης κατά τη μορφοποίηση

## 5.1 Περιγραφή διάταξης

Στην ενότητα αυτή, παρουσιάζεται η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εργασία. Δημιουργούμε ένα πομπό διαμόρφωσης κατά πλάτος PAM (Pulse Amplitude Modulation) και για να επαληθεύσουμε την μέθοδο που χρησιμοποιούμε στην εργασία και να αξιολογήσουμε τη συμπεριφορά της, πραγματοποιούμε προσομοιώσεις με διαφορετικές PAM διαμορφώσεις για τα 2 κανάλια που χρησιμοποιούνται. Από την DMT υλοποίηση έχει προκύψει η εκτίμηση του καναλιού και το FIR φίλτρο ισοστάθμισης, που χρησιμοποιούνται στη συνέχεια.



Εικόνα 27: Μπλοκ διάγραμμα διάταξης εργασίας

### 5.1.1 Πομπός

#### Διαμόρφωση παλμών κατά πλάτος PAM

Κατά τη διαμόρφωση πλάτους η ροή ψηφίων πληροφορίας μεταδίδεται μέσω του πλάτους του διαμορφωμένου σήματος. Η  $M$ -αδική διαμόρφωση παλμών κατά πλάτος (M-PAM) χρησιμοποιεί  $M$  στάθμες. Για το  $M$  ισχύει ότι  $M = 2^L$  και έτσι το πλάτος των παλμών μπορεί να πάρει τις τιμές που ανήκουν στο σύνολο  $\{0, \frac{1}{M-1}, \frac{2}{M-1}, \dots, 1\}$ . Κάθε μία από τις  $M$  στάθμες του πλάτους των εκπεμπόμενων παλμών αντιστοιχεί σε ένα σύμβολο. Η προς μετάδοση πληροφορία μπορεί να είναι είτε δυαδικά ψηφία bits στην περίπτωση που  $M = 2$ , είτε σύμβολα, δηλαδή συνδυασμοί bits, σε περίπτωση που  $M > 2$ . Το κάθε σύμβολο προκύπτει από το συνδυασμό  $\log_2 M$  bits και έχει διάρκεια  $T_s$  η οποία σχετίζεται με το ρυθμό μετάδοσης  $R_b$  του συστήματος σύμφωνα με τη σχέση  $T_s = \log_2 M / R_b$ .

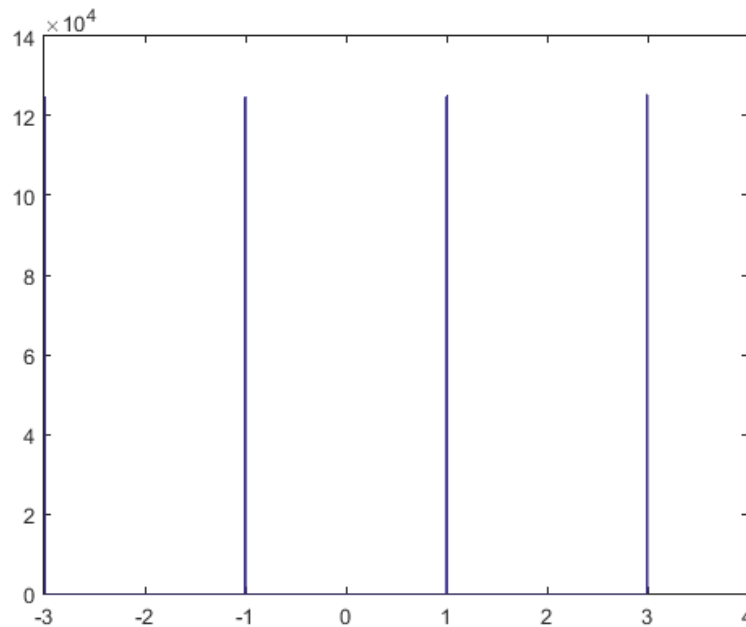
Στη διάρκεια  $T_s$  εκπέμπεται ένας παλμός το πλάτος του οποίου αντιστοιχεί στο σύμβολο που μεταδίδεται. Οι στάθμες  $M$  του πλάτους των παλμών πρέπει να επιλέγονται έτσι ώστε η μέση ισχύς του συστήματος να παραμένει σταθερή και η κάθε στάθμη να έχει θετική τιμή. Μια PAM κυματομορφή δίνεται από τη σχέση:

$$x_{M-PAM}(t) = \frac{2P_t}{M-1} \sum_k s_k (A[k] - 1) p(t - kT_s)$$

,όπου το  $A[k]$  παίρνει τιμές από το σύνολο  $\{1,2,\dots,M\}$ ,  $s_k$  τα σύμβολα πληροφορίας και  $p(t)$  τετραγωνικός παλμός διάρκειας  $T_s$  και μοναδιαίου πλάτους. Η μέση ισχύς του συστήματος διατηρείται σταθερή και ίση με  $P_t$ .

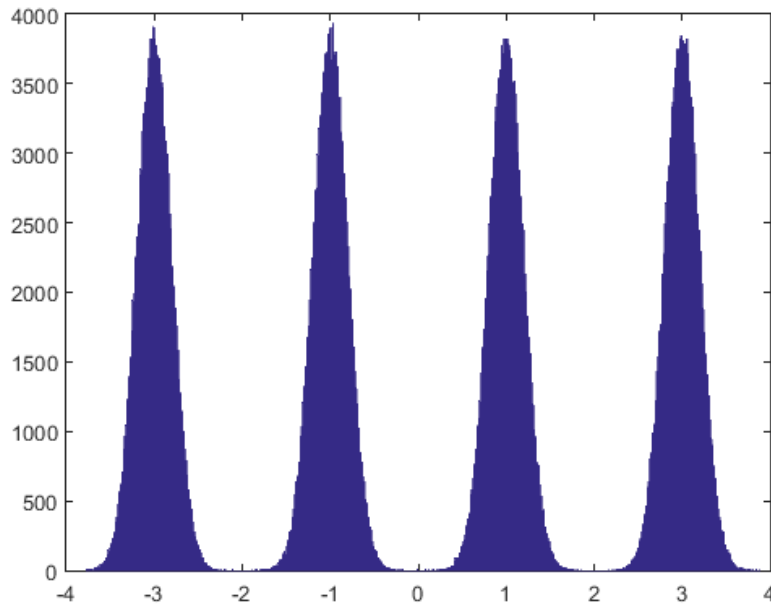
#### Δημιουργία δεδομένων και αποστολή

Κατά τη διάρκεια προσομοίωσης του συστήματος, χρησιμοποιούνται οι 4 διαφορετικές PAM διαμορφώσεις, 2-PAM, 4-PAM, 8-PAM, 16-PAM από τον πομπό. Αφού επιλεγεί ο αριθμός των συμβόλων που θέλουμε να μεταδώσει ο πομπός προς τον δέκτη, καθώς και η διαμόρφωση κατά πλάτος PAM δημιουργείται το σήμα προς μετάδοση. Παρουσιάζουμε ένα παράδειγμα 4-PAM διαμόρφωσης και μερικά διαγράμματα της διάταξης για την καλύτερη κατανόηση.



Εικόνα 28: 4-PAM σήμα

Πριν τη μετάδοσή του μέσω του καναλιού, προστίθεται Λευκός Γκαουσιανός Θόρυβος (AWGN) με SNR όπως υποδεικνύει ο Πίνακας 1: Χρησιμοποιούμενα SNR με βάση την τάξη διαμόρφωσης κατά τη μορφοποίηση και στην περίπτωση του παραδείγματός μας, SNR=21dB και στη συνέχεια ακολουθεί η μετάδοση μέσα από το κανάλι.



Εικόνα 29: 4-PAM σήμα με σηματοθορυβικό λόγο SNR=21dB

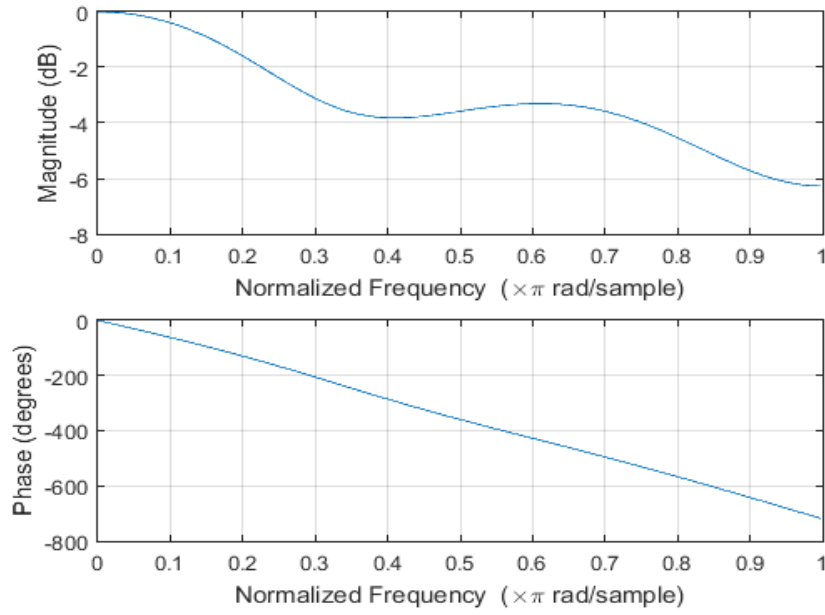
### 5.1.2 Κανάλι

Για να ελεγχθεί αν το σύστημα και η υλοποίηση της εργασίας έχει τα προσδοκώμενα αποτελέσματα, έγιναν προσομοιώσεις με 2 διαφορετικά κανάλια, για να συγκριθεί αν η αποτελεσματικότητα του συστήματος εξαρτάται κάθε φορά από το εκάστοτε κανάλι. Τα κανάλια που χρησιμοποιήθηκαν προέκυψαν από πειραματικές διατάξεις που έχουν χρησιμοποιηθεί στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών, σε συνεργασία με το οποίο έγινε η παρούσα διπλωματική εργασία. Τα κανάλια αυτά είναι πραγματικά οπτικά κανάλια μετάδοσης που περιλαμβάνουν ενεργά και παθητικά στοιχεία, όπως οπτικές ίνες, φωτοδιόδους, ενισχυτές κλπ.

Για καθένα από τα κανάλια, γίνεται κανονικοποίηση ως προς τους συντελεστές του και στη συνέχεια παρουσιάζονται οι αποκρίσεις των καναλιών.

- Κανάλι\_1

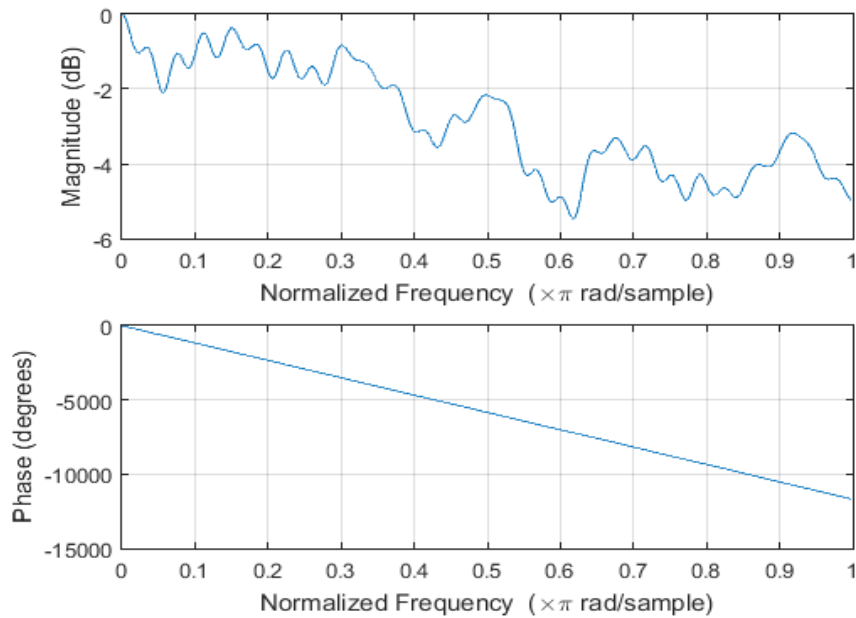
Το Κανάλι\_1 αποτελείται από 9 συντελεστές (taps) και η απόκρισή του είναι η ακόλουθη:



Εικόνα 30: Κανάλι\_1 απεικονιζόμενο με τη βοήθεια του εργαλείου freqz του MATLAB

- Κανάλι\_2

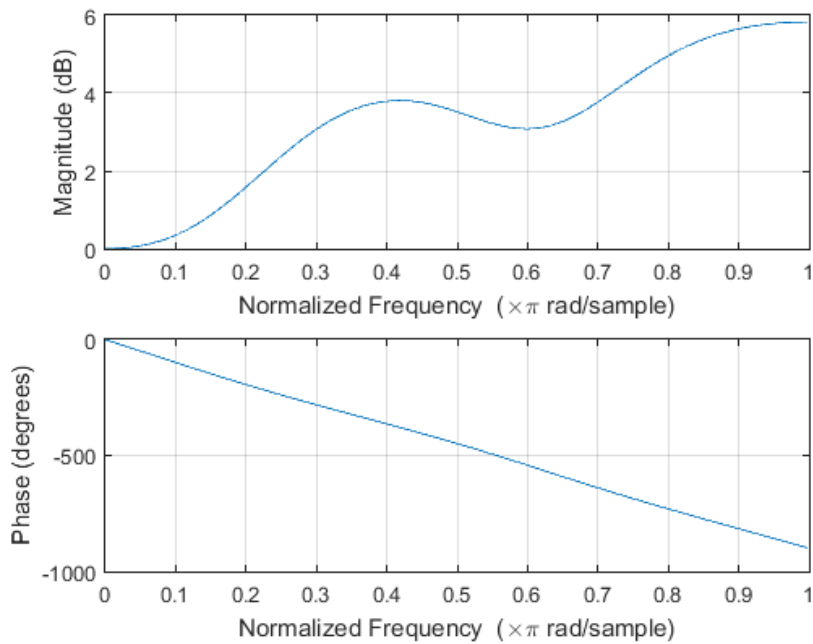
Το Κανάλι\_2 αποτελείται από 128 συντελεστές (taps) και η απόκρισή του είναι η ακόλουθη:



Εικόνα 31: Κανάλι\_2 απεικονιζόμενο με τη βοήθεια του εργαλείου freqz του MATLAB

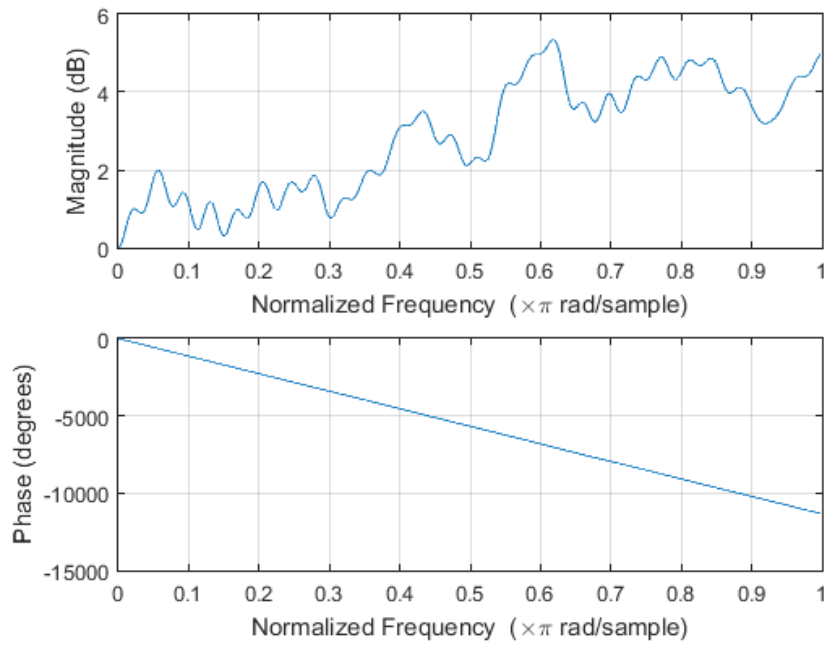
### 5.1.3 Δέκτης

Μετά τη μετάδοση από το εκάστοτε κανάλι που επιλέγεται, το σήμα φιλτράρεται από το FIR φίλτρο που κατασκευάστηκε με τη μέθοδο DMT που αναλύθηκε. Προτού παρουσιάσουμε την παραμόρφωση που εισάγει το κάθε κανάλι στο παράδειγμα της 4-PAM διαμόρφωσης, θα δούμε την απόκριση των FIR φίλτρων ισοστάθμισης για τα 2 κανάλια για δύο συγκεκριμένες τιμές αριθμού υποκαναλιών, ίδιες με το μέγεθος του φίλτρου.



