



**ΕΘΝΙΚΟ ΚΑΙ ΚΑΠΟΔΙΣΤΡΙΑΚΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΑΘΗΝΩΝ**

**ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ  
ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΚΑΙ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ**

**ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ**

**ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ**

**Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας  
σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες**

**Ευάγγελος Χ. Πικάσης**



**Ευρωπαϊκή Ένωση**  
Ευρωπαϊκό Κοινωνικό Ταμείο



ΥΠΟΥΡΓΕΙΟ ΠΑΙΔΕΙΑΣ, ΔΙΑ ΒΙΟΥ ΜΑΘΗΣΗΣ ΚΑΙ ΘΡΗΣΚΕΥΜΑΤΩΝ  
ΕΙΔΙΚΗ ΥΠΗΡΕΣΙΑ ΔΙΑΧΕΙΡΙΣΗΣ

Με τη συγχρηματοδότηση της Ελλάδας και της Ευρωπαϊκής Ένωσης



**ΑΘΗΝΑ**

**ΦΕΒΡΟΥΑΡΙΟΣ 2014**





**NATIONAL AND KAPODISTRIAN UNIVERSITY OF ATHENS**

**SCHOOL OF SCIENCES  
DEPARTMENT OF INFORMATICS AND TELECOMMUNICATIONS**

**PROGRAM OF POSTGRADUATE STUDIES**

**PhD THESIS**

**Advanced modulation schemes and signal processing  
techniques for transmission in highly multimode fibers**

**Evangelos Ch. Pikasis**



**Ευρωπαϊκή Ένωση**  
Ευρωπαϊκό Κοινωνικό Ταμείο



ΥΠΟΥΡΓΕΙΟ ΠΑΙΔΕΙΑΣ, ΔΙΑ ΒΙΟΥ ΜΑΘΗΣΗΣ ΚΑΙ ΘΡΗΣΚΕΥΜΑΤΩΝ  
ΕΙΔΙΚΗ ΥΠΗΡΕΣΙΑ ΔΙΑΧΕΙΡΙΣΗΣ

Με τη συγχρηματοδότηση της Ελλάδας και της Ευρωπαϊκής Ένωσης



**ATHENS**

**FEBRUARY 2014**









## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Καθώς η ανάγκη για ιδιαίτερα υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης γίνεται πιο επιτακτική, κλασικά μέσα μετάδοσης, όπως ο χαλκός και ο αέρας, που χρησιμοποιούνται εκτενώς στις ενσύρματες και ασύρματες μεταδόσεις αντίστοιχα, φαίνεται να τείνουν να εξαντλούν τη διαθέσιμη χωρητικότητά τους ή να μην επιτρέπουν την χρησιμοποίησή τους. Η χρήση οπτικών ινών για δίκτυα μικρής κλίμακας είναι πλέον μια πολλά υποσχόμενη λύση, προκειμένου να επιτευχθεί η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης με ταυτόχρονη υποστήριξη διάφορων υπηρεσιών, όπως είναι για παράδειγμα η ταυτόχρονη μετάδοση δεδομένων, video, φωνής (λ.χ. VO.I.P, I.P.T.V, H.D.T.V). Ειδικότερα, οι πλαστικές οπτικές ίνες μεγάλης διαμέτρου 1mm SI-POF (Step Index-Plastic Optical Fiber) εμφανίζουν μια σειρά πλεονεκτημάτων, όπως το χαμηλό κόστος στην κατασκευή και τη συντήρησή τους, η αντοχή σε μηχανικές καταπονήσεις, η εύκολη συντήρηση, η ανοχή σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές και εύρος ζώνης μεγαλύτερο από τα ηλεκτρικά καλώδια. Από την άλλη πλευρά, τα μειονεκτήματα που παρουσιάζουν συγκριτικά με τις ίνες silica, όπως οι μεγάλες απώλειες οπτικής ισχύος (π.χ. 160-180dB/Km) και το περιορισμένο εύρος ζώνης μετάδοσης, που διαθέτουν (τυπικά περίπου 100MHz/50m), καθιστούν αναγκαία τη χρήση πολύπλοκων σχημάτων διαμόρφωσης και τεχνικών επεξεργασίας σήματος ώστε να υποστηρίξουν ρυθμούς μετάδοσης της τάξης των Gbps. Η μελέτη και η εφαρμογή τέτοιων σχημάτων διαμόρφωσης και τεχνικών επεξεργασίας αποτελεί το αντικείμενο της παρούσας διατριβής. Προτείνονται και εφαρμόζονται νέες τεχνικές διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων σε συνδυασμό με τη διάχυση των συμβόλων (multicarrier spreading modulation schemes), κατάλληλα προσαρμοσμένων για μετάδοση μέσω πλαστικών οπτικών τύπου SI-POF.

Στο πρώτο μέρος της διατριβής, γίνεται μια εισαγωγή στις πλαστικές οπτικές ίνες με έμφαση στα μεγέθη και χαρακτηριστικά που ενδιαφέρουν για την αποδοτική εφαρμογή τους σε υψίρυθμες ζεύξεις μικρής εμβέλειας (high capacity short-reach optical communication links). Ακολουθεί μια θεωρητική ανάλυση των υπό διερεύνηση σχημάτων διαμόρφωσης. Ειδικότερα, μελετώνται τα εξής σχήματα διαμόρφωσης: α) η διαμόρφωση DMT (Discrete MultiTone), β) η διαμόρφωση DFT-Spread DMT (Discrete Fourier Transform Spread-Discrete MultiTone) και γ) η διαμόρφωση CDMA-DMT (Code Division Multiple Access-Discrete MultiTone). Τα δυο τελευταία από αυτά, εισάγονται και προτείνονται στο πλαίσιο της διατριβής για υψίρυθμη μετάδοση σε πλαστικές οπτικές ίνες και ανήκουν και στην κατηγορία των τεχνικών διάχυσης (spreading techniques) και πολλαπλών φερόντων.

Στο δεύτερο μέρος, ερευνάται συγκριτικά, τόσο αριθμητικά όσο και πειραματικά, η απόδοση των ως άνω σχημάτων διαμόρφωσης ως προς τους εξής παράγοντες: α) της πιθανότητας σφάλματος bit (Bit Error Rate), β) του ρυθμού μετάδοσης και γ) της μέσης μεταδιδόμενης ισχύος τους. Προς τούτο, γίνεται, καταρχήν, σύγκριση της απόδοσης των σχημάτων διαμόρφωσης κάθε φορά σε επίπεδο προσομοίωσης με τη χρήση ενός αριθμητικού μοντέλου, που περιγράφει την απόκριση συχνότητας της πλαστικής οπτικής ίνας. Στη συνέχεια, αναπτύσσεται πειραματική διάταξη με χρήση lasers που εκπέμπουν σε μήκος κύματος 650nm, DAC (Digital to analog Converter Ψηφιακό-αναλογικός μετατροπέας) και ADC (Analog to Digital Converter Αναλογικό-Ψηφιακό μετατροπέας), RF (Radio Frequency) ενισχυτών και SI-POF ίνας με μήκη 50m και 100m. Τέλος, από τη σύγκριση των αριθμητικών αποτελεσμάτων με τα πειραματικά εξάγονται συμπεράσματα σχετικά με την απόδοση των σχημάτων διαμόρφωσης. Σύμφωνα με αυτά, η DFT Spread-DMT και η CDMA-DMT παρουσιάζουν βελτιωμένη απόδοση σε σχέση με τη συμβατική διαμόρφωση DMT.