Εικόνα 32: Εκτίμηση συστήματος με 9 υποκανάλια για το Κανάλι\_1 απεικονιζόμενη με τη βοήθεια του εργαλείου freqz του MATLAB

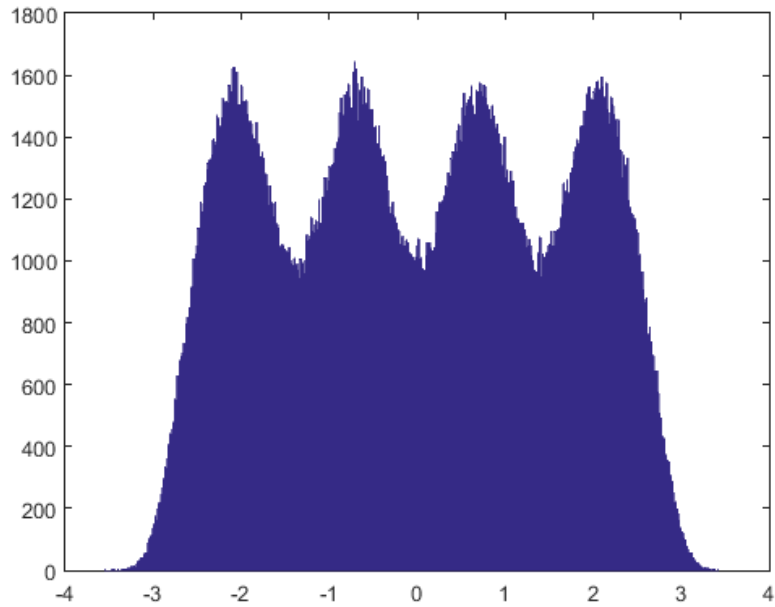




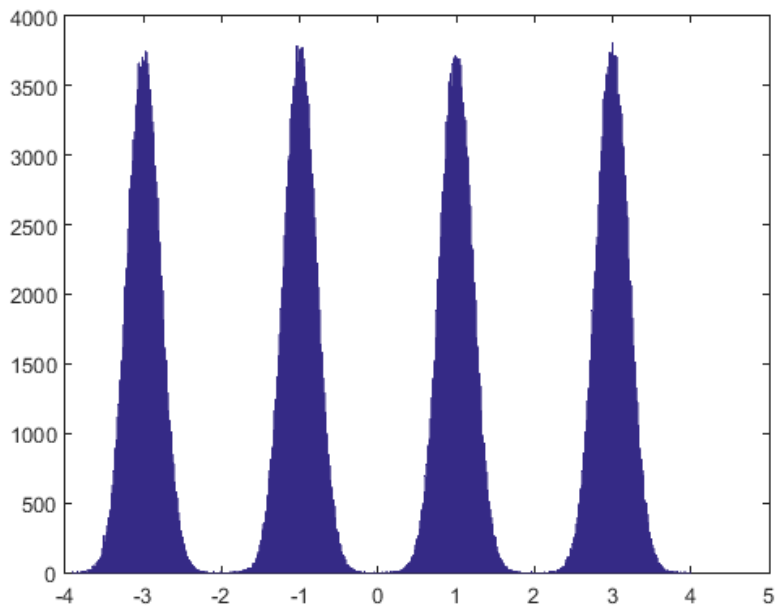
Εικόνα 33: Εκτίμηση συστήματος με 128 υποканάλια για το Κανάλι\_2 απεικονιζόμενη με τη βοήθεια του εργαλείου freqz του MATLAB

Ακολουθεί για το κάθε κανάλι, το αποτέλεσμα της μετάδοσης σήματος 4-PAM, SNR=21dB:

Κανάλι\_1

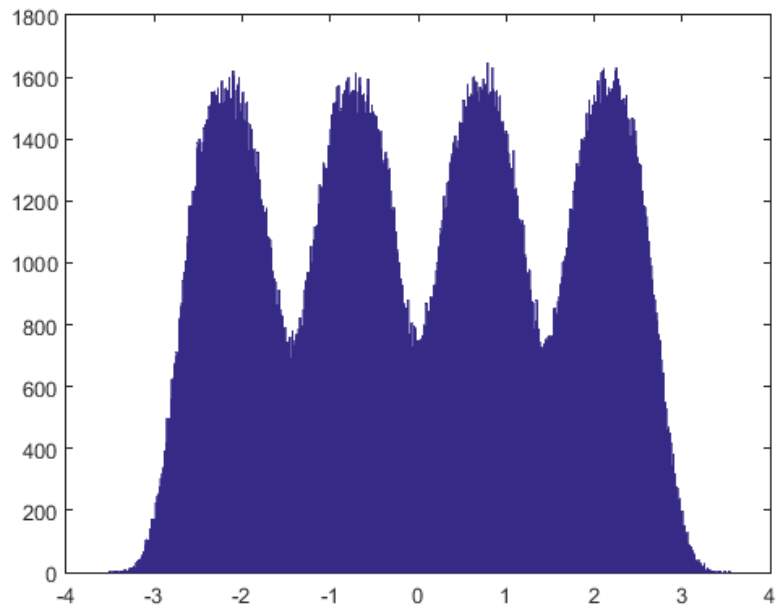


Εικόνα 34: Σήμα μετά από μετάδοση στο Κανάλι\_1

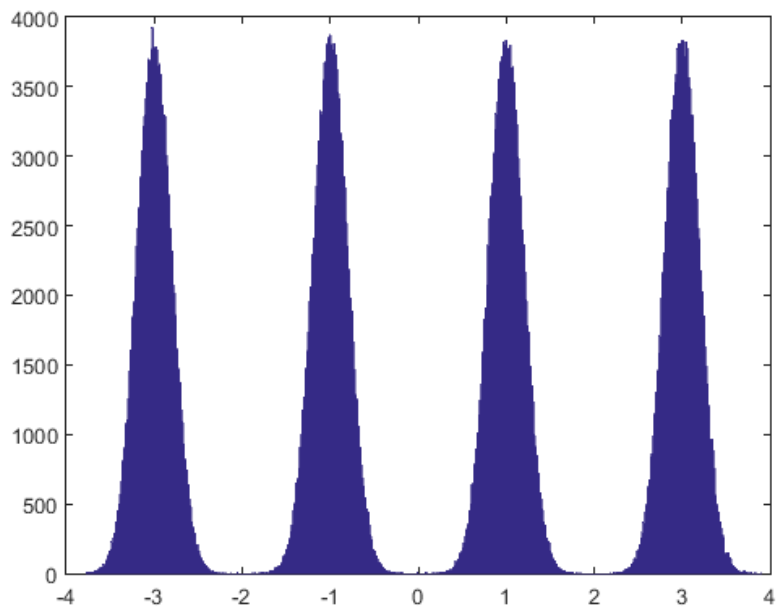


Εικόνα 35: Ισοσταθμισμένο σήμα από το FIR φίλτρο ισοστάθμισης 9 taps για το Κανάλι\_1

Κανάλι\_2



Εικόνα 36: Σήμα μετά από μετάδοση στο Κανάλι\_2



Εικόνα 37: Ισοσταθμισμένο σήμα από το FIR φίλτρο ισοστάθμισης 128 taps για το Κανάλι\_2

Για τον έλεγχο της αποτελεσματικότητας του συστήματος εκτίμησης και ισοστάθμισης του καναλιού, χρησιμοποιούνται δύο μετρικά: ο ρυθμός σφάλματος (Bit Error Rate – BER) και το πλάτος του διανυσματικού σφάλματος (Error Vector Magnitude – EVM). Το BER είναι ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων σε ένα σύστημα και χαρακτηρίζει ποσοτικά την ποιότητα μετάδοσης πληροφορίας. Ορίζεται ως ο λόγος του πλήθους των bit που μεταδόθηκαν λανθασμένα προς το σύνολο των μεταδομένων bit. Από την άλλη μεριά, το EVM αποτελεί ένα ολοκληρωμένο μέτρο της ποιότητας της μετάδοσης, καθώς υπολογίζει την απόσταση των σημείων αστερισμού του ισοσταθμισμένου σήματος από τα σημεία αστερισμού του ιδανικού σήματος. Με αυτό τον τρόπο μπορούμε να διαπιστώσουμε κατά πόσο πλησιάζει το αποτέλεσμα του δέκτη σε αυτό που έστειλε ο πομπός μέσα από τους αστερισμούς (π.χ για QAM σήμα) ή από τα ιστογράμματα (π.χ για PAM σήμα).

## 5.2 Αποτελέσματα μεθόδου εργασίας

Σε αυτή την ενότητα, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα ανά κανάλι και ανά σχήμα διαμόρφωσης. Οι κώδικες που χρησιμοποιούνται για την εκτέλεση της προσομοίωσης παρατίθενται στο Παράρτημα στο τέλος της εργασίας.

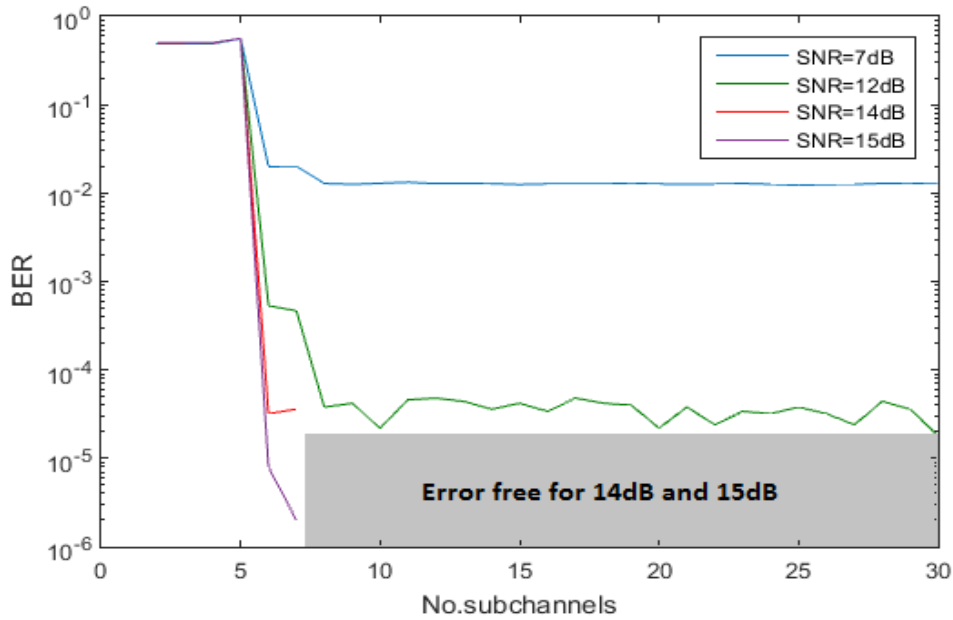
### 5.2.1 Αποτελέσματα για το Κανάλι\_1

Για το Κανάλι\_1, 9 συντελεστών (taps), πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις για διαφορετικούς αριθμούς υποκαναλιών  $N-1$  και διαφορετικά SNR για όλες τις διαμορφώσεις. Στις προσομοιώσεις χρησιμοποιήθηκαν από 2 έως 80 υποκανάλια, επειδή όμως υπάρχει σταθερή συμπεριφορά στα αποτελέσματα του συστήματος από ένα σημείο και έπειτα, παρουσιάζεται η συμπεριφορά μέχρι τα 30 υποκανάλια. Ακολουθούν κάποια συγκεντρωτικά διαγράμματα για την εκτίμηση της απόδοσης του συστήματος.

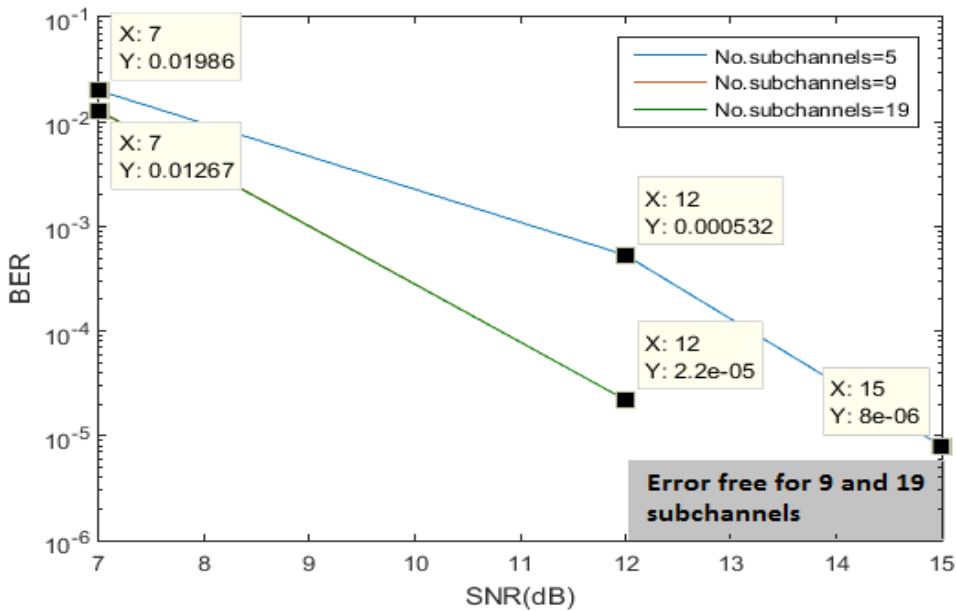
- **2-PAM διαμόρφωση**

Αρχικά, παρουσιάζονται οι γραφικές (λογαριθμικές) παραστάσεις του BER συναρτήσει του αριθμού των υποκαναλιών και στη συνέχεια οι γραφικές (λογαριθμικές) παραστάσεις του BER συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου για τις περιπτώσεις που χρησιμοποιούμε στο DMT σύστημά μας 5,9 και 19

υποκανάλια. Η επιλογή αυτή των υποκαναλιών θα είναι ίδια και για τις 4 διαφορετικές διαμορφώσεις και αντιπροσωπεύουν τη συμπεριφορά του συστήματος για τις περιπτώσεις, όπου ο αριθμός των υποκαναλιών και επομένως και των συντελεστών του φίλτρου, είναι μικρότερος, ίσως ή μεγαλύτερος από το μήκος του καναλιού.



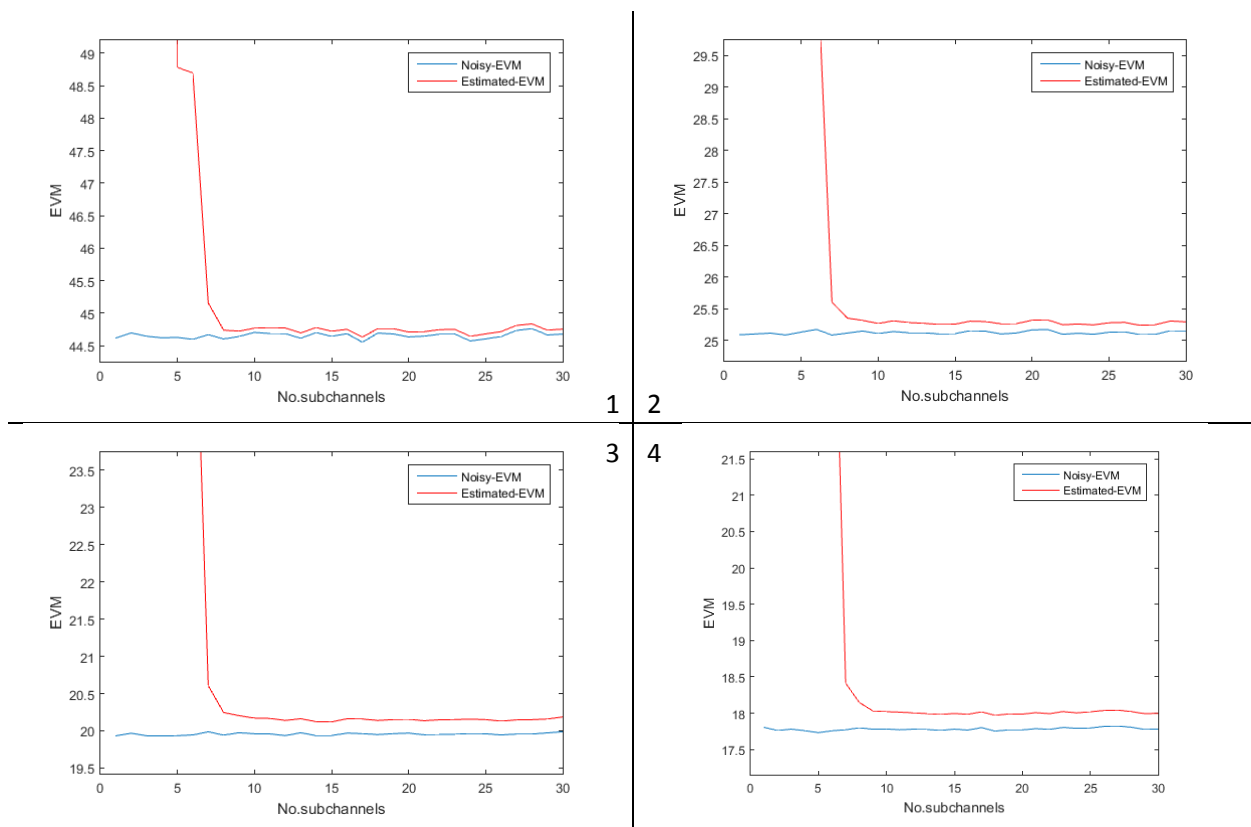
Εικόνα 38: Καμπύλες BER=f(No.subchannels) για σηματοθορυβικούς λόγους SNR=7dB, 12dB, 14dB και 15dB (2-PAM)



Εικόνα 39: Καμπύλες BER=g(SNR) για πλήθος 5, 9 και 19 υποκαναλιών (2-PAM)

Όπως φαίνεται από τις πρώτες γραφικές παραστάσεις, η αύξηση του SNR οδηγεί σε αρκετά εμφανή βελτίωση του μετρικού BER. Το απότομο βύθισμα του BER από υψηλές τιμές σε επιθυμητές τιμές, έχει να κάνει με την αδυναμία εκτίμησης του καναλιού από το σύστημα της παρούσας εργασίας για αριθμό υποκαναλιών μικρότερο από 5. Από κει και πέρα, παρατηρούμε ότι από ένα σημείο και μετά, όσο και να αυξηθεί ο αριθμός των υποκαναλιών, εμφανίζει σταθερή συμπεριφορά το σύστημα. Οι ασυνέχειες που εμφανίζονται στις παραπάνω γραφικές όπως και σε γραφικές επόμενων διαμορφώσεων, αντιστοιχούν σε μηδενικό ρυθμό σφάλματος (BER). Στην Εικόνα 39 παρατηρείται, ότι εκτός της αρχικής τιμής SNR=7dB, ο ρυθμός σφάλματος είναι ικανοποιητικός και στις περιπτώσεις των 9 και 19 υποφερόντων (ταυτίζονται οι γραφικές γι' αυτό δεν είναι εμφανής η διαφορά του χρωματισμού), για SNR>12dB το σύστημα εμφανίζει συμπεριφορά με απουσία λαθών (error free estimation).