Επιπρόσθετα, προς αντιμετώπιση του σημαντικότερου μειονεκτήματος των διαμορφώσεων πολλαπλών φερόντων, και ιδιαίτερα της διαμόρφωσης DMT, που είναι

ο μεγάλος λόγος της ισχύος κορυφής προς τη μέση ισχύ του σήματος (PAPR- Peak to Average Power Ratio), μελετώνται και εφαρμόζονται τεχνικές μείωσής του, όπως είναι η μέθοδος ψαλιδισμού πλάτους (Amplitude Clipping).

Τέλος, για τη μεγιστοποίηση του ρυθμού μετάδοσης εξετάζεται η τεχνική δυναμικής προσαρμογής του ρυθμού (Rate Adaptive bit loading) που έχει εφαρμοστεί με ιδιαίτερη επιτυχία στην διαμόρφωση DMT. Με την τεχνική αυτήν αποδίδεται συγκεκριμένος αριθμός bit και ενέργειας ανά υποφέρον για ένα κανάλι, που έχει συγκεκριμένη κατανομή SNR (Signal to Noise Ratio) ανά υποφέρον, προκειμένου να επιτυγχάνεται μια συγκεκριμένη πιθανότητα σφάλματος. Χρησιμοποιείται ο αλγόριθμος του Chow, ο οποίος εφαρμόζεται στην πράξη ως μια υπό-βέλτιστη εκδοχή του αλγόριθμου Water-Filling. Η ίδια τεχνική, προσαρμόζεται κατάλληλα και εφαρμόζεται συγκριτικά στα προτεινόμενα σχήματα διαμόρφωσης DFT Spread-DMT και CDMA-DMT, τα οποία επιδεικνύουν βελτιωμένη απόδοση ως προς το BER και το ρυθμό μετάδοσης που επιτυγχάνουν, εξαιτίας αφενός της φύσης τους λόγω της εγγενούς διάχυσης συμβόλων που χρησιμοποιούν και αφετέρου του μειωμένου PAPR, ειδικότερα στην περίπτωση της διαμόρφωσης DFT-Spread DMT.

**ΘΕΜΑΤΙΚΗ ΠΕΡΙΟΧΗ:** π.χ. Οπτικές Επικοινωνίες

**ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ:** Ορθογωνική Πολυπλεξία με Διαίρεση στη Συχνότητα, Πολυτονική Πολυπλεξία, Διάχυση, Πολύτροπες ίνες, Διασπορά των Τρόπων

## ABSTRACT

As the need for very high bit rate transmission becomes more imperative, conventional transmission media such as copper and air, which are extensively used in wired and wireless transmission respectively, seem to either reach their available capacity or their usage is not advantageous. The use of optical fiber as a medium for short range networks is now becoming a promising solution to achieve increased transmission rate while at the same time supporting different (broadband) services, such as the simultaneous transmission of data, video, voice (e.g., VOIP, IPTV, HDTV). In particular, plastic optical fibers of large core diameter i.e., 1mm SI-POF (Step Index-Plastic Optical Fiber), exhibit a number of advantages regarding not only low manufacturing cost and maintenance but also immunity to mechanical stress, avoidance of electromagnetic interference and enhanced bandwidth compared to the previous transmission media. On the other hand, compared to silica fibers, limitations on their usage include large optical power loss (e.g. 160-180dB/Km) and limited transmission bandwidth i.e., typically about 100MHz/50m. Therefore, in order to efficiently support transmission rates in the order of Gbps, it is necessary to develop and employ complex modulation schemes together with digital signal processing techniques. The subject of this thesis includes the study, development and deployment of such modulation schemes and processing techniques. New multi-carrier spreading modulation techniques are investigated and proposed, which are then suitably adapted for short range high speed IM/DD optical transmission over SI-POF.

In the first part of this thesis, an introduction to the features of SI-POFs for their efficient application in high capacity short-range optical communication links is presented. An introduction to the investigated modulation schemes is given, as well. In particular, the modulation schemes which are examined and presented are: a) the DMT (Discrete MultiTone) modulation, b) the DFT-Spread DMT (Discrete Fourier Transform Spread-Discrete MultiTone) modulation and c) the CDMA-DMT (Code Division Multiple Access-Discrete Multi-Tone) modulation. The two latter schemes belong to the category of spreading modulation schemes and are introduced and proposed in this thesis for high data rate transmission in plastic optical fiber links.

In the second part of this thesis, the performance of these modulation schemes is comparatively investigated (both numerically and experimentally), with respect to the following parameters: a) the Bit Error Rate (BER) for a given bit rate and received optical power, b) the achieved bit rate for a given BER and received optical power and c) the ratio of peak power to average signal power (PAPR) for a given bit rate and BER. For this purpose, the performance comparison of modulation schemes is evaluated initially with extensive simulations employing a numerical model, which describes the frequency response of the plastic optical fiber (i.e., SI-POF). The experimental investigation is based on the experimental setup employing laser diodes emitting at a wavelength of 650nm, DAC (Digital to analog Converter) and ADC (Analog to Digital Converter Analog-Digital Converter), electrical amplifiers and SI-POF fiber lengths of 50m and 100m. Finally, by the comparison of both the numerical and experimental results, conclusions are drawn about the performance of the proposed modulation schemes with respect to the parameters mentioned above. According to these results, the DFT Spread-DMT and CDMA-DMT exhibit improved performance compared to conventional DMT modulation.

In order to overcome the major drawback of DMT modulation, that is the large ratio of peak power to average signal power (PAPR), the Amplitude Clipping technique investigated and evaluated. Further to the above, in order to maximize the achieved transmission rate, the Rate Adaptive Bit Loading technique is exploited, which has been effectively applied in conventional DMT modulation and originally deployed by Chow. With this technique, the energy and the number of bits per subcarrier is assigned, for a given transmission channel with a specific distribution of SNR (Signal to Noise Ratio) per subcarrier and for a given probability of error. In practice, the Chow's algorithm is usually implemented to allow for finite granularity over allocated bits per sub-channel. The same technique is suitably adapted and is implemented to the proposed modulation schemes (DFT Spread-DMT and CDMA-DMT). It is shown that,

compared to DMT, these schemes exhibit improved performance for a given target BER and transmission rate. The DFT-Spread DMT achieves the higher performance compared to other schemes.

**SUBJECT AREA:** Short Range Optical Communications

**KEYWORDS:** SI-POF, PMMA, OFDM, CDMA, DMT, PAPR, DFT

*Στους γονείς μου, Χρήστο και Κωνσταντίνα  
και στη σύζυγό μου, Έφη*





## ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η ολοκλήρωση της διδακτορικής διατριβής μου θεωρώ ότι δεν θα ήταν εφικτή στο μέτρο που επιτεύχθηκε, αν όλα αυτά τα χρόνια, από την ανάθεση του θέματός της μέχρι την εκπόνησή της, απουσίαζαν εκείνα τα πρόσωπα, τα οποία με την αμέριστη συμπαράστασή τους καθώς και την πνευματική και επιστημονική καθοδήγηση στάθηκαν δίπλα μου, με αγάλιασαν με την εμπιστοσύνη τους, με στήριξαν σε κάθε βήμα προς την επιστημονική καταξίωση, ενισχύοντας τη συνολική προσπάθειά μου. Στο σημείο αυτό, λοιπόν, θα ήθελα να εκφράσω την βαθειά και ειλικρινή ευγνωμοσύνη μου σε όλα αυτά τα πρόσωπα και να ευχαριστήσω το καθένα ξεχωριστά για τη συνδρομή του.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά, κατ' αρχήν, τον επιβλέποντα καθηγητή μου κ. Δημήτριο Συβρίδη, ο οποίος ήταν εκείνος που με παρακίνησε να ξεκινήσω το ταξίδι αυτό στη γνώση και την επιστήμη με την ανάθεση εκπόνησης της παρούσας διατριβής. Τον ευχαριστώ ιδιαίτερα για την ενεργή συμμετοχή του, καθώς με τις συμβουλές του, τις διορθώσεις και τις παραινέσεις του κατόρθωσα να φέρω εις πέρας τη δυσκολία αυτής της ανάθεσης. Πέρα, όμως, από την πνευματική και επιστημονική συμβολή του, προσέφερε σε μένα σημαντική ψυχική και ηθική στήριξη. Αναμφισβήτητα, στην καίρια συνδρομή του οφείλω την επίτευξη του σπουδαιότερου έως τώρα ακαδημαϊκού μου στόχου.