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, ένα άλλο μετρικό που χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της απόδοσης του συστήματος είναι το πλάτος του διανυσματικού σφάλματος (EVM). Έχοντας ως αναφορά το αρχικά διαμορφωμένο σήμα για τις διαφορετικές τιμές SNR, μετράμε το EVM του σήματος στο οποίο έχει προστεθεί ο AWGN θόρυβος (πριν τη μετάδοση από το κανάλι – Noisy-EVM) και του σήματος στην έξοδο του FIR φίλτρου ισοστάθμισης (Estimated – EVM) και συγκρίνουμε τη συμπεριφορά τους:

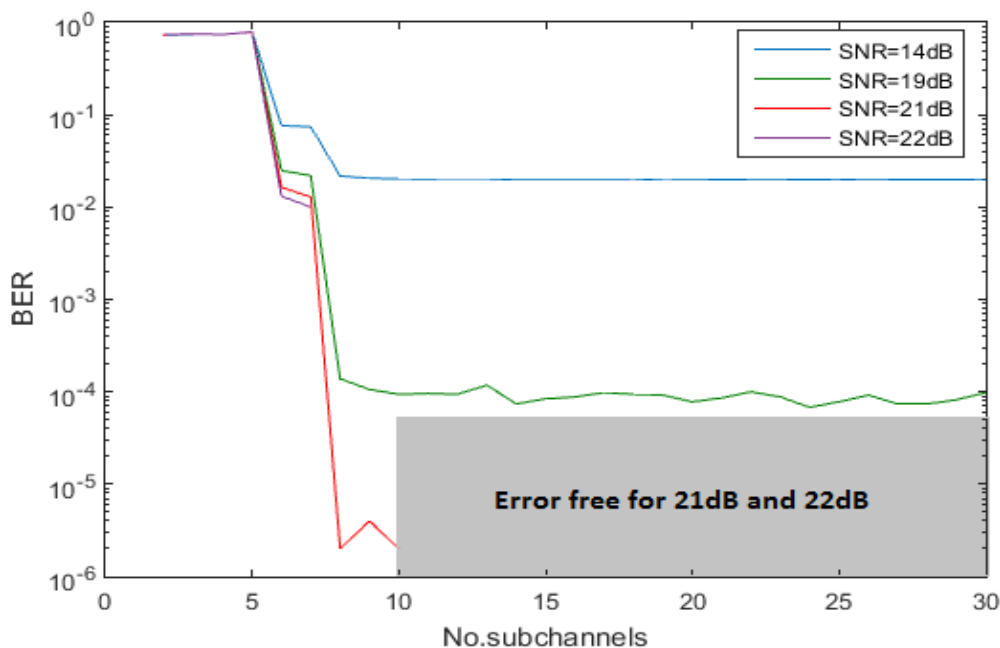


Εικόνα 40: Καμπύλη  $EVM=h(\text{No.subchannels})$  για αρχικό και το ισοσταθμισμένο σήμα για σηματοθορυβικό λόγο: 1)SNR=7dB, 2)SNR=12dB, 3)SNR=14dB και 4)SNR=15dB (2-PAM)

Όπως φαινόταν από τις BER καμπύλες συναρτήσεως του  $(N-1)$ , η ακρίβεια του συστήματος και σε επίπεδο EVM είναι μεγάλη στις περιπτώσεις όπου γίνεται καλή εκτίμηση του καναλιού, γιατί έχει πολύ μικρές διαφορές από το πλάτος του διανυσματικού σφάλματος του σήματος το οποίο δεν έχει μεταδοθεί στο κανάλι και του έχει προστεθεί AWGN θόρυβος. Η μεγέθυνση στα παραπάνω διαγράμματα για να φανεί η μικρή απόκλιση μεταξύ Noisy-EVM και Estimated-EVM, δε μπορεί να εμφανίσει τη σχετικά καλή συμπεριφορά και τιμή του EVM για τιμές  $6 < (N - 1) < 9$  υποκανάλια.

- **4-PAM διαμόρφωση**

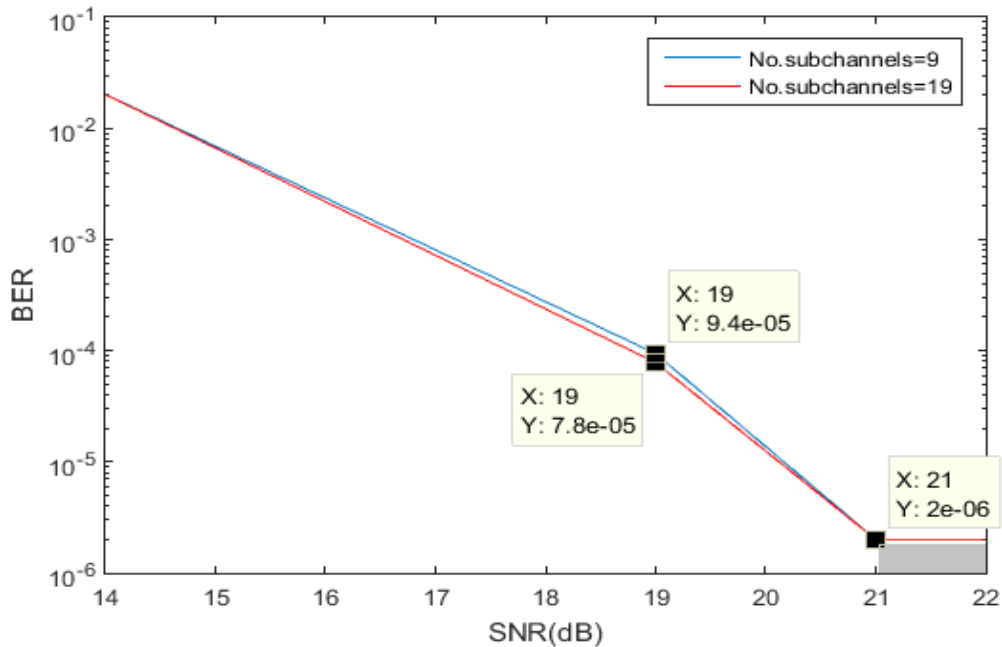
Ομοίως με την 2-PAM διαμόρφωση, ακολουθούν οι καμπύλες BER, συναρτήσεως των υποκαναλιών και του SNR.



Εικόνα 41: Καμπύλες BER=f(No.subchannels) για σηματοθροβικούς λόγους SNR=14dB, 19dB, 21dB και 22dB (4-PAM)

Όπως φαίνεται από την πρώτη καμπύλη  $BER = f(No. subchannels)$  το BER είναι αρκετά υψηλό για την τιμή SNR = 14dB. Το ίδιο ίσχυε και στην περίπτωση της 2-PAM διαμόρφωσης για SNR=7dB. Τα υψηλά επίπεδα θορύβου δημιουργούν παραμόρφωση στο σήμα και επομένως, λάθη κατά την εκτίμηση και ισοστάθμιση. Για τις υπόλοιπες τιμές του SNR, η τιμή του BER ανά υποκανάλι είναι υψηλή, μόνο

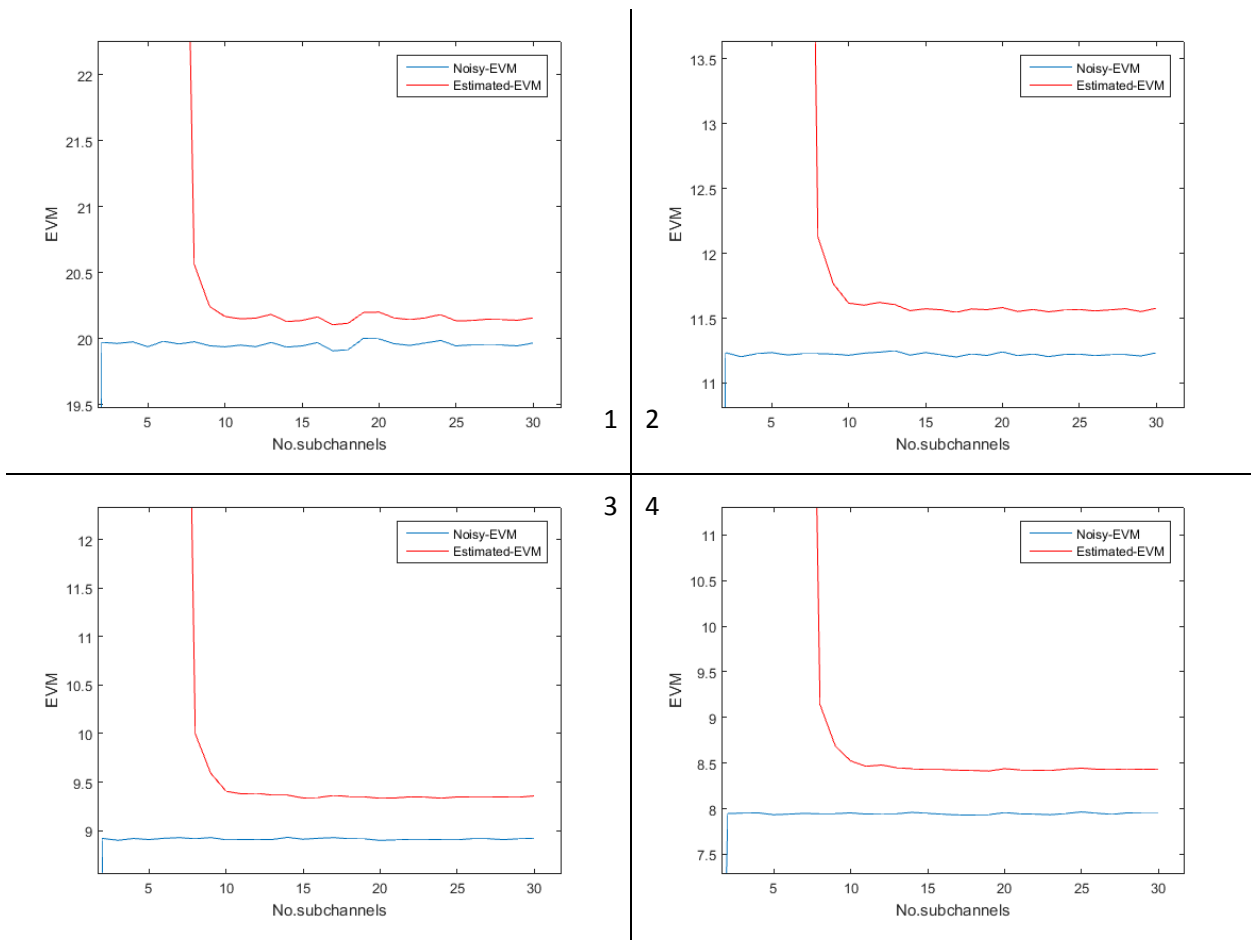
στις τιμές όπου ο αριθμός των υποκαναλιών είναι αρκετά μικρός και δε μπορεί να επιτευχθεί η καλή εκτίμηση από το DMT σύστημα. Αύξηση της τιμής του SNR οδηγεί σε μείωση ή και μηδενισμό του ρυθμού σφαλμάτων.



Εικόνα 42: Καμπύλες BER=g(SNR) για πλήθος 9 και 19 υποκαναλιών (4-PAM)

Για τις διαφορετικές τιμές υποκαναλιών 9,19 εμφανίζονται οι καμπύλες  $BER = f(SNR)$ . Για πλήθος υποκαναλιών 5, ο ισοσταθμιστής δεν παρουσιάζει ικανοποιητική συμπεριφορά. Μπορούμε να διακρίνουμε μια παρόμοια συμπεριφορά του συστήματος με την 2-PAM διαμόρφωση όσον αφορά την συμπεριφορά του BER σε σχέση με το SNR για τις 3 αυτές τιμές.

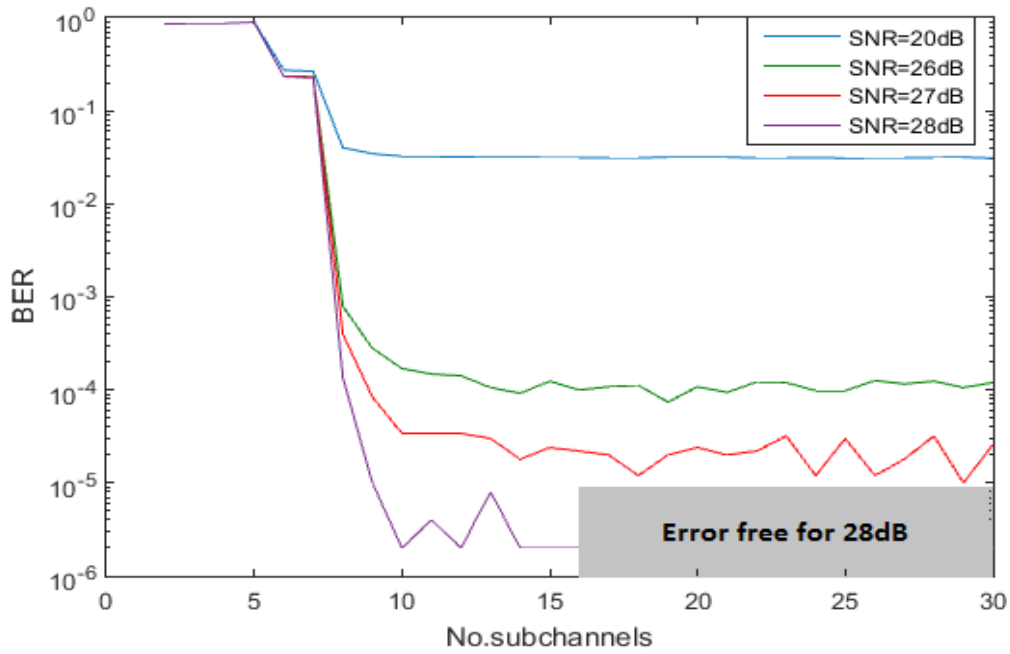




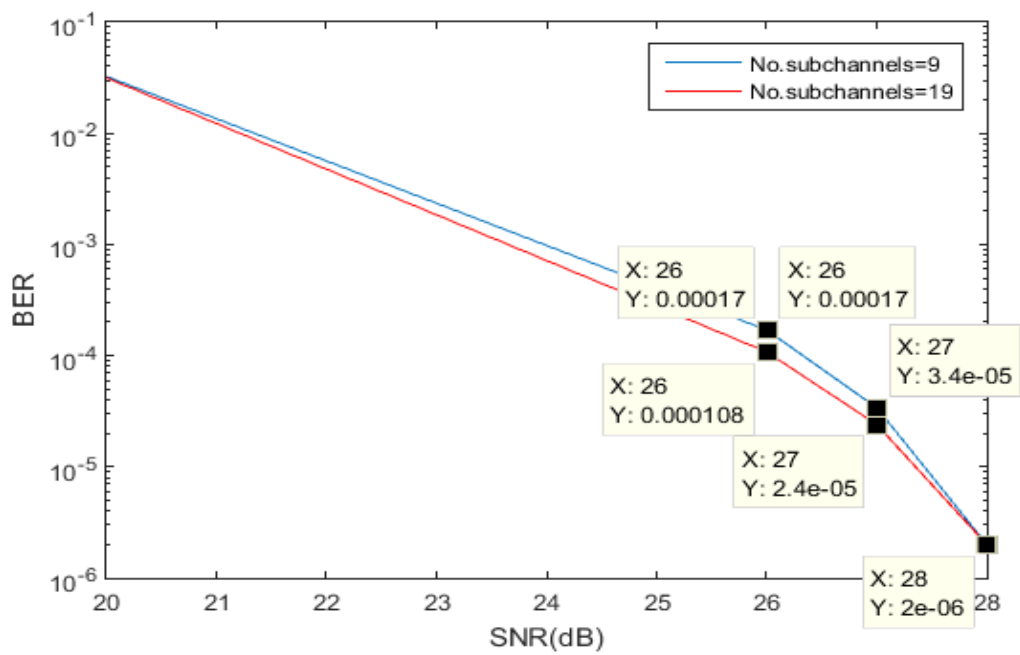
Εικόνα 43: Καμπύλη  $EVM=h(\text{No.subchannels})$  για το αρχικό και το ισοσταθμισμένο σήμα για σηματοθορυβικό λόγο: 1)SNR=14dB, 2)SNR=19dB, 3)SNR=21dB και 4)SNR=22dB (4-PAM)

Ένα συγκριτικό με την 2-PAM διαμόρφωση, όσον αφορά το διανυσματικό πλάτος σφάλματος EVM, είναι ότι όσο αυξάνεται η «τάξη» PAM διαμόρφωσης (Modulation Order), τόσο μικρότερες είναι οι τιμές που λαμβάνει το EVM. Αυτό μπορεί να γίνει εύκολα αντιληπτό από τη σύγκριση των καμπυλών  $EVM = f(\text{No.subchannels})$  μεταξύ των διαφορετικών διαμορφώσεων. Από κει και πέρα, οι καμπύλες αυτές ποιοτικά εμφανίζουν την ίδια συμπεριφορά που εμφανίζουν και οι καμπύλες  $BER = f(\text{No.subchannels})$ , κάτι που συνδέεται όπως και προαναφέρθηκε από το σε ποιο σημείο η εκτίμηση του καναλιού, από την πλευρά του συστήματός μας, είναι ικανοποιητική.

- 8-PAM διαμόρφωση

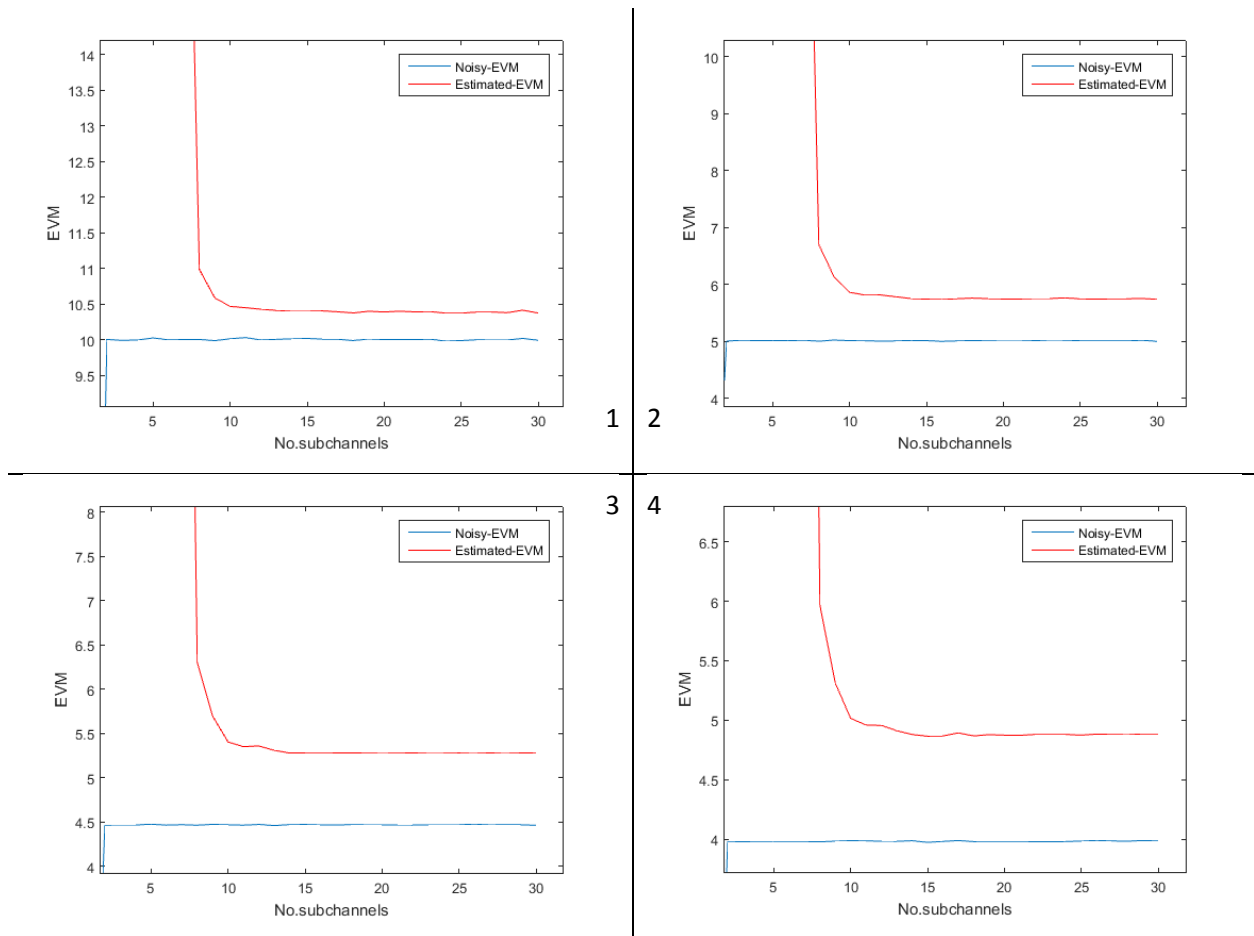


Εικόνα 44: Καμπύλες BER=f(No.subchannels) για σηματοθροβικούς λόγους SNR=20dB, 26dB, 27dB και 28dB (8-PAM)