Σε καμία περίπτωση, δεν θα μπορούσα να παραλείψω να εκφράσω τις ιδιαίτερες ευχαριστίες μου στον καθηγητή μου κ. Αθανάσιο Νασιόπουλο. Η γνωριμία μας στον επιστημονικό χώρο τοποθετείται χρονικά τότε που ήμουν ακόμα νεαρός φοιτητής του στο Ερευνητικό Εργαστήριο Ανάπτυξης Τηλεπικοινωνιακών Συστημάτων και Ψηφιακής Επεξεργασίας Σήματος στο Τμήμα Ηλεκτρονικής του ΤΕΙ Αθήνας. Όλα αυτά τα χρόνια εξακολουθεί να με στηρίζει ενεργά, υποστηρίζοντας κάθε μου επιλογή στον επιστημονικό τομέα.

Η συμβολή του καθηγητή κ. Εμμανουήλ Σαγκριώτη υπήρξε για μένα εξίσου σημαντική, καθώς οι συμβουλές και τα σχόλιά του επί διαφόρων θεμάτων της παρούσας διατριβής αποτέλεσαν κίνητρο για σκέψη και για συγγραφή. Για αυτό, τον ευχαριστώ ιδιαίτερα.

Τα λόγια και οι ευχαριστίες πιστεύω ότι υστερούν να αποδώσουν όσα αξίζει να αποδοθούν σε δύο αγαπητά μου πρόσωπα, τα οποία εκτός από αξιόλογοι συνεργάτες μου είναι και στενοί μου φίλοι. Πώς μπορώ να εκφράσω τη βαθειά ευγνωμοσύνη μου προς αυτούς, οι οποίοι όλα αυτά τα χρόνια του αγώνα μου για επιστημονική αναγνώριση και ιδιαίτερα τα τελευταία για την εκπόνηση της παρούσας διατριβής δεν έλειψαν στιγμή από το πλευρό μου, συμμετέχοντας ενεργά στις επιστημονικές μου αναζητήσεις και αφιερώνοντας ατελείωτες ώρες από τον προσωπικό τους χρόνο στην ολοκλήρωση αυτού του έργου. Σε κάθε περίπτωση, ευχαριστώ θερμά τους κ.κ. Σωτήριο Καραμπέτσο και Θωμά Νίκα.

Στη συνέχεια, θα ήθελα να αναφερθώ και να ευχαριστήσω εκείνους που συνέδραμαν στην προσπάθειά μου αυτή με τον δικό τους τρόπο κι από διαφορετικό πόστο. Ένα μεγάλο ευχαριστώ, λοιπόν, στους συνεργάτες και φίλους μου κ.κ. Αντώνιο Μπόγρη, Απόστολο Αργύρη, Ηλία Ζώη και Σπύρο Μικρούλη. Επίσης, ευχαριστώ θερμά όλους τους συναδέλφους στο Εργαστήριο Οπτικών Επικοινωνιών στο τμήμα Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών του Εθνικού και Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών και φίλους, Ευάγγελο Γρίβα, Ηρακλή Σίμο, Χρήστο Σίμο, Χρήστο Τσεκρέκο, Σταύρο Δεληγιαννίδη, Αλέξανδρο Καψάλη, Χάρη Μεσαριτάκη, Μιχάλη Μπούρμπο και Μαρία Καβρουλάκη για την ανταλλαγή απόψεων και γνώσεων, καθώς και το εξαιρετικό κλίμα συνεργασίας. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τους συναδέλφους και φίλους μου Νικόλαο Ράπτη και Αλέξανδρο Φράγκο, η γνωριμία μου με τους οποίους ξεκίνησε κατά την ανάθεση της παρούσας. Τους ευχαριστώ ιδιαίτερα, επειδή όλο αυτό το

χρονικό διάστημα αποτέλεσαν τους άμεσους και συνάμα αξιόπιστους συνομιλητές μου σε κάθε προβληματισμό μου σχετικά με το αντικείμενο της επιστημονικής μου έρευνας.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες οφείλω και στα υπόλοιπα μέλη της επταμελούς εξεταστικής επιτροπής μου, τους κ.κ. Παναγιώτη Μαθιόπουλο, Ερευνητή Α' Εθνικού Αστεροσκοπείου Αθηνών, Αγγελική Αραπογιάννη, Καθηγήτρια του Ε.Κ.Π.Α., Θωμά Καμαλάκη, Επίκουρο Καθηγητή του Χαροκόπειου Πανεπιστημίου.

Στο σημείο αυτό, θα ήθελα να εκφράσω την βαθιά ευγνωμοσύνη μου στους γονείς μου, την αδερφή μου και τον παιδικό μου φίλο, Γιάννη Τζανέτο, οι οποίοι στέκονται πάντα δίπλα μου διακριτικά. Ήταν οι άνθρωποι που με την αγάπη τους, την υπομονή τους και τη διαρκή υποστήριξή τους έκαναν τις δύσκολες στιγμές να μοιάζουν ευκολότερες. Στους δικούς μου ανθρώπους δεν θα ήθελα να παραλείψω και δύο ακόμα πρόσωπα από το Οικοτροφείο Μεταμόρφωσης του Σωτήρος, τον πνευματικό μου πατέρα, Χρυσόστομο Αγγέλου και την κ. Αμαλία Δημητροπούλου, που αν και δεν είναι πια μαζί μας, όσο ζούσαν με βοήθησαν καθοριστικά.

Τέλος, ευχαριστώ τη γυναίκα της ζωής μου, η οποία συμπαραστάθηκε στις αγωνίες μου όλο αυτό το χρονικό διάστημα με την αγάπη της, την αφοσίωσή της και την ανοχή της.

Θα πρέπει να αναφερθεί ότι από τον Σεπτέμβριο του 2010 έως τον Αύγουστο του 2013 η παρούσα διατριβή υλοποιήθηκε στο πλαίσιο της Πράξης «ΗΡΑΚΛΕΙΤΟΣ II: Ενίσχυση Ανθρώπινου Ερευνητικού Δυναμικού μέσω της Υλοποίησης Διδακτορικής Έρευνας», του Άξονα Προτεραιότητας: «Ενίσχυση του ανθρώπινου κεφαλαίου για την προαγωγή της έρευνας και της καινοτομίας στις τρεις περιφέρειες Σταδιακής Εξόδου» του Επιχειρησιακού Προγράμματος «Εκπαίδευση και Δια Βίου Μάθηση» του Υπουργείου Παιδείας, Θρησκευμάτων και Διά Βίου Μάθησης με επιστημονικούς υπεύθυνους τους κ.κ. Καββαδία Γεώργιο, Δέρβη Αικατερίνη και Βλαστού Μαριάννα.

## ΛΙΣΤΑ ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΩΝ

### Δημοσιεύσεις σε Επιστημονικά Περιοδικά

1. **E. Pikasis**, S. Karabetsos, T. Nikas, D. Syvridis, "Rate-Adaptive DFT-Spread DMT and CDMA-DMT for 1-mm SI-POF Short-Range Links," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol.25, no.16, pp.1574,1577, Aug.15, 2013.
2. **E. Pikasis**, S. Karabetsos, N. Raptis, D. Syvridis, "Performance Evaluation of CDMA-DMT for 1-mm SI-POF Short-Range Transmission Links," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol.24, no.22, pp.2042-2045, Nov.15, 2012.
3. S. Karabetsos, **E. Pikasis**, T. Nikas, A. Nassiopoulou, D. Syvridis, "DFT-Spread DMT Modulation for 1-Gb/s Transmission Rate Over 100 m of 1-mm SI-POF," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol.24, no.10, pp.836-838, May15, 2012.