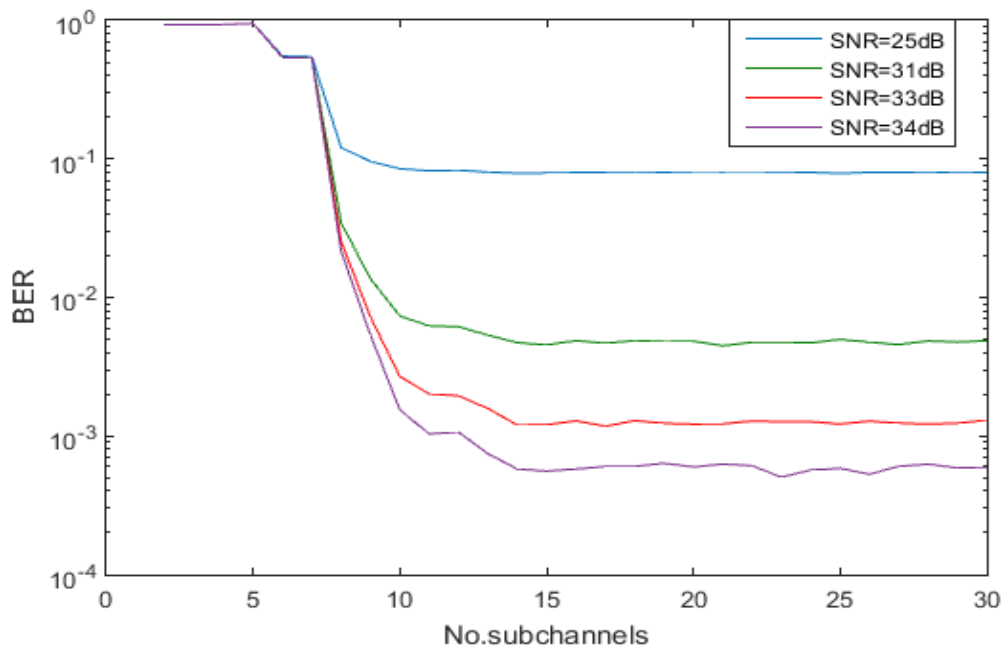
Εικόνα 45: Καμπύλες BER=g(SNR) για πλήθος 9 και 19 υποκαναλιών (8-PAM)

Από τις παραπάνω γραφικές απεικονίσεις διαπιστώνεται ότι για τιμές SNR=20dB, η απόδοση του ισοσταθμιστή δεν είναι ιδιαίτερα καλή, καθώς όμως αυξάνεται τόσο ο σηματοθορυβικός λόγος όσο και ο αριθμός των υποκαναλιών που χρησιμοποιούνται από τη μέθοδο, μειώνεται ο ρυθμός σφαλμάτων και η σύγκλιση στην αρχική μεταδιδόμενη ακολουθία είναι ικανοποιητική. Οι καμπύλες  $EVM=h(\text{No.subchannels})$  που ακολουθούν αποδεικνύουν τη σταθερή συμπεριφορά του συστήματος από ένα αριθμό υποκαναλιών και πάνω.



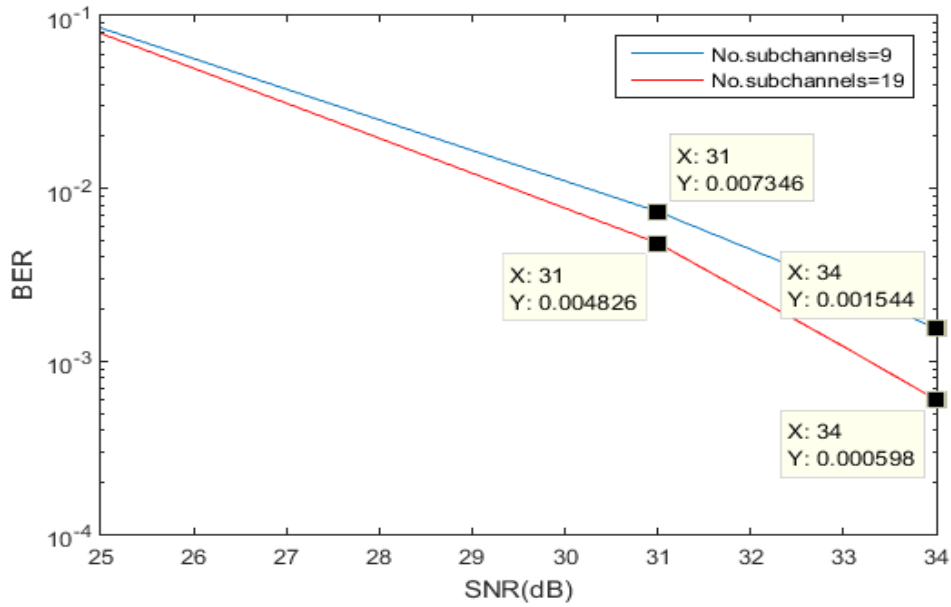
Εικόνα 46: Καμπύλη  $EVM=h(\text{No.subchannels})$  για το αρχικό και το ισοσταθμισμένο σήμα για σηματοθορυβικό λόγο: 1)SNR=20dB, 2)SNR=26dB, 3)SNR=27dB και 4)SNR=28dB (8-PAM)

- 16-PAM διαμόρφωση

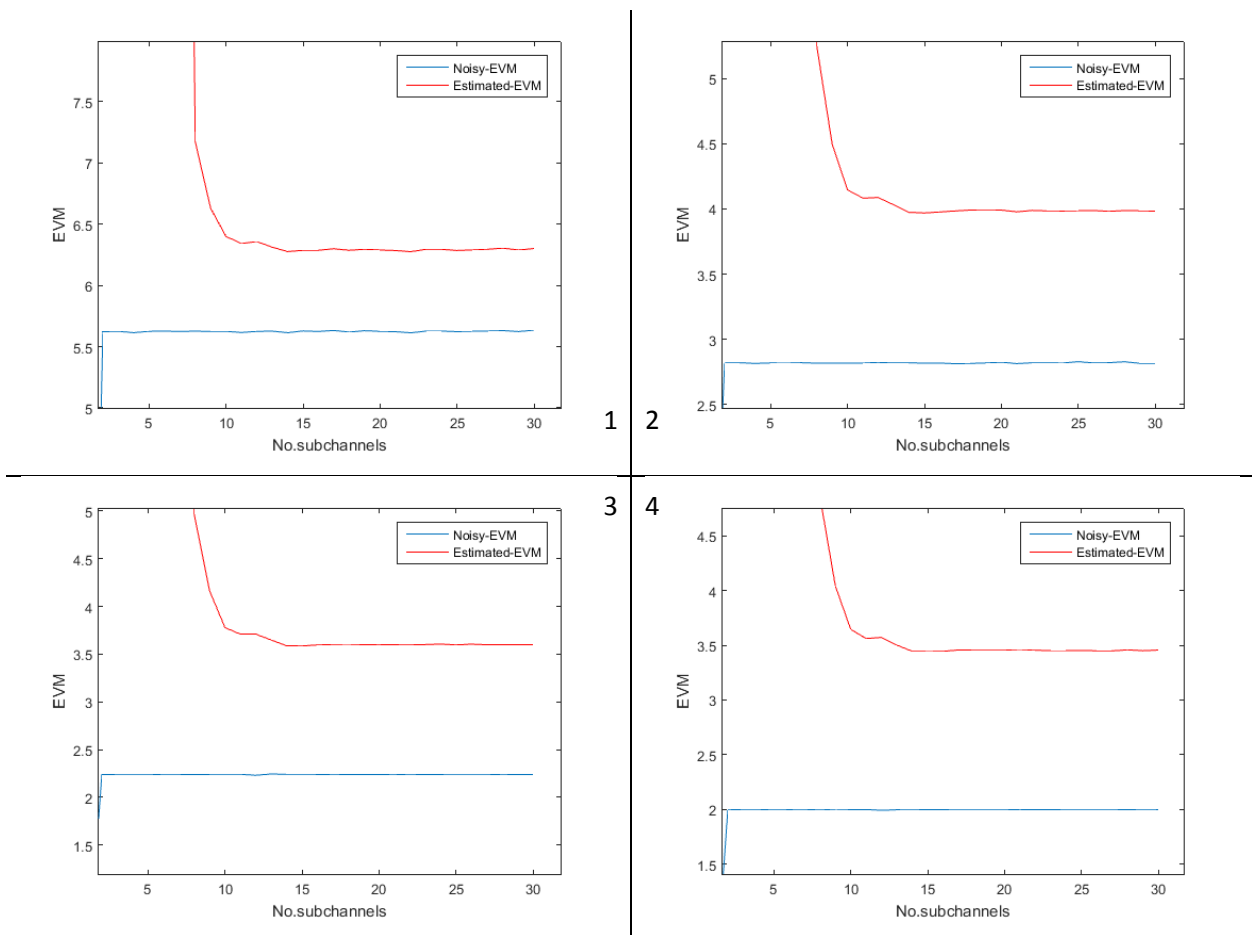


Εικόνα 47: Καμπύλες BER=f(No.subchannels) για σηματοθορυβικούς λόγους SNR=25dB, 31dB, 33dB και 34dB (16-PAM)

Η καμπύλη  $BER = f(No.subchannels)$  εμφανίζει την ίδια συμπεριφορά με τις άλλες διαμορφώσεις, μόνο που οι τιμές είναι αρκετά υψηλότερες. Όπως φαίνεται, η αύξηση της τάξης διαμόρφωσης, αυξάνει την εμφάνιση λαθών στο δέκτη με τα επίπεδα του BER για τις μεγαλύτερες τιμές του SNR να κυμαίνονται γύρω στο  $10^{-3}$  και επομένως, η συμπεριφορά του ισοσταθμιστή να είναι χειρότερη από ότι στις προηγούμενες διαμορφώσεις που χρησιμοποιήθηκαν για τη μετάδοση μέσω του συγκεκριμένου καναλιού. Η ίδια συμπεριφορά εμφανίζεται και στις επόμενες γραφικές για τις 3 συγκεκριμένες τιμές αριθμού υποφερόντων του DMT συστήματος.



Εικόνα 48: Καμπύλες BER=g(SNR) για πλήθος 9 και 19 υποκαναλιών (16-PAM)



Εικόνα 49: Καμπύλη EVM=h(No.subchannels) για το αρχικό και το ισοσταθμισμένο σήμα για σηματοθορυβικό λόγο: 1)SNR=25dB, 2)SNR=31dB, 3)SNR=33dB και 4)SNR=34dB (16-PAM)

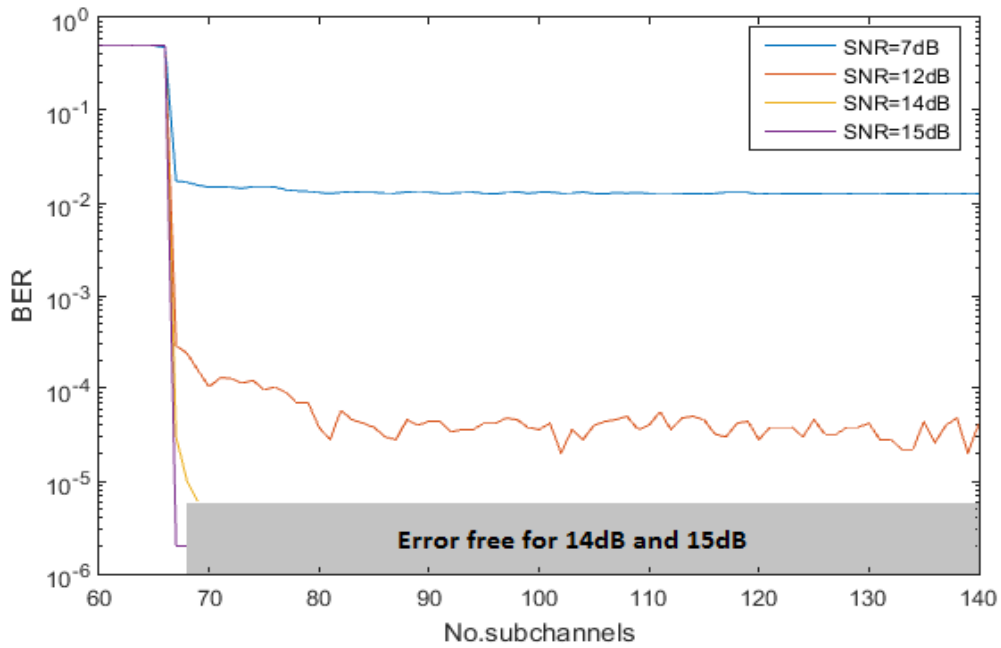
Όσον αφορά τις γραφικές στην Εικόνα 49, παρατηρείται πως η αύξηση του SNR μειώνει κατά πολύ το EVM του σήματος θορύβου (Noisy-EVM), ενώ για το ισοσταθμισμένο σήμα παρατηρείται πολύ μικρή μείωση ανάμεσα στα 31dB και στα 34dB. Αυτό το γεγονός επιβεβαιώνει και την αδυναμία του ισοσταθμιστή να συγκλίνει απόλυτα στο αρχικό σήμα θορύβου για διαμόρφωση 16-PAM.

**Γενικά:** Για το Κανάλι\_1, αυτό που παρατηρούμε με βάση τα συνολικά συμπεράσματα των προσομοιώσεων καθώς και τις παραπάνω γραφικές παραστάσεις, είναι ότι το σύστημα υστερεί στην καλή εκτίμηση του καναλιού με λιγότερα από 6 υποκανάλια. Από 6 και πάνω, η εκτίμηση και η ισοστάθμιση που επιτυγχάνει είναι αρκετά καλή και η ακρίβειά του εξαρτάται κάθε φορά από τις 3 βασικές παραμέτρους: αριθμός υποκαναλιών, SNR και τάξη διαμόρφωσης. Γενικά, μεγαλύτερη τάξη διαμόρφωσης για σταθερό αριθμό υποκαναλιών και SNR συνεπάγεται αύξηση του ρυθμού σφαλμάτων (BER), ενώ αύξηση του SNR για σταθερή τάξη διαμόρφωσης και αριθμό υποκαναλιών, συνεπάγεται μείωση του ρυθμού σφαλμάτων (BER).

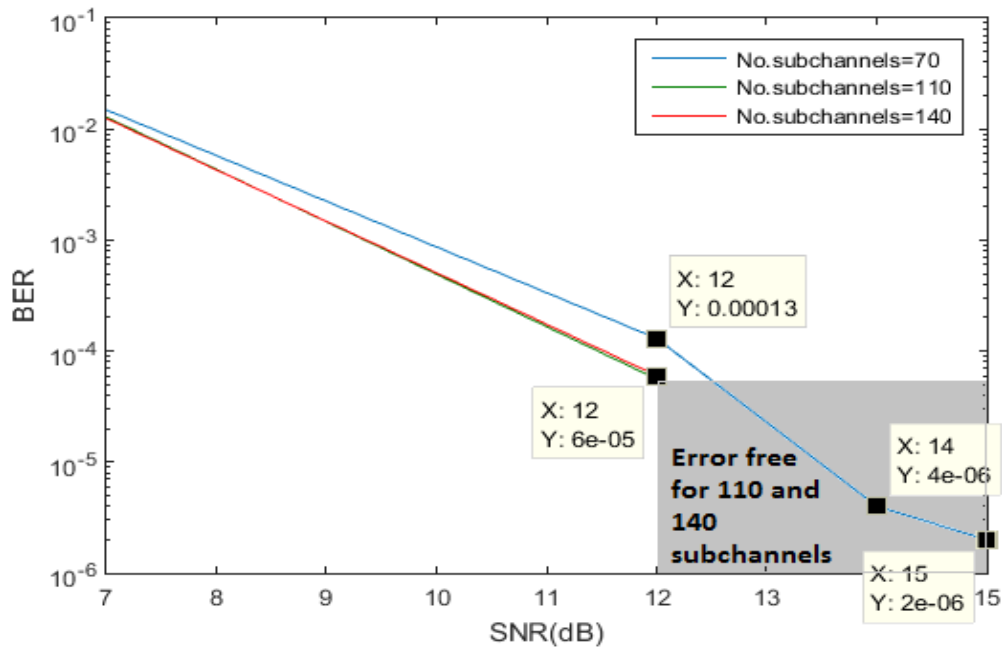
### 5.3.2 Αποτελέσματα για το Κανάλι\_2

Για το Κανάλι\_2, 128 συντελεστών (taps), πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις για διαφορετικούς αριθμούς υποκαναλιών  $N-1$ , διαφορετικά SNR για όλες τις διαμορφώσεις. Στις προσομοιώσεις χρησιμοποιήθηκαν από 60 έως 180 υποκανάλια επειδή όμως υπάρχει σταθερή συμπεριφορά στα αποτελέσματα του συστήματος από ένα σημείο και έπειτα, παρουσιάζεται η συμπεριφορά μέχρι τα 140 υποκανάλια. Ακολουθούν κάποια συγκεντρωτικά διαγράμματα για την εκτίμηση της απόδοσης του συστήματος.

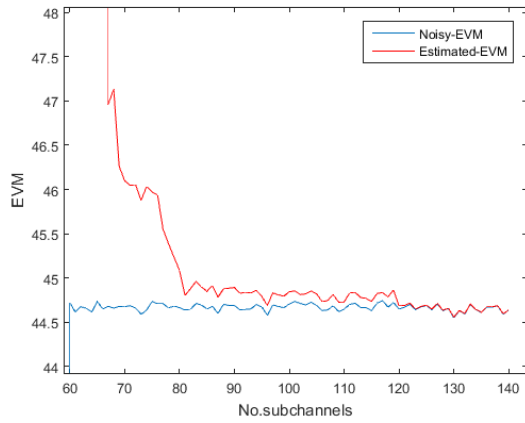
- 2-PAM διαμόρφωση



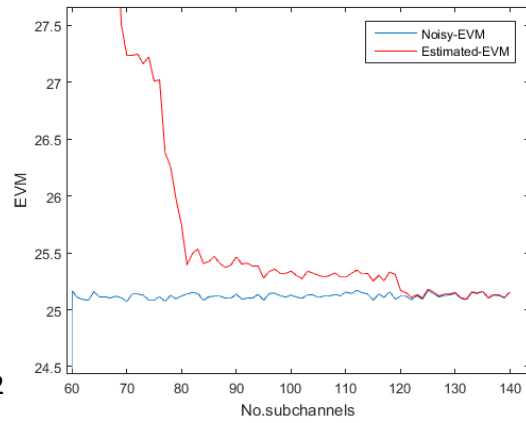
Εικόνα 50: Καμπύλες BER=f(No.subchannels) για σηματοθορυβικούς λόγους SNR=7dB, 12dB, 14dB και 15dB (2-PAM)



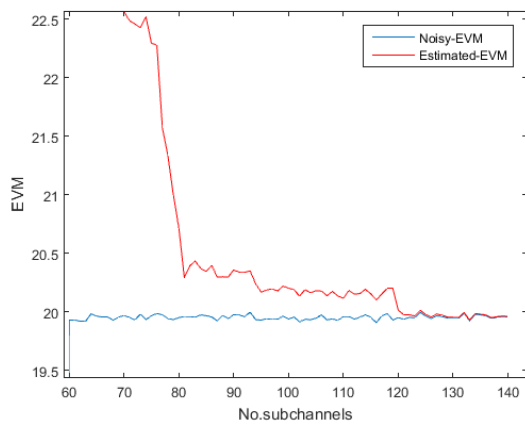
Εικόνα 51: Καμπύλες BER=g(SNR) για πλήθος 70, 110 και 140 υποκαναλιών (2-PAM)



1

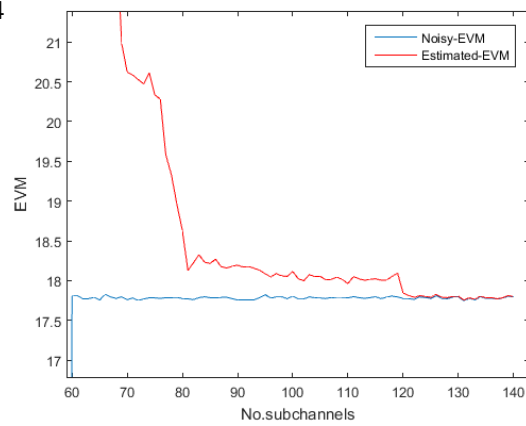


2



3

4

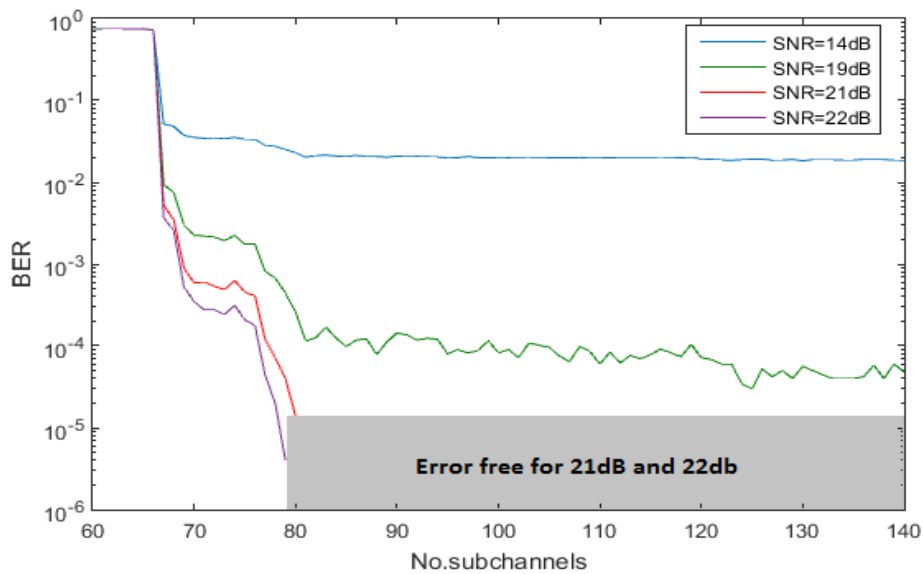


Εικόνα 52: Καμπύλη  $EVM=h(\text{No.subchannels})$  για το αρχικό και το ισοσταθμισμένο σήμα για σηματοθορυβικό λόγο: 1)SNR=7dB, 2)SNR=12dB, 3)SNR=14dB και 4)SNR=15dB (2-PAM)

Από τις παραπάνω γραφικές παραστάσεις, φαίνεται ότι για τιμή SNR=7dB δεν έχουμε ικανοποιητικά αποτελέσματα όσον αφορά το BER. Το σύστημα που χρησιμοποιούμε για την εκτίμηση του καναλιού, μετά τα 67 υποκανάλια αρχίζει να εμφανίζει καλή συμπεριφορά με χαμηλό BER, ενώ για το EVM παρατηρούμε ότι στα 80 υποκανάλια είναι πολύ κοντά με το θορυβώδες σήμα. Αυτό εμφανίζεται τόσο στις 2 γραφικές που αφορούν το BER όσο και στην Εικόνα 52 που αφορά το μετρικό EVM. Επίσης, σημαντικό στοιχείο που αφορά τον ισοσταθμιστή είναι ότι μετά τα 120 υποκανάλια (δηλαδή κοντά στο μήκος του καναλιού), που το BER παρουσιάζει ήδη μια σταθερή συμπεριφορά (Εικόνα 50), το EVM παρουσιάζεται σύγκλιση και ταυτόσημη τιμή με αυτή του θορυβώδους σήματος.

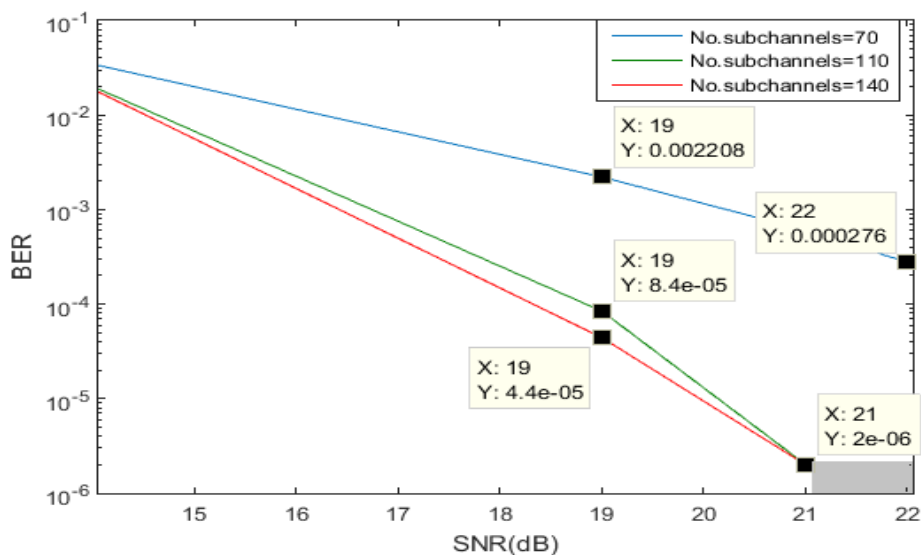


- 4-PAM διαμόρφωση



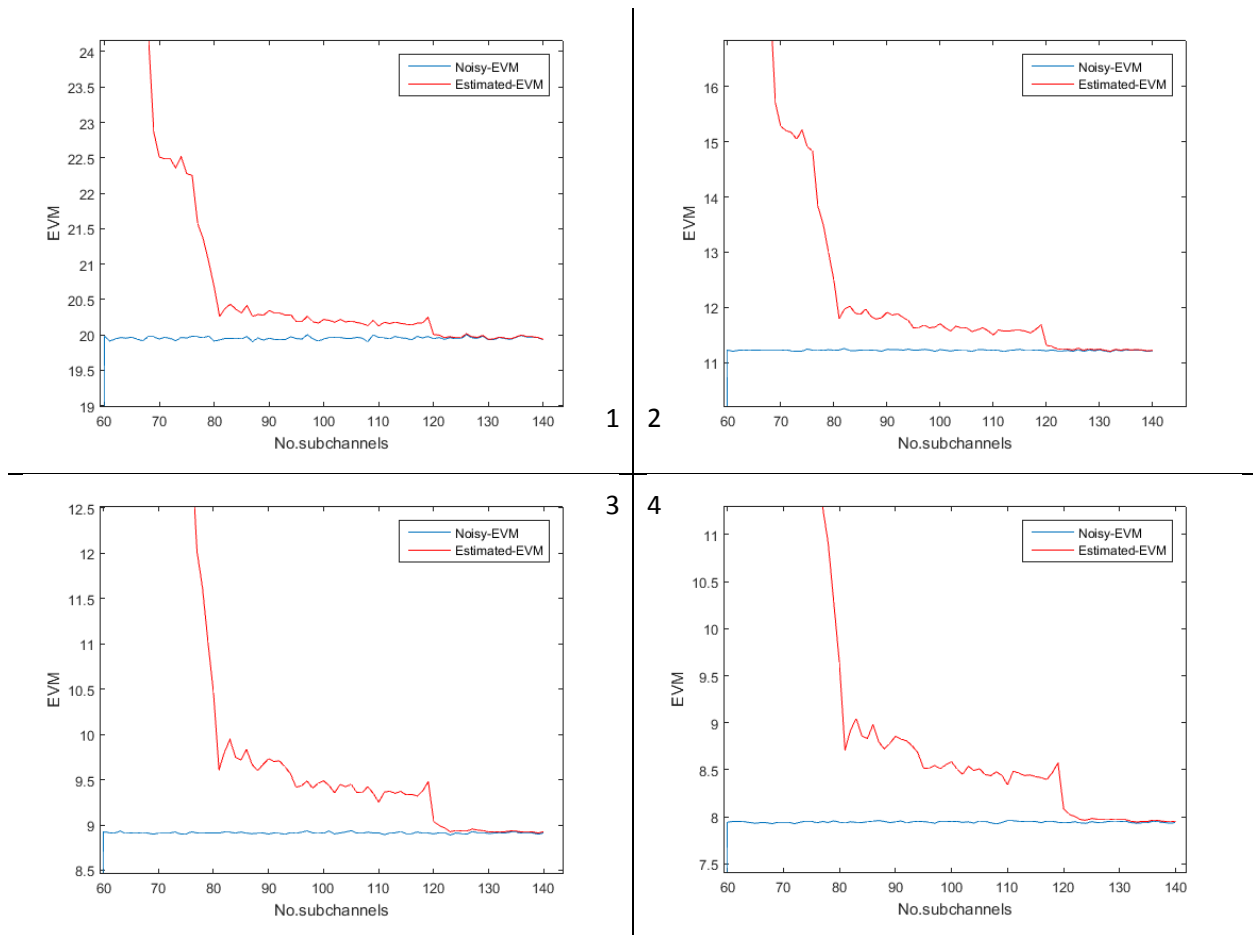
Εικόνα 53: Καμπύλες BER=f(No.subchannels) για σηματοθροβικούς λόγους SNR=14dB, 19dB, 21dB και 22dB (4-PAM)

Αυτό που παρατηρούμε από τις καμπύλες  $BER = f(No.subchannels)$  για τη διαμόρφωση 4-PAM είναι ότι αλλάζει το σημείο στο οποίο το υλοποιημένο σύστημα κάνει καλή εκτίμηση του καναλιού. Όπως προκύπτει από τις γραφικές και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, η καλή ισοστάθμιση του καναλιού ξεκινά όταν ο αριθμός των υποκαναλιών είναι 78.



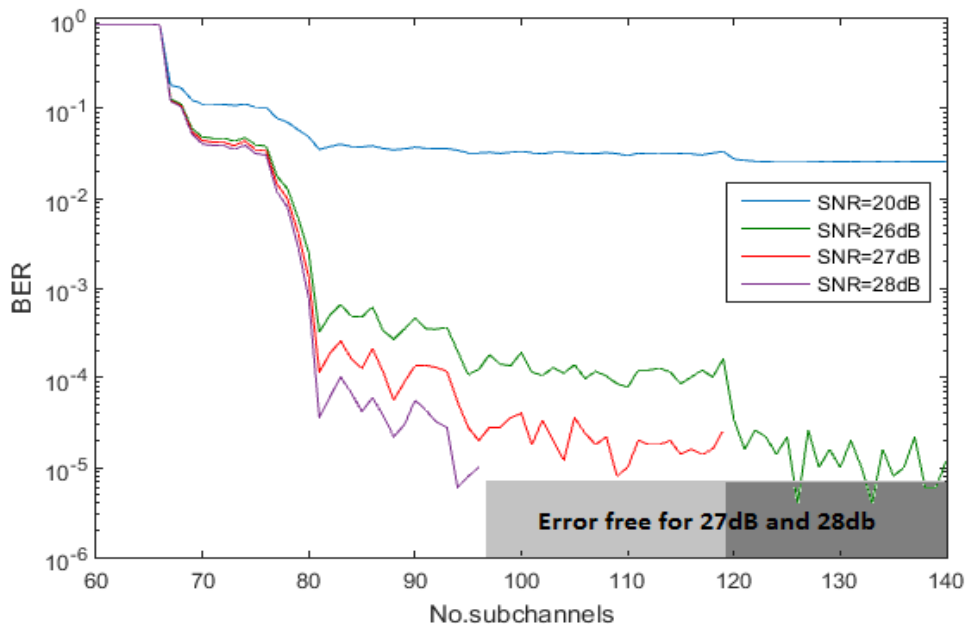
Εικόνα 54: Καμπύλες BER=g(SNR) για πλήθος 70, 110 και 140 υποκαναλιών (4-PAM)

Αυτό που επιβεβαιώνεται και στην Εικόνα 54 είναι ότι για 70 υποκανάλια και σχήμα διαμόρφωσης 4-PAM, δεν είναι ικανοποιητική η εκτίμηση και ισοστάθμιση για το Κανάλι\_2 128 συντελεστών, όπως επίσης και το ότι ο σηματοθορυβικός λόγος  $SNR=14dB$ , παραμορφώνει αρκετά το σήμα με αποτέλεσμα να είναι αρκετά μεγάλος ο ρυθμός σφαλμάτων. Η καλή εκτίμηση ξεκινά για 78 υποκανάλια και επιβεβαιώνεται και από τις καμπύλες  $EVM=h(\text{No.subchannels})$  που ακολουθούν, στις οποίες επιβεβαιώνεται και η παρόμοια με το 2-PAM συμπεριφορά για αριθμό υποκαναλιών  $>120$ .



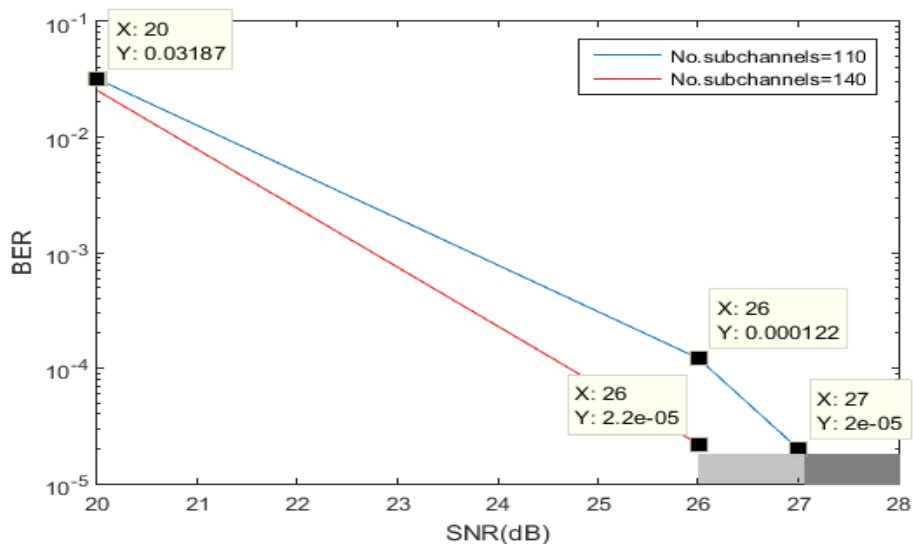
Εικόνα 55: Καμπύλη  $EVM=h(\text{No.subchannels})$  για το αρχικό και το ισοσταθμισμένο σήμα για σηματοθορυβικό λόγο: 1)  $SNR=14dB$ , 2)  $SNR=19dB$ , 3)  $SNR=21dB$  και 4)  $SNR=22dB$  (4-PAM)

- 8-PAM διαμόρφωση

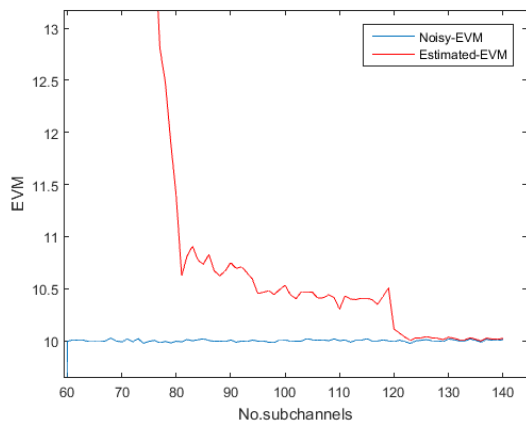


Εικόνα 56: Καμπύλες BER=f(No.subchannels) για σηματοθορυβικούς λόγους SNR=20dB, 26dB, 27dB και 28dB (8-PAM)

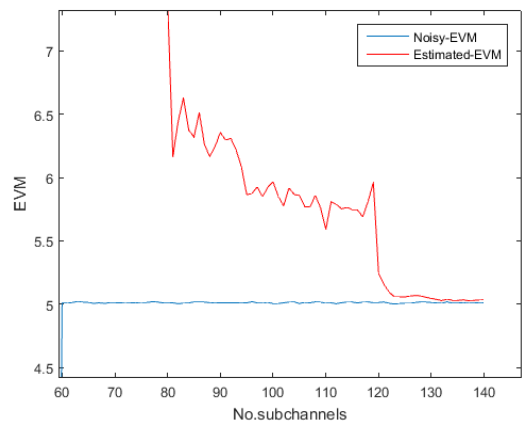
Από τις γραφικές παραστάσεις του BER συναρτήσει του αριθμού των υποκαναλιών καθώς και με τα συνολικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων, παρατηρούμε ότι με χρήση 81 υποκαναλιών, επιτυγχάνεται η εκτίμηση του καναλιού. Από κει και πέρα, το πόσο καλή είναι η εκτίμηση και κατ' επέκταση ποια είναι η τιμή του BER, εξαρτάται και από το σηματοθορυβικό λόγο του σήματος, που όσο αυξάνεται τόσο μειώνεται το BER.