### Ανακοινώσεις σε Επιστημονικά Συνέδρια

1. **E. Pikasis**, N. Raptis, E. Grivas, D. Syvridis, "A Space-Frequency Block encoded OFDM scheme for short area POF networks", *Proceedings of the 20th International Conference on Plastic Optical Fibers (POF 2011)*, 14-16 September 2011, pp. 537-541 Bilbao, Spain.
2. S. Karabetsos, **E. Pikasis**, T. Nikas, A. Nassiopoulou, D. Syvridis, "A DFT-spread DMT modulation scheme for beyond 1Gbps transmission rate over 100m with 1mm SI-POF", *Proceedings of the 20th International Conference on Plastic Optical Fibers (POF 2011)*, 14-16 September 2011, pp. 7-12, Bilbao, Spain.
3. N. Raptis, **E. Pikasis**, E. Grivas, D. Syvridis, "Space-Time Block Codes Application in Large Core Step-Index Plastic Optical Fibers", *Proceedings of the 20th International Conference on Plastic Optical Fibers (POF 2011)*, 14-16 September 2011, pp. 31-36, Bilbao, Spain.



## ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

<b>1. ΠΛΑΣΤΙΚΕΣ ΟΠΤΙΚΕΣ ΙΝΕΣ (POF)</b> .....	<b>37</b>
1.1 Εισαγωγή .....	37
1.2 Χαρακτηριστικά των πλαστικών οπτικών ινών .....	38
1.3 Πλεονεκτήματα-Μειονεκτήματα των PMMA SI-POF .....	41
1.4 Χαρακτηριστικά των PMMA SI-POF ινών .....	43
1.4.1 Εξασθένιση .....	43
1.4.2 Διασπορά των τρόπων .....	44
1.4.3 Υπολογισμός των τρόπων σε μια POF ίνα .....	46
1.5 Πηγές κατάλληλες για συστήματα με SI-POF ίνα .....	46
1.6 Φωτοφωρατές-Φωτοδίοδοι .....	48
1.7 Παθητικά στοιχεία .....	48
1.8 Άμεση διαμόρφωση έντασης .....	50
1.8.1 Οπτικό Πλάτος Διαμόρφωσης (OMA) .....	51
1.8.2 Δείκτης Διαμόρφωσης .....	51
1.9 Προσεγγίσεις Μοντελοποίησης της SI-POF ίνας .....	51
1.10 Βιβλιογραφική επισκόπηση .....	53
1.11 Συνεισφορά της διατριβής .....	56
1.12 Οργάνωση της διατριβής .....	57
<b>2. ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΦΕΡΟΝΤΩΝ ΚΑΙ ΣΧΗΜΑΤΑ SPREADING ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΩΝ</b> .....	<b>59</b>
2.1 OFDM (Orthogonal Frequency Domain Modulation) .....	59
2.1.1 Πλεονεκτήματα της OFDM .....	61
2.1.2 Μειονεκτήματα της OFDM .....	61
2.2 DMT-Discrete Multitone Modulation .....	61
2.2.1 Η διασπορά των τρόπων σε μια πλαστική ίνα και η χρήση του κυκλικού προθέματος .....	64
2.2.2 Συγχρονισμός στα DMT συστήματα .....	66
2.2.3 Θόρυβος κβάντισης .....	67

<b>2.3</b>	<b>Διαμόρφωση DFT-Spread DMT .....</b>	<b>67</b>
<b>2.4</b>	<b>Τεχνική ισοστάθμισης στο πεδίο της συχνότητας για σχήματα μονού φέροντος SC-FDE.....</b>	<b>71</b>
<b>2.5</b>	<b>Διαμόρφωση DS-CDMA.....</b>	<b>73</b>
<b>2.6</b>	<b>Πλεονεκτήματα - Μειονεκτήματα της DS-CDMA.....</b>	<b>74</b>
<b>2.7</b>	<b>Διαμόρφωση CDMA-DMT .....</b>	<b>74</b>
<b>2.8</b>	<b>Ισοστάθμιση καναλιού στην MC-CDMA .....</b>	<b>77</b>
2.8.1	Μηδενικού Εξαναγκασμού Ισοσταθμιστής-Zero Forcing Equalizer (ZF) .....	78
2.8.2	Ισοσταθμιστής MMSE-Minimum Mean Square Error Equalizer.....	78
2.8.3	Παράδειγμα διαδικασίας διάχυσης .....	78
<b>3.</b>	<b>ΑΡΙΘΜΗΤΙΚΑ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ.....</b>	<b>81</b>
<b>3.1</b>	<b>Σύγκριση της απόδοσης των υπό μελέτη σχημάτων .....</b>	<b>81</b>
<b>3.2</b>	<b>Αποτελέσματα Προσομοιώσεων.....</b>	<b>81</b>
3.2.1	Επιμέρους χαρακτηριστικά της προσομοίωσης.....	81
3.2.2	Απόδοση των διαμορφώσεων DMT και DFT-Spread DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας.....	83
3.2.3	Επίδραση της ανάλυσης των bit του ADC στην απόδοση των σχημάτων διαμόρφωσης DMT και DFT-S 87	
3.2.4	Απόδοση των σχημάτων διαμόρφωσης DFT-S και DMT ως προς το Error Vector Magnitude .....	88
3.2.5	Απόδοση των σχημάτων διαμόρφωσης DMT και DFT-S για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας .....	90
3.2.6	Απόδοση της διαμόρφωσης CDMA-DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας .....	93
3.2.7	Απόδοση της διαμόρφωσης CDMA-DMT ως προς το BER σε συνάρτηση με το EVM .....	96
3.2.8	Επίδραση της ανάλυσης των bits του ADC μετατροπέα στην απόδοση της διαμόρφωσης CDMA-DMT	96
3.2.9	Απόδοση της διαμόρφωσης CDMA-DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας .....	97
3.2.10	Απόδοση της διαμόρφωσης CDMA-DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας με χρήση της PSK διαμόρφωσης .....	99
<b>3.3</b>	<b>Πειραματικά Αποτελέσματα .....</b>	<b>100</b>
3.3.1	Περιγραφή της πειραματικής διάταξης .....	100
3.3.2	Απόδοση των σχημάτων διαμόρφωσης DMT και DFT-S για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας .....	103
3.3.3	Απόδοση των σχημάτων διαμόρφωσης DMT και DFT-S για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας .....	105
3.3.4	Απόδοση της CDMA-DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας .....	108
3.3.5	Απόδοση της διαμόρφωσης CDMA-DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας .....	110
<b>3.4</b>	<b>Συμπεράσματα.....</b>	<b>114</b>
<b>4.</b>	<b>ΜΕΛΕΤΗ ΤΗΣ ΤΕΧΝΙΚΗΣ ΨΑΛΙΔΙΣΜΟΥ ΠΛΑΤΟΥΣ (AMPLITUDE CLIPPING) .....</b>	<b>117</b>