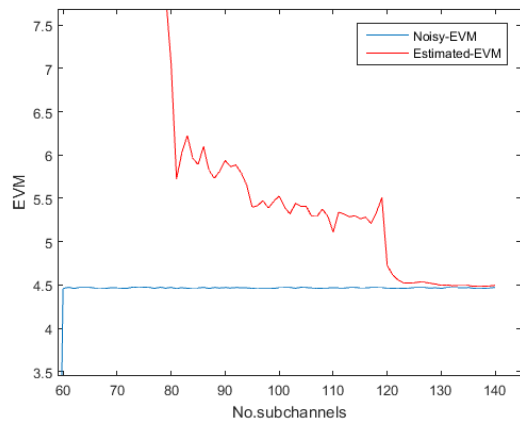
Εικόνα 57: Καμπύλες BER=g(SNR) για πλήθος 110 και 140 υποκαναλιών (8-PAM)



1

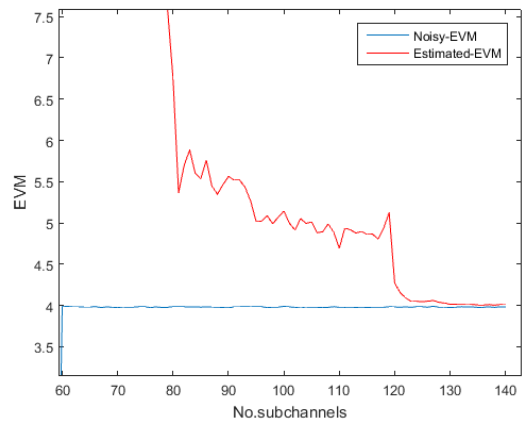


2



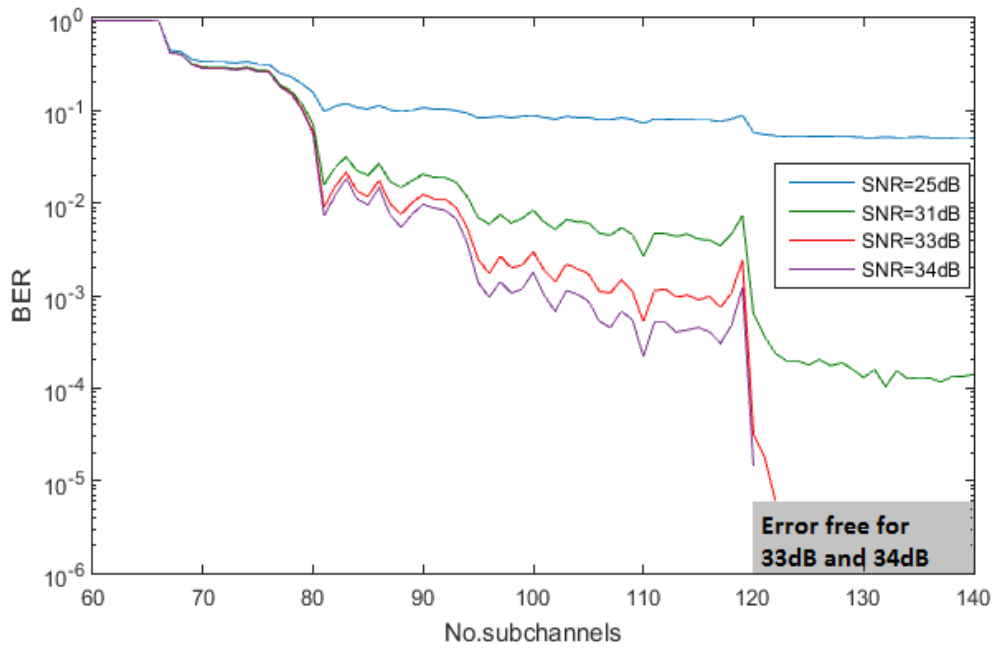
3

4

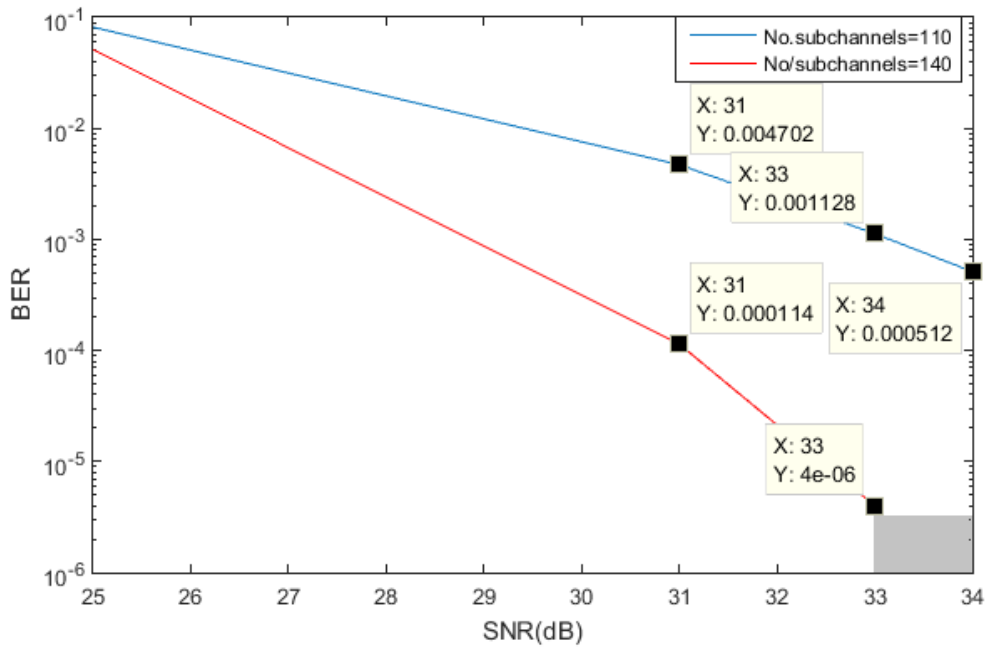


Εικόνα 58: Καμπύλη  $EVM=h(\text{No.subchannels})$  για το αρχικό και το ισοσταθμισμένο σήμα για σηματοθορυβικό λόγο: 1)SNR=20dB, 2)SNR=26dB, 3)SNR=27dB και 4)SNR=28dB (8-PAM)

- 16-PAM διαμόρφωση

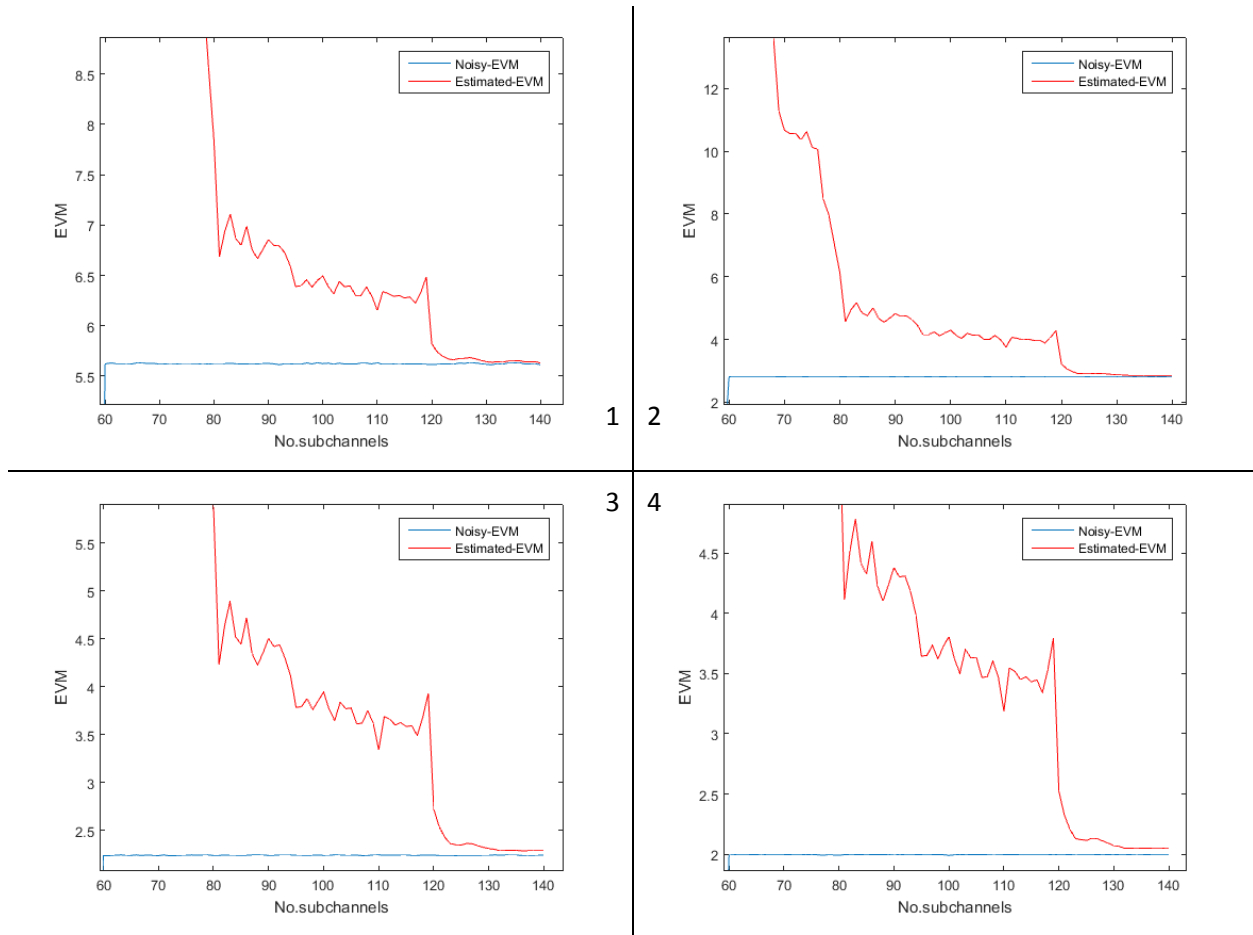


Εικόνα 59: Καμπύλες BER=f(No.subchannels) με σηματοθορυβικούς λόγους SNR=25dB, 31dB, 33dB και 34dB (16-PAM)



Εικόνα 60: Καμπύλες BER=g(SNR) για αριθμό 110 και 140 υποκαναλιών (16-PAM)

Αυτό που παρατηρείται στις γραφικές στην Εικόνα 59 και στην Εικόνα 60 για τη διαμόρφωση 16-PAM είναι ότι για να υπάρξει καλή εκτίμηση και ισοστάθμιση από το σύστημα της παρούσας εργασίας, χρειάζονται 120 υποκανάλια. Στην εικόνα 58 φαίνεται το «βύθισμα» στην τιμή του BER γι' αυτό τον αριθμό υποκαναλιών, όπως επίσης φαίνεται και η διαφορά στη συμπεριφορά του για 110 και 140 υποκανάλια ειδικά κατά την αύξηση της τιμής του SNR.



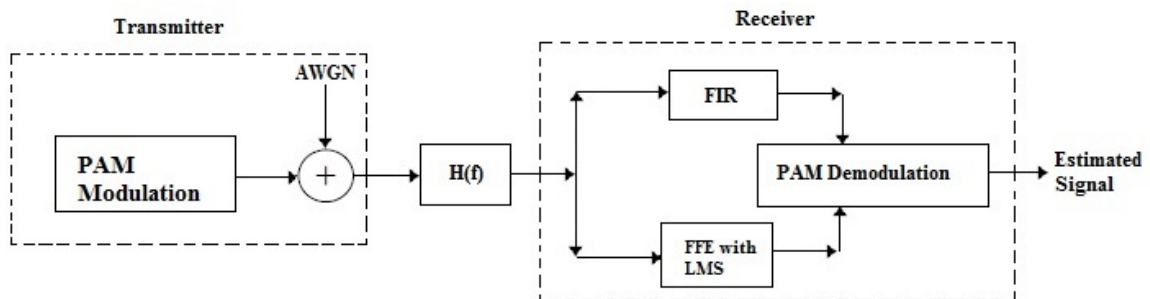
Εικόνα 61: Καμπύλη  $EVM=h(\text{No.subchannels})$  για το αρχικό και το ισοσταθμισμένο σήμα για σηματοθορυβικό λόγο: 1)SNR=25dB, 2)SNR=31dB, 3)SNR=33dB και 4)SNR=34dB (16-PAM)

**Γενικά:** Αυτό που παρατηρούμε από τις προσομοιώσεις για το Κανάλι\_2, είναι ότι όσο αυξάνεται η τάξη διαμόρφωσης τόσο αυξάνεται ο αριθμός των υποκαναλιών στα οποία το σύστημα εμφανίζει καλή εκτίμηση και ισοστάθμιση. Μπορούμε να πούμε όμως, ότι κοντά στο μήκος του καναλιού και πάνω, για όλες τις διαμορφώσεις η ισοστάθμιση που επιτυγχάνεται είναι αρκετά καλή, με ελαχιστοποίηση του EVM και παράλληλα πολύ χαμηλή τιμή του BER. Ο κανόνας για τη σχέση του ρυθμού σφαλμάτων με το σηματοθορυβικό λόγο, επιβεβαιώνεται για όλες τις διαμορφώσεις, καθώς όσο καλύτερο είναι το SNR, τόσο καλύτερο προκύπτει το BER. Η σχέση αυτή επιβεβαιώνεται και από τις καμπύλες  $BER =$

$f(\text{No. subchannels})$  καθώς και από τις καμπύλες  $BER = g(SNR)$ . Όσον αφορά το EVM, στον αριθμό των υποκαναλιών που γίνεται η σύγκλιση, είναι αρκετά μικρές οι διαφορές μεταξύ του σήματος θορύβου και του ισοσταθμισμένου, ενώ για όλες τις διαμορφώσεις και τις διαφορετικές τιμές SNR, για χρησιμοποιούμενο από το σύστημα αριθμό υποκαναλιών κοντά στο μήκος του καναλιού, η σύγκλιση των δύο EVM είναι σχεδόν απόλυτη.

### 5.3 Αποτελέσματα μεθόδου FFE ισοστάθμισης και σύγκριση με μέθοδο εργασίας

Όπως προαναφέρθηκε και στην αρχή του Κεφαλαίου 5, προκειμένου να αξιολογηθεί η επίδοση και η αποτελεσματικότητα του συστήματος εκτίμησης και ισοστάθμισης, γίνεται η σύγκριση με έναν ισοσταθμιστή εμπρόσθιας τροφοδότησης (FFE) που χρησιμοποιεί προσαρμοστικό αλγόριθμο LMS. Στο Κεφάλαιο 2. Εκτίμηση και ισοστάθμιση καναλιού, αναλύθηκε εκτενώς η σημασία και η χρήση τόσο του προσαρμοστικού αλγορίθμου LMS όσο και του FFE ισοσταθμιστή. Για να πραγματοποιηθεί η σύγκριση των δύο μεθόδων, χρησιμοποιήθηκε η υλοποίηση που αποτυπώνεται στο ακόλουθο μπλοκ διάγραμμα.



Εικόνα 62: Μπλοκ διάγραμμα συγκριτικής FFE μεθόδου

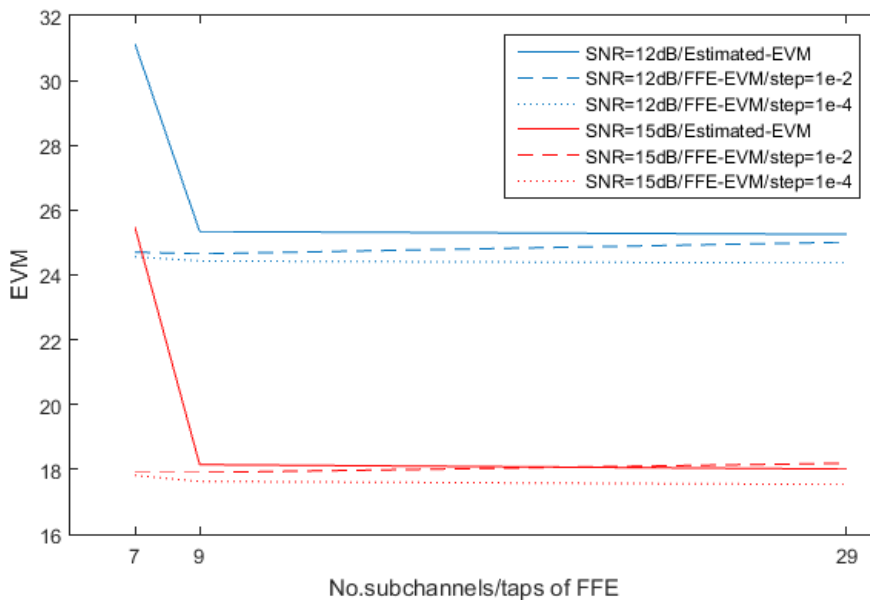
Τα επόμενα υποκεφάλαια αφορούν συγκριτικά διαγράμματα των δύο μεθόδων για τα δύο διαφορετικά κανάλια που χρησιμοποιήθηκαν κατά την προσομοίωση και για διαφορετικές διαμορφώσεις. Για κάθε διαφορετική διαμόρφωση που χρησιμοποιήθηκε, επιλέχθηκαν 2 διαφορετικές τιμές SNR, 2 διαφορετικές τιμές του συντελεστή σύγκλισης της FFE μεθόδου και 3 ενδεικτικές, για κάθε κανάλι, τιμές υποκαναλιών για τη μέθοδο της εργασίας και taps αντίστοιχα για την FFE μέθοδο. Παρουσιάζεται,

λοιπόν, ένα συνολικό συγκριτικό διάγραμμα  $EVM=h(\text{No.subchannels/taps of ffe})$  για όσες περιπτώσεις συγκλίνουν και οι δύο μέθοδοι, χωρίς στα διαγράμματα αυτά να περιλαμβάνονται οι τιμές EVM για την FFE μέθοδο, όταν αυτή δε συγκλίνει. Από τις συγκρίσεις και στα δύο κανάλια, απουσιάζει η διαμόρφωση 16-PAM καθώς δεν βρέθηκε κατά τις προσομοιώσεις συνδυασμός taps, SNR και συντελεστή σύγκλισης για τη μέθοδο FFE που να συγκλίνει σε ένα επιθυμητό αποτέλεσμα. Για την μέθοδο της παρούσας εργασίας υπάρχουν συνολικά τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για όλες τις διαμορφώσεις στο κεφάλαιο 5.2 Αποτελέσματα μεθόδου εργασίας, γι' αυτό και δεν κρίθηκε αναγκαίο να παρουσιαστούν στις περιπτώσεις που δε συγκλίνει η FFE μέθοδος.