<b>4.1</b>	<b>Εισαγωγή</b> .....	<b>117</b>
<b>4.2</b>	<b>Μείωση του λόγου PAPR μέσω της τεχνικής Amplitude Clipping (AC)</b> .....	<b>117</b>
<b>4.3</b>	<b>Αριθμητικά αποτελέσματα</b> .....	<b>119</b>
4.3.1	Προσομοίωση της τεχνικής AC στη διαμόρφωση DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας .....	119
4.3.2	Προσομοίωση της τεχνικής AC στη διαμόρφωση DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας .....	120
4.3.3	Προσομοίωση της εφαρμογής της τεχνικής AC στη CDMA-DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας ...	122
<b>4.4</b>	<b>Πειραματικά αποτελέσματα</b> .....	<b>125</b>
4.4.1	Εφαρμογή της τεχνικής AC στην διαμόρφωση DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας .....	125
4.4.2	Εφαρμογή της τεχνικής AC στην διαμόρφωση DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας .....	126
4.4.3	Εφαρμογή της τεχνικής AC στη διαμόρφωση CDMA-DMT για μετάδοση στα 50m και 100m SI-POF ίνας 127	
<b>4.5</b>	<b>Εφαρμογή της τεχνικής AC στην DFT-S</b> .....	<b>128</b>
4.5.1	Εφαρμογή της τεχνικής AC στη διαμόρφωση DFT-S για μετάδοση στα 50m SI-POF ίνας .....	128
<b>4.6</b>	<b>Συμπεράσματα</b> .....	<b>130</b>
<b>5.</b>	<b>ΔΥΝΑΜΙΚΗ ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗ ΡΥΘΜΟΥ (RATE ADAPTIVE BIT LOADING)</b> .....	<b>133</b>
<b>5.1</b>	<b>Εισαγωγή στην τεχνική bit-loading</b> .....	<b>133</b>
<b>5.2</b>	<b>Αριθμητικά και πειραματικά αποτελέσματα εφαρμογής της τεχνικής RABL</b> .....	<b>136</b>
5.2.1	Πειραματικά αποτελέσματα εφαρμογής της RABL τεχνικής στην διαμόρφωση DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας .....	140
5.2.2	Επίδραση της τεχνικής AC στην bit loaded DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας.....	144
5.2.3	Πειραματικά αποτελέσματα εφαρμογής της τεχνικής RABL στην διαμόρφωση DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας .....	144
5.2.4	Επίδραση της τεχνικής AC στη διαμόρφωση bit loaded DMT για διάδοση στα 100m ίνας SI-POF .....	146
<b>5.3</b>	<b>Εφαρμογή της τεχνικής RABL στη διαμόρφωση CDMA-DMT</b> .....	<b>146</b>
<b>5.4</b>	<b>Αριθμητικά και πειραματικά αποτελέσματα</b> .....	<b>148</b>
5.4.1	Πειραματικά αποτελέσματα της τεχνικής RABL στην CDMA-DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας.	150
5.4.2	Επίδρασης της τεχνικής AC στην bit loaded CDMA-DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας.....	151
5.4.3	Πειραματικά αποτελέσματα της τεχνικής RABL στην CDMA-DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας 152	
<b>5.5</b>	<b>Εφαρμογή της τεχνικής RABL στην διαμόρφωση DFT-S</b> .....	<b>154</b>
5.5.1	Πειραματικά αποτελέσματα εφαρμογής της τεχνικής Bit Loading στη DFT-S για διάδοση στα 50m SI- POF ίνας	158

5.5.2 Πειραματικά αποτελέσματα εφαρμογής της τεχνικής RABL στην DFT-S DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας161

**5.6 Συμπεράσματα..... 162**

**6. ΣΥΝΟΨΗ ΚΑΙ ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ .....163**

**ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ - ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ - ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ.....165**



## ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1: Δομικό διάγραμμα ενός βασικού τηλεπικοινωνιακού συστήματος βασισμένου σε πλαστική οπτική ίνα .....	37
Σχήμα 2: Σύγκριση των διαμέτρων διαφόρων τύπων ινών από δεξιά προς τα αριστερά: α) η SI-POF PMMA ίνα με διάμετρο πυρήνα 980um, β) PF GI-POF ίνα με διάμετρο πυρήνα 120um, γ) η GI-MMF με διάμετρο πυρήνα 50um και δ) SI-SMF με διάμετρο πυρήνα 9um .....	38
Σχήμα 3: Σύγκριση α) της πολύτροπης και της μονότροπης οπτικής ίνας και β) των διαστάσεων της PMMA SI-POF ίνας με την κλασική μονότροπη SMF ίνα .....	39
Σχήμα 4: Επισκόπηση των διαφόρων διαθέσιμων τύπων POF [2],[4].....	39
Σχήμα 5: Σύγκριση του προφίλ των δεικτών διάθλασης καθώς και των χαρακτηριστικών διάδοσης με βάση την γεωμετρική οπτική, για πολύτροπη ίνα βηματικού δείκτη διάθλασης SI, για μονότροπη ίνα βηματικού δείκτη διάθλασης και για πολύτροπη ίνα διαβαθμισμένου δείκτη διάθλασης GI .....	40
Σχήμα 6: Στην πρώτη γραμμή του σχήματος απεικονίζονται τα απαραίτητα εργαλεία για την κοπή και απογύμνωση της ίνας, ενώ στη δεύτερη διάφοροι τύποι υποδοχών διασύνδεσης (connectors) [5],[8] .....	42
Σχήμα 7: Σχηματική αναπαράσταση της εξασθένησης οπτικής ισχύος, όπου $P_{εξ} < P_{εισ}$ .....	43
Σχήμα 8: Εξασθένηση-Απώλειες οπτικής ισχύος σε dB/Km σε συνάρτηση με το μήκος κύματος για τις PMMA SI-POF .....	44
Σχήμα 9: Τα είδη διασποράς και η ταξινόμησή τους στα διάφορα είδη οπτικών ινών ...	45
Σχήμα 10: Διάδοση του φωτός μέσα στην πλαστική ίνα βηματικού δείκτη διάθλασης PMMA SI-POF .....	45
Σχήμα 12: Διάγραμμα μιας απλής δομής VCSEL laser .....	47
Σχήμα 11: Χαρακτηριστική I-V ενός πράσινου LED και φασματικά χαρακτηριστικά .....	47
Σχήμα 13: Χαρακτηριστική καμπύλη L-I, V-I και φασματικά χαρακτηριστικά του VCSEL Laser 665nm της Firecomms [10].....	47
Σχήμα 14: Μια τυπική φωτοδίοδος πυριτίου και η καμπύλη αποκρισιμότητας της R [A/W], όπου για μήκος κύματος 650nm η τιμή της είναι $R = 0.45$ [11] .....	48

Σχήμα 15: Οι POF συζεύκτες (couplers) οι οποίοι είναι εμπορικά διαθέσιμοι (2x1,4x4,2x2).....	49
Σχήμα 16: Μέτρηση του Excess και Insertion loss.....	49
Σχήμα 17: Ιδανική χαρακτηριστική καμπύλη P-I οπτικής ισχύος σε συνάρτηση με το ρεύμα πόλωσης για έναν οπτικό πομπό laser.....	50
Σχήμα 18: Αποτελέσματα αριθμητικής επίλυσης της time-dependent power flow εξίσωσης α) κρουστικής απόκρισης της ίνας και β) απόκρισης συχνότητας της ίνας για 10, 50, 100 και 150m SI-POF ίνας [4].....	52
Σχήμα 19: Η διαστρωμάτωση και η χρονική εξέλιξη της διατριβής.....	58
Σχήμα 20: Σύγκριση της κλασσικής FDM και της ορθογωνικής FDM.....	59
Σχήμα 21: Ιστορική αναδρομή της OFDM.....	60
Σχήμα 22: Ιστορική αναδρομή της OFDM στις οπτικές επικοινωνίες.....	60
Σχήμα 23: Τυπικό διάγραμμα ενός 16 και 32-QAM αστερισμού, που χρησιμοποιείται για τη διαμόρφωση των υποφερόντων.....	62
Σχήμα 24: Τυπικό δομικό διάγραμμα για τη γένεση της DMT.....	62
Σχήμα 25: Αναπαράσταση του OFDM σήματος στη συχνότητα και στο χρόνο.....	63
Σχήμα 26: Ορθογωνιότητα των υποφερόντων στην OFDM.....	63
Σχήμα 27: Σχηματική αναπαράσταση της πολύτροπης ίνας.....	64
Σχήμα 28: Παραμόρφωση του OFDM συμβόλου λόγω της διάδοσης στο κανάλι.....	64
Σχήμα 29: Τοποθέτηση του κυκλικού προθέματος στην αρχή κάθε OFDM συμβόλου.....	65
Σχήμα 30: Παρεμβολή μεταξύ των OFDM συμβόλων λόγω διάδοσης στο κανάλι και αντιμετώπισή της με χρήση του κυκλικού προθέματος.....	65
Σχήμα 31: Αποδιαμορφωμένοι αστερισμοί 16-QAM από DMT σύμβολα με ή χωρίς κυκλικό πρόθεμα (από αριστερά προς τα δεξιά).....	66
Σχήμα 32: Έξοδος του συσχετιστή-correlator για καθυστέρηση 0 και 3 δειγμάτων.....	67
Σχήμα 33: Δομικό διάγραμμα του πομποδέκτη DFT-Spread DMT.....	68
Σχήμα 34: Αρχή γένεσης του DFT Spread DMT σήματος.....	69
Σχήμα 35: Οι δυο διαφορετικές τεχνικές της SC-FDMA (Distributed και Localized SC-FDMA).....	69

Σχήμα 36: Σύγκριση της CCDF του PAPR τόσο για την DMT όσο και για την DFT Spread DMT για τις περιπτώσεις του 64, 32, 16 και 8-QAM.....	70
Σχήμα 37: Η αρχή ισοστάθμισης του καναλιού τόσο στο πεδίο του χρόνου, όσο και στο πεδίο της συχνότητας .....	71
Σχήμα 38: Σύγκριση μιας διαμόρφωσης μονού φέροντος με ισοστάθμιση στο πεδίο της συχνότητας (SC/FDE) σε σχέση με την OFDM.....	72
Σχήμα 39: Σύγκριση της πολυπλοκότητας μεταξύ της τεχνικής της ισοστάθμισης στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας .....	73
Σχήμα 40: Δομικό διάγραμμα της DS-CDMA.....	73
Σχήμα 41: Φάσμα του σήματος πριν και μετά τον Spreader.....	73
Σχήμα 42: Δομικό διάγραμμα του rake δέκτη .....	74
Σχήμα 43: Δομικό διάγραμμα του πομποδέκτη της διαμόρφωσης MC-CDMA .....	75
Σχήμα 44: Τυπικός δέκτης της MC-CDMA.....	77
Σχήμα 45: Βασική αρχή της διάχυσης στην MC-CDMA.....	79
Σχήμα 46: Χαρακτηριστική καμπύλη P-I οπτικής ισχύος (mW) σε συνάρτηση με το ρεύμα πόλωσης (mA) .....	81
Σχήμα 47: Ηλεκτρική απόκριση συχνότητας της SI-POF ίνας μήκους 50m .....	82
Σχήμα 48: Κρουστική απόκριση του φίλτρου, που προσομοιώνει την ίνα .....	82
Σχήμα 49: Τα χρονικά σήματα της DFT-S και της DMT .....	83
Σχήμα 50: Φάσμα του σήματος πριν και μετά τη μετάδοση .....	83
Σχήμα 51: Μη ισοσταθμισμένα λαμβανόμενα μιγαδικά σύμβολα (επάνω αριστερά), αστερισμός των ληφθέντων πιλοτικών συμβόλων (επάνω δεξιά), το μέτρο τους (κάτω δεξιά). Η διόρθωση των λαμβανομένων μιγαδικών συμβόλων με τον αστερισμό των πιλοτικών συμβόλων δίνει τα διορθωμένα κατά φάση και πλάτος σύμβολα (κάτω αριστερά) .....	84
Σχήμα 52: Σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού .....	85

Σχήμα 53: Σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού .....	85
Σχήμα 54: Σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού .....	86
Σχήμα 55: Αστερισμοί 64 και 32-QAM των αποδιαμορφωμένων συμβόλων για την περίπτωση της DFT-S NORM για $BER_{FEC-limit} = 1E-3$ .....	86
Σχήμα 56: Επίδραση της ανάλυσης των bit του ADC στην απόδοση των σχημάτων DMT και DFT-S για τις περιπτώσεις των 16, 32 και 64-QAM αστερισμού .....	87
Σχήμα 57: Παράδειγμα υπολογισμού του EVM σε διάγραμμα αστερισμού .....	88
Σχήμα 58: BER σε συνάρτηση με την τιμή του EVM [82].....	89
Σχήμα 59: BER σε συνάρτηση με την RMS τιμή του EVM σε dB για την περίπτωση της DMT και της DFT-S για την περίπτωση του 16-QAM .....	89
Σχήμα 60: BER σε συνάρτηση με την RMS τιμή του EVM σε dB για την DMT και την DFT-S για την περίπτωση των 32 και 64-QAM.....	90
Σχήμα 61: Χαρακτηριστική καμπύλη οπτικής ισχύος σε συνάρτηση με το ρεύμα πόλωσης P-I για το laser των 10mW που χρησιμοποιείται για τη διάδοση στα 100m SI-POF ίνας.....	90
Σχήμα 62: Απόκριση συχνότητας της ίνας για την περίπτωση των 100m SI-POF ίνας	91
Σχήμα 63: Σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού .....	92
Σχήμα 64: Σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού .....	92
Σχήμα 65: Σύγκριση των DMT με την DFT-S PEAK και την NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού.....	93
Σχήμα 66: Φάσμα του μεταδιδόμενου και του λαμβανόμενου CDMA-DMT σήματος....	94

Σχήμα 67: Σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού για μετάδοση στα 50m SI-POF ίνας, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση .....	94
Σχήμα 68: Σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού για μετάδοση στα 50m SI-POF ίνας, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση .....	95
Σχήμα 69: Σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού για μετάδοση στα 50m SI-POF ίνας, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση .....	95
Σχήμα 70: BER σε συνάρτηση με την RMS τιμή του EVM (dB) για την περίπτωση της CDMA-DMT σε σύγκριση με την DMT διαμόρφωση για τις περιπτώσεις: α)16, β) 32 και γ)64-QAM και για τις τιμές του spreading factor L=2, 4 και 8.....	96
Σχήμα 71: Επίδραση της ανάλυσης των bits του ADC μετατροπέα στην απόδοση της διαμόρφωσης CDMA-DMT για τις περιπτώσεις των 16 (πρώτη γραμμή), 32 (δεύτερη γραμμή) και 64-QAM αστερισμών (τρίτη γραμμή) και L=2 και 4 .....	97
Σχήμα 72: Σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού .....	98
Σχήμα 73: Σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού .....	98
Σχήμα 74: Σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του: α) 8 (πάνω αριστερά), β) 16 (πάνω δεξιά) και γ) 32-PSK (κάτω αριστερά) αστερισμού για μετάδοση στα 50m SI-POF ίνας δ) Παράδειγμα λαμβανόμενου 8-PSK αστερισμού για ρυθμό 1.1Gbps (κάτω δεξιά) .....	99
Σχήμα 75: Δομικό διάγραμμα της πειραματικής διάταξης.....	100
Σχήμα 76: Τα τρία από τα βασικά στοιχεία του πειράματος: το Bias Tee για τη διαμόρφωση του laser και οι PCI κάρτες με ενσωματωμένους DAC και ADC μετατροπείς .....	100
Σχήμα 77: Το 7mW/650nm laser και το οπτικό του φάσμα.....	101
Σχήμα 78: Ο RF ενισχυτής (α) και τα μικροκυματικά χαμηλοδιαβατά φίλτρα (β) .....	102
Σχήμα 79: Χαρακτηριστική καμπύλη οπτικής ισχύος συναρτήσεως του ρεύματος πόλωσης για τα lasers των 657nm/7mW και 650nm/10mW.....	102