### 5.3.1 Σύγκριση μεθόδων για το Κανάλι\_1

Για το Κανάλι\_1 που αποτελείται από 9 συντελεστές, χρησιμοποιούνται οι τιμές 7,9 και 19 για τα υποκανάλια της DMT υλοποίησης της εργασίας και αντίστοιχα για τα taps της FFE μεθόδου, προκειμένου να παρουσιαστεί μια αντιπροσωπευτική συμπεριφορά των δύο μεθόδων για την καλύτερη δυνατή σύγκριση.

- **2-PAM διαμόρφωση**

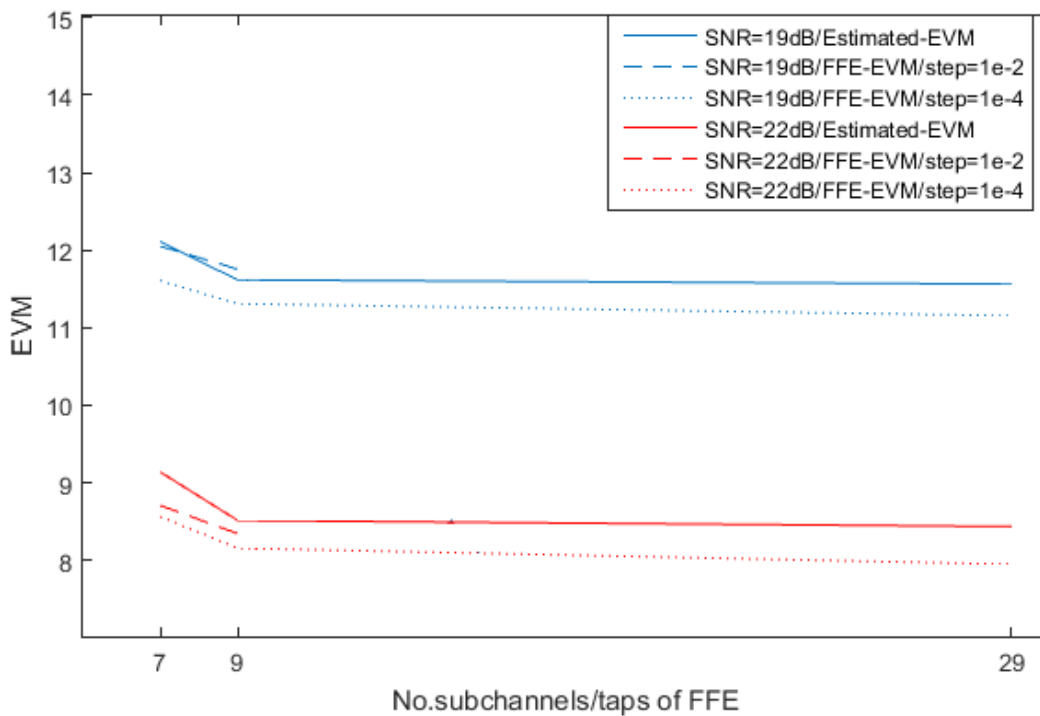


Εικόνα 63: Καμπύλες  $EVM=h(\text{No.subchannels/taps of FFE})$  των δύο μεθόδων, για τιμές SNR=12dB, 15dB και συντελεστές σύγκλισης της μεθόδου FFE step=1e-2, 1e-4 (2-PAM)



Για τη διαμόρφωση 2-PAM και τις παραπάνω καμπύλες, παρατηρείται αρχικά η σχετικά μεγάλη διαφορά μεταξύ των EVM τιμών για τις δύο διαφορετικές τιμές του SNR. Για τις περιπτώσεις με ίδιο SNR, ανάμεσα στις δύο μεθόδους υπάρχει μια πολύ μικρή διαφορά για τις τιμές EVM για 9 και 29 υποκανάλια/taps. Ωστόσο, για 7 υποκανάλια το αποτέλεσμα της ισοστάθμισης της μεθόδου της εργασίας, δεν είναι τόσο ικανοποιητικό καθώς υπάρχει απόκλιση σε σχέση με τις τιμές EVM της FFE μεθόδου για τα δύο διαφορετικά SNR. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι η μέθοδος της εργασίας, όπως παρουσιάστηκε και στο κεφάλαιο 5.2 Αποτελέσματα μεθόδου εργασίας, μπορεί να εμφανίζει χαμηλό BER για αριθμό υποκαναλιών μικρότερο από το μήκος του καναλιού, αλλά μετά από αριθμό υποκαναλιών κοντά στο μήκος του καναλιού, εμφανίζει την καλύτερη δυνατή ισοστάθμιση έχοντας χαμηλή τιμή BER και EVM. Επομένως, η μέθοδος FFE παρουσιάζει συνολικά πιο σταθερή συμπεριφορά για την 2-PAM διαμόρφωση με αρκετά μικρή διαφορά ωστόσο.

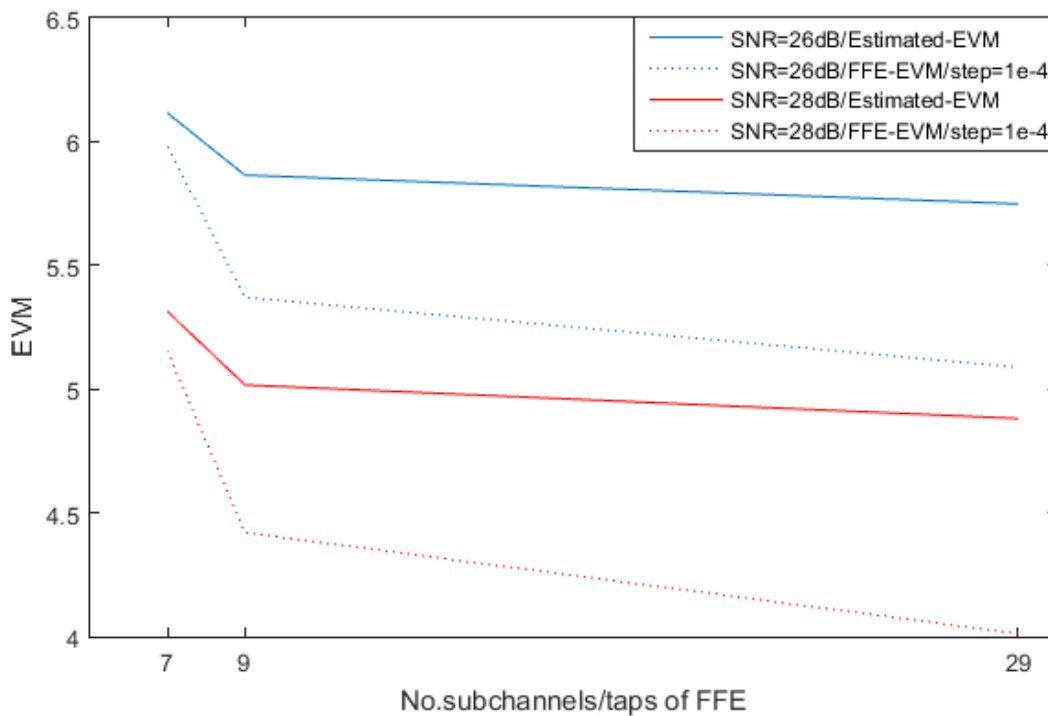
- **4-PAM διαμόρφωση**



Εικόνα 64: Καμπύλες  $EVM=h(\text{No.subchannels/taps of FFE})$  των δύο μεθόδων, για τιμές SNR=19dB, 22dB και συντελεστές σύγκλισης της μεθόδου FFE step=1e-2, 1e-4 (4-PAM)

Στην παραπάνω καμπύλη, εμφανίζεται παρόμοια συμπεριφορά για τις τιμές EVM μεταξύ των δύο διαφορετικών τιμών SNR. Επίσης, φαίνεται ότι για συντελεστή σύγκλισης ίσο με  $10^{-2}$  δε συγκλίνει η μέθοδος FFE για 29 taps. Αυτό είναι ένα πρόβλημα που εμφανίζει η μέθοδος FFE σχετικά με την σύγκλιση και θα αναλυθεί στη συνέχεια. Ακόμη, ποιοτικά εμφανίζουν την ίδια συμπεριφορά οι μέθοδοι κατά τη «μετάβαση» από τα 7 στα 9 υποκανάλια/taps και για τις δύο τιμές SNR. Συνολικά για τη διαμόρφωση 4-PAM, υπάρχει μία απόκλιση μικρότερη της μονάδας μεταξύ των δύο μεθόδων για ίδια SNR.

- **8-PAM διαμόρφωση**



Εικόνα 65: Καμπύλες  $EVM=h(\text{No.subchannels/taps of FFE})$  των δύο μεθόδων, για τιμές SNR=26dB, 28dB και συντελεστές σύγκλισης της μεθόδου FFE  $\text{step}=1e-4$  (8-PAM)

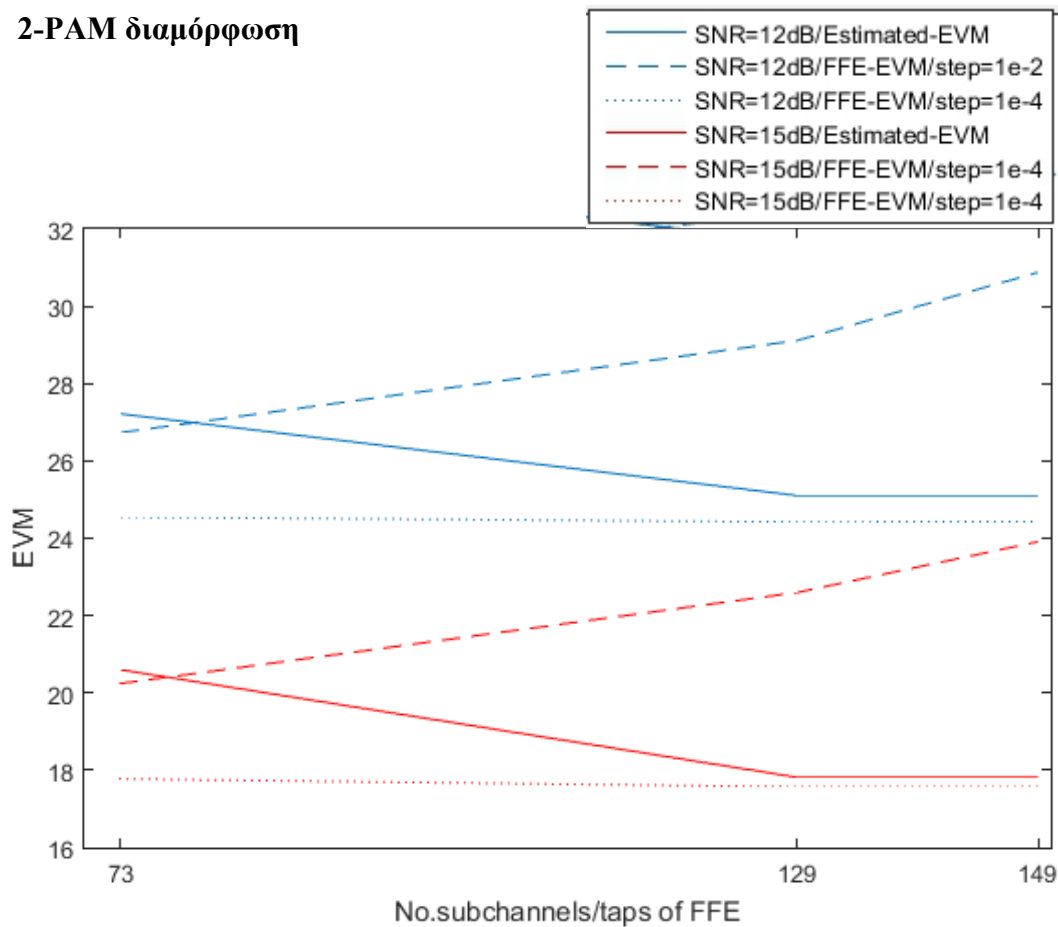
Για την διαμόρφωση 8-PAM παρουσιάζονται 4 καμπύλες  $EVM=h(\text{No.subchannels})$ , διότι για συντελεστή σύγκλισης  $\text{step}=10^{-2}$  δεν υπάρχει σύγκλιση της FFE μεθόδου για καμία από τις τιμές των taps. Για συντελεστή  $\text{step}=10^{-4}$  η FFE μέθοδος εμφανίζει μία αρκετά καλή συμπεριφορά δεδομένου ότι

το EVM του σήματος θορύβου έχει τιμές 5 και 4 για 26dB και 28dB αντίστοιχα. Από την άλλη, οι καμπύλες για τη μέθοδο της εργασίας εμφανίζουν μικρότερη αποτελεσματικότητα στη σύγκλιση στις τιμές EVM του αρχικού σήματος θορύβου.

### 5.3.2 Σύγκριση μεθόδων για το Κανάλι\_2

Για το Κανάλι\_2 που αποτελείται από 128 συντελεστές, χρησιμοποιούνται οι τιμές 73,129 και 149 για τα υποκανάλια της DMT υλοποίησης της εργασίας και αντίστοιχα για τα taps της FFE μεθόδου.

- **2-PAM διαμόρφωση**

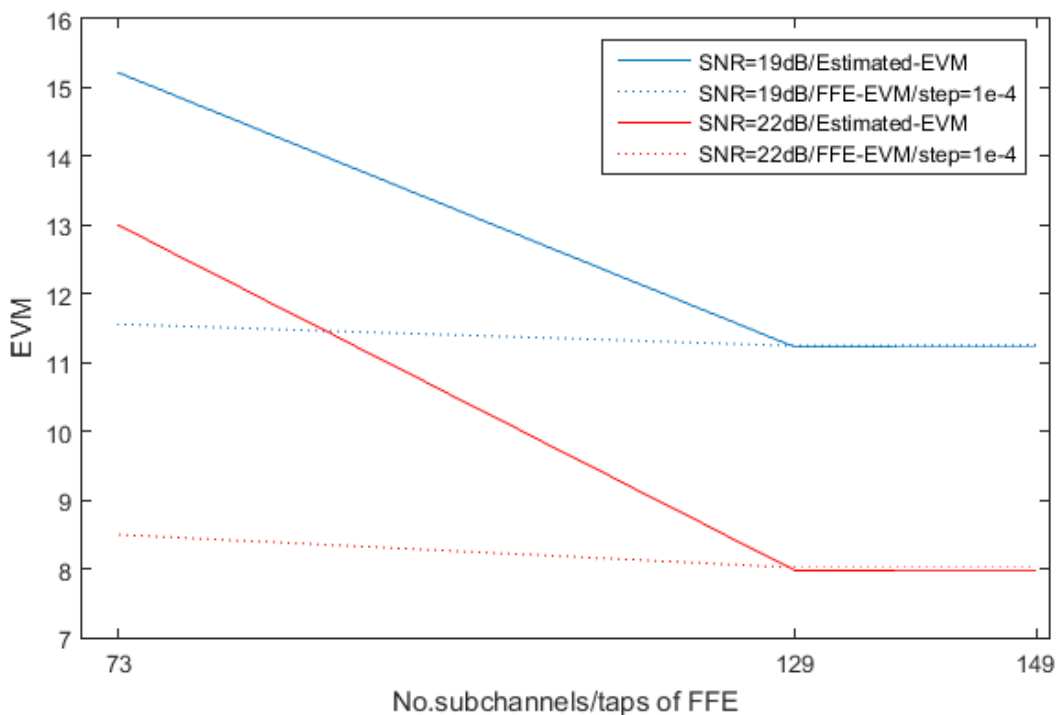


Εικόνα 66: Καμπύλες  $EVM=h(\text{No.subchannels/taps of FFE})$  των δύο μεθόδων, για τιμές SNR=12dB, 15dB και συντελεστές σύγκλισης της μεθόδου FFE step=1e-2, 1e-4 (2-PAM)

Στη διαμόρφωση 2-PAM για το Κανάλι\_2 παρατηρούμε ότι με την αύξηση του αριθμού των taps, η μέθοδος FFE με συντελεστή σύγκλισης  $\text{step}=10^{-2}$  αποκλίνει από τη συμπεριφορά των άλλων καμπυλών

και για SNR=12dB και για SNR=15dB. Από την άλλη πλευρά, για συντελεστή σύγκλισης  $\text{step}=10^{-4}$  η καμπύλη EVM εμφανίζει σταθερή συμπεριφορά ενώ η καμπύλη του EVM της μεθόδου της εργασίας, έχει μια μικρή απόκλιση 2 περίπου μονάδων για 73 υποκανάλια, ενώ για 129 και 149 υπάρχει σχεδόν σύγκλιση μεταξύ των τιμών EVM. Αυτό, όπως εξηγήθηκε και στο κεφάλαιο 5.2 Αποτελέσματα μεθόδου εργασίας, οφείλεται στο γεγονός ότι το σύστημα εκτίμησης και ισοστάθμισης της εργασίας, για αριθμό υποκαναλιών ίσο ή μεγαλύτερο από το μήκος του καναλιού επιτυγχάνει εκτίμηση και ισοστάθμιση με χαμηλή τιμή BER και τιμή EVM πολύ κοντά σε αυτή του αρχικώς μεταδιδόμενου σήματος.

- **4-PAM διαμόρφωση**

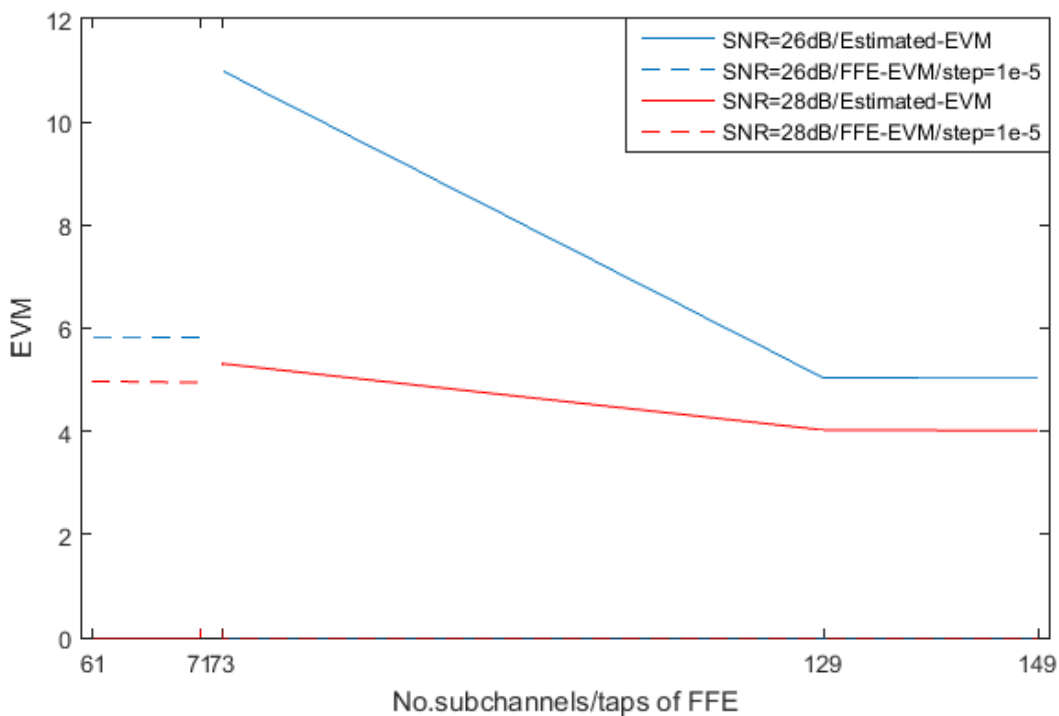


Εικόνα 67: Καμπύλες  $EVM=h(\text{No.subchannels/taps of FFE})$  των δύο μεθόδων, για τιμές SNR=19dB, 22dB και συντελεστές σύγκλισης της μεθόδου FFE  $\text{step}=1e-4$  (4-PAM)

Όπως φαίνεται από την παραπάνω γραφική απεικόνιση, δεν υπάρχει καμπύλη για συντελεστή σύγκλισης  $\text{step}=10^{-2}$ , διότι για καμία τιμή SNR και taps δεν παρουσιάζει σύγκλιση η μέθοδος FFE. Από

την άλλη πλευρά, μεταξύ της άλλης μεθόδου FFE και της μεθόδου της εργασίας, παρουσιάζεται απόκλιση για τον αριθμό των 73 υποκαναλιών, αλλά από κει και πέρα, για τους λόγους που προαναφέρθηκαν, παρουσιάζεται απόλυτη σύγκλιση με μικρή υπεροχή της μεθόδου της εργασίας.