Σχήμα 80: Πειραματική διάταξη στο εργαστήριο Οπτικών Επικοινωνιών στην οποία διακρίνονται: η γεννήτρια ρεύματος για την πόλωση των lasers, το bias Tee, η φωτοδίοδος, τα τροφοδοτικά τάσης που παρέχουν την τάση στους ενισχυτές και τη φωτοδίοδο, η χάρτινη κουλούρα, που περιλαμβάνει την SI-POF ίνα μήκους 50m, ο αστερισμός των αποδιαμορφωμένων 32-QAM συμβόλων .....	102
Σχήμα 81: Μελέτη προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης.....	104
Σχήμα 82: Πειραματική σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού .....	104
Σχήμα 83: Πειραματική σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού .....	105
Σχήμα 84: Πειραματική διάταξη για τη διάδοση στα 100m SI-POF ίνας για τη σύγκριση της απόδοσης της DFT-S και της DMT .....	106
Σχήμα 85: Απόκριση συχνότητας για την περίπτωση των 100m SI-POF ίνας.....	106
Σχήμα 86: Φάσμα του μεταδιδόμενου και του λαμβανόμενου DMT σήματος .....	107
Σχήμα 87: Πειραματική σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού .....	107
Σχήμα 88: Πειραματική σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού .....	107
Σχήμα 89: Πειραματική σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού .....	108
Σχήμα 90: Πειραματική σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού για μετάδοση στα 50m SI-POF ίνας.....	109
Σχήμα 91: Πειραματική σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού για μετάδοση στα 50m SI-POF ίνας.....	109

Σχήμα 92: Πειραματική σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού για μετάδοση στα 50m SI-POF ίνας .....	110
Σχήμα 93: BER σε συνάρτηση με τη λαμβανόμενη οπτική ισχύ για ρυθμό μετάδοσης 700Mbps για την DMT και την CDMA-DMT με L=2 για την περίπτωση της μετάδοσης back-to-back και σε 100m SI-POF ίνας .....	111
Σχήμα 94: Μέτρηση για τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης και τη συνολική αρμονική παραμόρφωση .....	111
Σχήμα 95: Αστερισμοί των λαμβανομένων συμβόλων για την περίπτωση του 32-QAM και του 64-QAM αστερισμού .....	112
Σχήμα 96: Πειραματική σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L = 2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού .....	113
Σχήμα 97: Πειραματική σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού .....	113
Σχήμα 98: Πειραματική σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού .....	114
Σχήμα 99: Σχηματική αναπαράσταση του PAPR.....	117
Σχήμα 100: Παράδειγμα ψαλιδισμού του DMT σήματος στα 0.8V.....	118
Σχήμα 101: Επίδραση του πλάτους ψαλιδισμού στο φάσμα του DMT σήματος.....	118
Σχήμα 102: Συμπληρωματική αθροιστική συνάρτηση πυκνότητας CCDF του PAPR για την DMT στην περίπτωση του 64-QAM αστερισμού σε συνάρτηση με την τιμή PAPR0 .....	119
Σχήμα 103: BER σε συνάρτηση με τον Crest Factor παράγοντα για την περίπτωση των 16 και 32-QAM αστερισμών.....	119
Σχήμα 104: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού .....	120
Σχήμα 105: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού .....	120

Σχήμα 106: Διάγραμμα αστερισμού 64-QAM για βέλτιστη τιμή του παράγοντα C.F. $\mu=2.51$ .....	121
Σχήμα 107: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα Crest Factor για τις περιπτώσεις του 16-QAM (κόκκινο χρώμα) και του 32-QAM (πράσινο χρώμα) αστερισμού .....	121
Σχήμα 108: Διαγράμματα των αστερισμών 16 και 32-QAM των λαμβανομένων συμβόλων για τις βέλτιστες τιμές του Crest Factor $\mu=2.54$ .....	121
Σχήμα 109: Σύγκριση της CCDF του PAPR για την CDMA-DMT και την DMT στην περίπτωση των 16, 32 και 64-QAM αστερισμών .....	122
Σχήμα 110: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για τη CDMA-DMT για $L=2, 4$ και 8 για την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού, όπως προέκυψαν από τις προσομοιώσεις .....	123
Σχήμα 111: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για τη CDMA-DMT για $L=2, 4$ και 8 για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού, όπως προέκυψαν από τις προσομοιώσεις .....	123
Σχήμα 112: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για τη CDMA-DMT για $L=2, 4$ και 8 για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού, όπως προέκυψαν από τις προσομοιώσεις .....	124
Σχήμα 113: Συμπληρωματική αθροιστική συνάρτηση πυκνότητας (CCDF) του PAPR για τη CDMA-DMT στην περίπτωση του 16-QAM αστερισμού και του παράγοντα διάχυσης $L=2$ .....	124
Σχήμα 114: Πειραματική σύγκριση του BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα Crest Factor $\mu$ για την περίπτωση των 16-QAM (μπλε χρώμα), 32-QAM (κόκκινο χρώμα) και 64-QAM (πράσινο χρώμα) αστερισμών για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας .....	125
Σχήμα 115: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα Crest Factor για την περίπτωση των 16, 32 και 64-QAM αστερισμών (από αριστερά προς τα δεξιά), όπως προέκυψαν από την πειραματική διάταξη για διάδοση σε 100m SI-POF ίνας.....	126
Σχήμα 116: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για τη CDMA-DMT για $L=2, 4$ και 8 στην περίπτωση του 16-QAM αστερισμού .....	127
Σχήμα 117: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για τη CDMA-DMT για $L=2, 4$ και 8 στην περίπτωση του 32-QAM αστερισμού .....	127
Σχήμα 118: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για τη CDMA-DMT για $L=2, 4$ και 8 στην περίπτωση του 64-QAM αστερισμού .....	127



Σχήμα 119: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για την DFT-S για την περίπτωση των 16, 32 και 64-QAM αστερισμών .....	129
Σχήμα 120: Προσαρμοσμένη μετάδοση δεδομένων στο κανάλι [104],[105] .....	134
Σχήμα 121: Σχηματική αναπαράσταση του αλγορίθμου του Chow [104]-[105] .....	136
Σχήμα 122: Δομικό διάγραμμα της DMT με χρήση της τεχνικής Bit Loading .....	137
Σχήμα 123: Κατανομή του SNR ανά συχνότητα (υποφέρον).....	137
Σχήμα 125: Φάσμα του μεταδιδόμενου και του λαμβανόμενου σήματος για την διαμόρφωση DMT .....	138
Σχήμα 124: Κατανομή των bits και της ενέργειας για την περίπτωση της DMT .....	138
Σχήμα 126: Αστερισμοί των αποδιαμορφωμένων συμβόλων για τις περιπτώσεις των 128, 64 και 32-QAM αστερισμών.....	139
Σχήμα 127: Αστερισμοί των αποδιαμορφωμένων συμβόλων για τις περιπτώσεις των 16, 8 και 4-QAM αστερισμών.....	139
Σχήμα 128: Μετρούμενο BER και SER ανά υποφέρον.....	140
Σχήμα 129: Δομικό διάγραμμα της πειραματικής διάταξης για τη μελέτη της τεχνικής RABL .....	140
Σχήμα 130: Χαρακτηριστική καμπύλη P-I του laser 655nm/7mW.....	141
Σχήμα 131: Κατανομή του SNR ανά υποφέρον.....	142
Σχήμα 132: Κατανομή των bits και της ενέργειας ανά υποφέρον για την DMT, όπως προέκυψαν από τον αλγόριθμο του Chow για πιθανότητα σφάλματος συμβόλου 1E-3 .....	142
Σχήμα 134: Μετρούμενη πιθανότητα σφάλματος bit μετά τη διάδοση σε 50m SI-POF ίνας για την bit loaded DMT .....	143
Σχήμα 135: Μετρούμενη πιθανότητα σφάλματος συμβόλου SER μετά τη διάδοση σε 50m SI-POF ίνας για την bit loaded DMT .....	143
Σχήμα 133: Αστερισμοί των αποδιαμορφωμένων συμβόλων για τις περιπτώσεις των 128, 64, 32, 16, 8 και 4-QAM.....	143
Σχήμα 136: Χαρακτηριστική καμπύλη P-I του Fabry-Perot laser και κανονικοποιημένη καμπύλη απόκρισης της SI-POF ίνας μήκους 100m .....	144