- **8-PAM διαμόρφωση**



Εικόνα 68: Καμπύλες  $EVM=h(\text{No.subchannels/taps of FFE})$  των δύο μεθόδων, για τιμές SNR=26dB, 28dB και συντελεστής σύγκλισης της μεθόδου FFE  $\text{step}=1e-5$  (8-PAM)

Όσον αφορά την διαμόρφωση 8-PAM για μετάδοση μέσα από το Κανάλι\_2, κατά τη διάρκεια προσομοιώσεων παρατηρήθηκε πως δεν υπάρχει σύγκλιση για τις τιμές taps και step που χρησιμοποιήθηκαν για όλες τις παραπάνω διαμορφώσεις. Ωστόσο βρέθηκαν οι δύο τιμές taps, 61 και 71 στις οποίες η μέθοδος εμφανίζει μία σχετικά καλή συμπεριφορά για τις συγκεκριμένες τιμές SNR, ενώ για όλες τις υπόλοιπες περιπτώσεις ο αλγόριθμος LMS για τη μέθοδο FFE δεν παρουσίαζε σύγκλιση. Από την άλλη πλευρά, παρατηρούμε ότι η μέθοδος της εργασίας, εμφανίζει καλύτερα αποτελέσματα και για τις 2 περιπτώσεις SNR εκτός από την περίπτωση SNR=26dB/No.subchannels=71.

### 5.3.3 Σχολιασμός συνολικών αποτελεσμάτων σύγκρισης

Αυτό που προκύπτει από τις προσομοιώσεις που πραγματοποιήθηκαν και από την σύγκριση μεταξύ των δύο μεθόδων, είναι ότι υπάρχουν μικρές αποκλίσεις μεταξύ των αποτελεσμάτων που αφορούν το πλάτος διανυσματικού σφάλματος EVM. Οι παραπάνω περιπτώσεις που παρουσιάστηκαν, όπως προαναφέρθηκε, αποτελούν περιπτώσεις σύγκλισης και των δύο μεθόδων, σε τιμές κοντά σε αυτές των αρχικών σημάτων θορύβου. Μέσα από τα αποτελέσματα, διαπιστώνεται ότι η FFE μέθοδος παρουσιάζει καλύτερα αποτελέσματα με taps λιγότερα από το μήκος του καναλιού από ότι η μέθοδος της εργασίας, η οποία αποκλίνει για λίγο, όπως σχολιάστηκε και στα παραπάνω διαγράμματα. Ωστόσο, αυτό που παρατηρείται, είναι ότι όσο αυξάνεται η τάξη διαμόρφωσης, τόσο δυσκολεύει η σύγκλιση του FFE με αποτέλεσμα στη διαμόρφωση 8-PAM να συγκλίνει σε πολύ συγκεκριμένες περιπτώσεις, ενώ στην διαμόρφωση 16-PAM δεν καταφέρνει να συγκλίνει για κανένα συνδυασμό taps, SNR και step για κανένα από τα δύο κανάλια. Μπορεί επομένως για τις περιπτώσεις που συγκλίνουν και οι δύο μέθοδοι, η συμπεριφορά της FFE ισοστάθμισης να είναι οριακά καλύτερη από την ισοστάθμιση του συστήματος της εργασίας, αλλά η FFE μέθοδος υστερεί πολύ στην γενικότητά της, διότι η σύγκλιση εξαρτάται κάθε φορά από τον αριθμό των taps, το SNR και το συντελεστή σύγκλισης step. Αν δεν επιτευχθεί ο σωστός συνδυασμός, η μέθοδος δε συγκλίνει. Από την άλλη, μπορεί η μέθοδος της εργασίας να υστερεί σε μικρό βαθμό στην ακρίβεια, ωστόσο, επειδή η σύγκλιση εξαρτάται μόνο από τον αριθμό των υποκαναλιών και το SNR, εμφανίζει πλεονέκτημα έναντι της FFE ως προς τη γενικότητα και την ευκολία εφαρμογής (δεν απαιτείται δοκιμή συνδυασμών taps, step).

## Κεφάλαιο 6. Συμπεράσματα και μελλοντική έρευνα

### 6.1 Σύνοψη και συμπεράσματα

Στην παρούσα διπλωματική εργασία, παρουσιάστηκε και υλοποιήθηκε ένα σύστημα εκτίμησης και ισοστάθμισης καναλιού. Για το σύστημα εκτίμησης, χρησιμοποιήθηκαν οι βασικές αρχές και τα πλεονεκτήματα της Διακριτής Πολυτονικής Διαμόρφωσης με κάποιες παραλλαγές, προκειμένου να μη χρησιμοποιείται από το σύστημα σαν διαμόρφωση για τη μετάδοση πληροφορίας. Αντίθετα, χρησιμοποιείται για τη δομή πλαισίων που περιλαμβάνουν τόνους σε συγκεκριμένες συχνοτικές συνιστώσες, μέσα από την παραμόρφωση των οποίων κατά τη μετάδοση, θα γίνει η εκτίμηση. Το πλήθος των τόνων μοναδιαίου πλάτους που χρησιμοποιούνται εξαρτάται από τον αριθμό των υποκαναλιών που επιλέγονται σαν είσοδος στο σύστημα. Αυτό που παρατηρήθηκε κατά τη διαδικασία των προσομοιώσεων και τη συλλογή αποτελεσμάτων για τα δύο κανάλια, είναι πως η εκτίμηση του καναλιού εξαρτάται σε ένα βαθμό από τη σχέση μεταξύ του αριθμού των υποκαναλιών που χρησιμοποιούνται και του μήκους του καναλιού. Αυτό δε σημαίνει ότι δεν υπάρχει εκτίμηση για αριθμό υποκαναλιών, μικρότερο από το μήκος του καναλιού, αλλά δεν είναι τόσο αποτελεσματική όσο η εκτίμηση για τιμές ίσες ή μεγαλύτερες από το μήκος του καναλιού. Αυτό δίνει τη δυνατότητα στο σύστημα να ανταποκριθεί στην εκτίμηση των άγνωστων καναλιών με την διαφοροποίηση του αριθμού των υποκαναλιών για καλύτερο αποτέλεσμα, διαδικασία με σαφώς μικρότερη πολυπλοκότητα από ότι η χρήση FFE μεθόδου με LMS για εκτίμηση και ισοστάθμιση καναλιού.

Για το κομμάτι της ισοστάθμισης, όπως προαναφέρθηκε, χρησιμοποιείται ένα FIR φίλτρο με τόσους συντελεστές όσα και τα υποκανάλια που χρησιμοποιήθηκαν. Το συγκεκριμένο στοιχείο της υλοποίησης δεσμεύει το σύστημα στην υλοποίηση φίλτρου με πολλούς συντελεστές, αν πρόκειται να ισοσταθμιστεί ένα κανάλι με μεγάλο μήκος, ενώ θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν λιγότεροι συντελεστές στο FIR προκειμένου να περιγραφεί το αντίστροφο του καναλιού.

### 6.2 Μελλοντική έρευνα

Ο αριθμός των συντελεστών είναι αρκετά σημαντικό στοιχείο για την υλοποίηση. Ένας μελλοντικός στόχος που θα μπορούσε να τεθεί προκειμένου να βελτιωθεί το σύστημα της εργασίας, θα ήταν η επιλογή από το χρήστη του αριθμού των συντελεστών του FIR φίλτρου ισοστάθμισης, που θα μείωνε κατά πολύ

την πολυπλοκότητα της υλοποίησης του συστήματος σε ένα πραγματικό σύστημα μετάδοσης. Η υλοποίηση της, προτεινόμενης από την εργασία, μεθόδου σε ένα πραγματικό σύστημα που θα περιλαμβάνει DACs και άλλες οπτοηλεκτρονικές διατάξεις, θα βοηθούσε πολύ στην μελέτη της αποτελεσματικότητάς της σε πραγματικές συνθήκες και στην περαιτέρω βελτίωσή της.

Ακόμη, αντικείμενο μελλοντικής έρευνας θα μπορούσε να αποτελέσει η μελέτη προσαρμοστικής δυναμικής λειτουργίας της μεθόδου, ώστε να μπορεί ο εκτιμητής/ισοσταθμιστής με βάση αποτελέσματα παρακολούθησης του συνολικού συστήματος μετάδοσης, να αντιλαμβάνεται απρόβλεπτες μεταβολές των στατικών καναλιών που μπορεί να προκύψουν.

Τέλος, είναι σημαντικό να ερευνηθεί η συμπεριφορά της μεθόδου σε μη γραμμικά κανάλια προκειμένου να διαπιστωθεί τι αλλαγές απαιτούνται για την εκτίμηση και κατ' επέκταση, ισοστάθμιση των καναλιών αυτών. Η χρήση ειδικών ακολουθιών για την υλοποίηση του DMT συστήματος, θα αποτελούσε ίσως λύση προς την επίτευξη της ισοστάθμισης των μη γραμμικών φαινομένων που εισάγουν τα κανάλια αυτά.



## Παράρτημα Α - Κώδικες MATLAB ®

### Κώδικας προσομοίωσης κεφαλαίου 5 (παράδειγμα για μία από τις διαφορετικές προσομοιώσεις)

```
close all; clear; clc;
rng(3);

for N = 2:1:80          %%This N is for channel_1 // N=60:1:180 for channel_2

    %% DMT frames
    v = 0; % Cyclic prefix length
    num = 2e4;
    dataIN = randi([0:1],1,num);

    format = 4;
    bit_channel = format*ones(1,N-1);

    bit_frame = 0;
    for k=1:N-1
        bit_frame = bit_frame + bit_channel(k);
    end
    DMTsyms = floor(num/bit_frame);

    %% IFFT and parallel to serial conversion
    complex_symbol_buffer = [];

    for k = 1:DMTsyms
        for ii = 1:N-1
            complex_symbol(k,ii) = 1+0i;
        end

        x_mod = ifft([1 complex_symbol(k,:) 1 ...
            fliplr(conj(complex_symbol(k,:)))] , 2*(N-1));

        x_mod_w(k,:) = x_mod;
        v
        x = [x_mod(2*(N-1)+1-v:2*(N-1)) x_mod];
        x_w(k,:) = x;
    end

    x_serial = reshape(x_w',1,[]);

    %% Channel

    % % measured channel
    load channel_taps.mat
    h1 = channel_taps;          %Channel_1
    h = h1/sum(h1);

    % load ('channel_taps_v2.mat')
    % h1 = channel_taps;          %Channel_2
```

```

%   h = h1/sum(h1);
y_serial = filter(h,1 ,x_serial);
y_channel = y_serial;
y_rx = y_channel;

%%

x_serial_fft=fft(x_serial,(N-1));   %FFT for the input of channel
y_rx_fft=fft(y_rx,(N-1));           %FFT for the output of channel

H = y_rx_fft./x_serial_fft;
H_mag = abs(H);
H_phase = angle(H);
H_t_mag = 1./H_mag;
H_t = H_t_mag.*exp(-1i*H_phase);   %Inverse transfer function of channel

fir = real(ifft(H_t,(N-1)));        %FIR filter estimation

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% PAM Transmission %%%%%%%%%%
%%Example of 8-PAM modulation - For the others modulations different M
%%respectively

for Snr = [20 26 27 28]

    num = 5e5;
    M = 8;           % Modulation order
    k = log2(M);    % Bits/symbol
    n = k*num;      % Transmitted bits

    dataIN_r = randi([0 M-1],1,num);
    dataIN = real(pammod(dataIN_r,M));

    txSig = dataIN;
    rxSig= awgn(txSig,Snr,'measured');
    figure; hist(rxSig, 500);
    fname = sprintf('%d_Snr%d_rxSig.png',N,Snr);
    saveas(gcf,fname);
    close all;

    dataIN_h = filter(h,1 ,rxSig(1:end));
    figure;hist(dataIN_h(1:end),500)

    dataIN_fir = filter(fir,1,dataIN_h);
    figure; hist(dataIN_fir(N:end),500);
    fname = sprintf('%d_Snr%d_firhist.png',N,Snr);
    saveas(gcf,fname);
    close all;

    dataOUT = pamdemod(dataIN_fir, M);
    err = dataOUT(N:end)-dataIN_r(1:end-(N-1));
    nBits = length(dataOUT);
    [BER ci] = berconfint(length(find(err)),nBits);

```

```

Bit_error(Snr, N) = BER
Ci{Snr, N} = ci;
%% EVM
dataIN_h = filter(h,1 ,rxSig(1:end));
dataIN_fir = filter(fir,1,dataIN_h);
txSig1 = txSig(1:end-(N-1)).';
rxSig1 = dataIN_fir(N:end).';
hEVM = comm.EVM;
Est_EVM(Snr,N) = step(hEVM, txSig1, rxSig1);

%%
txSig1 = txSig.';
rxSig1 = rxSig.';
hEVM = comm.EVM;
Noisy_EVM(Snr,N) = step(hEVM, txSig1, rxSig1)
end

N
clearvars -except Bit_error Ci Est_EVM Noisy_EVM
close all

end

save BER.mat Bit_error;
save CI.mat Ci;
save Est_EVM.mat Est_EVM
save Noisy_EVM.mat Noisy_EVM

```

## Βιβλιογραφία

- [1] “Ηρακλής Αβραμόπουλος - Φωτονική Τεχνολογία για Τηλεπικοινωνίες, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Η/Υ.”
- [2] Π. Μπακόπουλος, “Ευρυζωνικά φωτονικά συστήματα παραγωγής και επεξεργασίας σήματος με ισχυρά μη - γραμμικές οπτικές ίνες , με εφαρμογή σε τηλεπικοινωνίες και βιοϊατρική απεικόνιση Διδακτορική Διατριβή,” 2010.
- [3] “<http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/vni-hyperconnectivity-wp.html>.” .
- [4] F. Yuan, A. R. AL-Taee, A. Ye, and S. Sadr, “Design techniques for decision feedback equalisation of multi-giga-bit-per-second serial data links: a state-of-the-art review,” *IET Circuits, Devices Syst.*, vol. 8, no. 2, pp. 118–130, 2014.
- [5] G. Malik, “Adaptive Equalization Algorithms : An Overview,” *IJACSA Int. J. Adv. Comput. Sci. Appl.*, vol. 2, no. 3, pp. 62–67, 2011.
- [6] B. M. Blas, “Channel Estimation and Equalization in MultiGigabit Systems,” pp. 1–66.
- [7] Τμήμα Μηχανικών Η/Υ και Πληροφορικής Πάτρας, “Κινητά Δίκτυα Επικοινωνιών-Τεχνικές Ισοστάθμισης Διαύλου,” p. 25, 2009.
- [8] T. Deepa, “Linear Equalizers & Nonlinear Equalizers,” *SRM Univ.*, pp. 1–36.
- [9] “<http://www.srmuniv.ac.in/sites/default/files/files/Linear&nonlinearequalizers.pdf>.” .
- [10] S. R. Patel, S. R. Panchal, and H. Mewada, “Comparative Study of LMS & RLS Algorithms for Adaptive Filter Design with FPGA Introduction II . Overview of Adaptive Filter,” *Prog. Sci. Eng. Res. J.*, vol. 2, 2014.
- [11] F. C. Vilar, “Implementation of Zero Forcing and MMSE Equalization Techniques in OFDM.”
- [12] Γ. Ντογάρη, “Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου,” 2011.
- [13] P. Sharma, “Performance Analysis of Zero-Forcing Equalizer for ISI Reduction In Wireless Channels,” *Int. J. Eng. Res. ...*, vol. 1, no. 8, pp. 1–6, 2012.
- [14] “<https://www.mathworks.com/help/comm/ug/equalization.html>.” [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/comm/ug/equalization.html>.
- [15] K. Banović, M. A. S. Khalid, and E. Abdel-Raheem, “A configurable fractionally-spaced blind adaptive equalizer for QAM demodulators,” *Digit. Signal Process. A Rev. J.*, vol. 17, no. 6, pp. 1071–1088, 2007.
- [16] J. Yang, J. J. Werner, and G. A. Dumont, “The multimodulus blind equalization and its generalized algorithms,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 20, no. 5, pp. 997–1015, 2002.
- [17] G. H. Godard, “Self-recovering equalization and carrier tracking in two dimensional data communication systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 28, no. 11, pp. 1867–1875, 1980.
- [18] S. Arivukkarasu and R. Malar, “Multi Modulus Blind Equalizations for Quadrature Amplitude

Modulation,” pp. 2301–2305, 2015.

- [19] “<http://ptolemy.eecs.berkeley.edu/eecs20/week12/implementation.html>.” .
- [20] H. Malepati, *Digital Media Processing DSP Algorithms Using C*. 2010.
- [21] “<http://www.revolutionwifi.net/revolutionwifi/2015/3/how-ofdm-subcarriers-work>.” .
- [22] S. C. J. Lee and J. Lee, *Discrete Multitone Modulation for Short-Range Optical Communications*. 2009.
- [23] B. J. C. Schmidt, A. J. Lowery, S. Member, J. Armstrong, and S. Member, “Experimental Demonstrations of Electronic Dispersion Compensation for Long-Haul Transmission Using Direct-Detection Optical OFDM,” vol. 26, no. 1, pp. 196–203, 2008.
- [24] J. G. Proakis, “Digital Communications (-4th ed.),” 2001.