Σχήμα 137: Κατανομή του SNR, όπως μετρήθηκε για την πειραματική διάταξη με ένα SI-POF μήκους 100m.....	145
Σχήμα 138: Κατανομή των bits και της ενέργειας ανά υποφέρον για την DMT, όπως προέκυψαν από τον αλγόριθμο του Chow για πιθανότητα σφάλματος $1E-3$ .....	145
Σχήμα 139: Πιθανότητα σφάλματος συμβόλου SER και bit BER για την περίπτωση της DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας.....	145
Σχήμα 140: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα Crest Factor για την bit loaded DMT.....	146
Σχήμα 141: Κατανομή των bits και της ενέργειας ανά υποφέρον για την DMT, όπως προέκυψαν από τον αλγόριθμο του Chow για πιθανότητα σφάλματος συμβόλου $1E-3$ .....	146
Σχήμα 142: Παράδειγμα ισοδύναμων υποφερόντων για $L = 4$ .....	148
Σχήμα 143: Κατανομή bits και ενέργειας για την περίπτωση της CDMA-DMT με $L=2$	148
Σχήμα 144: Κατανομή bits και ενέργειας για την περίπτωση της CDMA-DMT με $L=4$	148
Σχήμα 145: SER και BER ανά υποφέρον για την περίπτωση της CDMA-DMT και $L=2$ .....	149
Σχήμα 146: SER και BER ανά υποφέρον για την περίπτωση της CDMA-DMT και $L=4$ .....	149
Σχήμα 147: Κατανομή των bits και της ενέργειας ανά υποφέρον για την CDMA-DMT και για συντελεστή διάχυσης $L=2$ , όπως προέκυψαν από τον αλγόριθμο του Chow για πιθανότητα σφάλματος $1E-3$ .....	150
Σχήμα 148: Κατανομή των bits και της ενέργειας ανά υποφέρον για την CDMA-DMT και για συντελεστή διάχυσης $L=4$ , όπως προέκυψαν από τον αλγόριθμο του Chow για πιθανότητα σφάλματος $1E-3$ .....	150
Σχήμα 149: Μετρούμενο μέσο BER ανά υποφέρον για την περίπτωση των $L= 2, 4$ , αντίστοιχα.....	151
Σχήμα 150: α) BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα Crest Factor για την περίπτωση του $L=2$ και $L=4$ και β) CCDF του $PAPR>PAPR_0$ σε συνάρτηση με το $PAPR_0$ για $L=2$ για τη βέλτιστη τιμή του παράγοντα Crest Factor.....	151

Σχήμα 151: Κατανομή των bits και της ενέργειας ανά υποφέρον για την CDMA-DMT και για συντελεστή διάχυσης $L=2$ , όπως προέκυψαν από τον αλγόριθμο του Chow, για πιθανότητα σφάλματος $1E-3$ από τη νέα κατανομή SNR .....	152
Σχήμα 152: Μετρούμενο μέσο BER ανά υποφέρον για την περίπτωση του $L=2$ .....	152
Σχήμα 153: Κατανομές ισοδυνάμων SNR για την CDMA-DMT για $L=2$ και 4.....	153
Σχήμα 154: Κατανομές bits και ενέργειας για την bit loaded CDMA-DMT για $L=2$ .....	153
Σχήμα 155: Κατανομές bits και ενέργειας για την bit loaded CDMA-DMT για $L=2$ και 4 .....	153
Σχήμα 156: Δομικό διάγραμμα της DFT-S με τη χρήση της τεχνικής RABL .....	154
Σχήμα 157: Κατανομή του SNR ανά υποφέρον.....	155
Σχήμα 158: Κατανομή bit και ενέργειας για την περίπτωση της DMT που χρησιμοποιείται στον DFT-S πομποδέκτη της Bit loaded DMT .....	155
Σχήμα 159: SER και BER ανά υποφέρον για την DFT-S της Bit Loaded DMT.....	155
Σχήμα 160: Σύγκριση της CCDF του ( $PAPR>PAPR_0$ ) για την περίπτωση της Bit Loaded DMT και της DFT-S Bit Loaded DMT.....	156
Σχήμα 161: Κατανομή SNR για τη bit loaded DMT και τη DFT-S bit loaded DMT .....	156
Σχήμα 162: Νέα κατανομή bit και ενέργειας για την DFT-S .....	157
Σχήμα 163: Φάσμα του μεταδιδόμενου και του λαμβανόμενου σήματος της DFT-S ...	157
Σχήμα 164: SER και BER ανά υποφέρον για την DFT-S DMT με τη νέα κατανομή SNR .....	158
Σχήμα 165: Κατανομή του SNR ανά υποφέρον, όπως προέκυψε κατά την πειραματική διαδικασία.....	158
Σχήμα 166: Μετρούμενο αριθμητικό BER και SER ανά υποφέρον για την DFT Spread DMT χρησιμοποιώντας την κατανομή της DMT.....	159
Σχήμα 167: CCDF του PAPR για την DMT και την DFT-S, όταν εφαρμόζεται η τεχνική RABL.....	159
Σχήμα 168: Κατανομή bit και ενέργειας για την περίπτωση της DFT-S με αναμενόμενη πιθανότητα συμβόλου $SER=1E-3$ .....	160
Σχήμα 169: Μετρούμενο BER και SER ανά υποφέρον για την DFT-S χρησιμοποιώντας την καινούρια κατανομή για bit και ενέργεια.....	160

Σχήμα 170: Κατανομές SNR για την DMT και DFT-S DMT.....	161
Σχήμα 171: Κατανομές bit και ενέργειας ανά υποφέρον για την περίπτωση της DFT-S bit loaded DMT .....	161
Σχήμα 172: Μετρούμενο BER ανά υποφέρον για την DFT-S bit loaded DMT .....	162

## ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 1: Σύγκριση παραμέτρων διαφόρων τύπων ινών .....	41
Πίνακας 2: Τυπικές τιμές εξασθένησης ίνας POF διαφόρων κατασκευαστών [2] *Ο.Δ.: Όχι διαθέσιμος.....	44
Πίνακας 3: Τυπικές τιμές του Insertion και του Excess loss σε εμπορικά διαθέσιμους συζεύκτες.....	50
Πίνακας 4: Θεωρητικές και πειραματικές τιμές της χωρητικότητας της ίνας.....	52
Πίνακας 5: Σύγκριση του ρυθμού μετάδοσης και της πιθανότητας σφάλματος bit (BER) με διαμόρφωση NRZ, PAM και κλασσική διαμόρφωση DMT σε διάφορες επιστημονικές εργασίες.....	54
Πίνακας 6: Συγκεντρωτικός πίνακας για τους ρυθμούς που επιτυγχάνουν η DMT και η DFT-S για $BER=BER_{FEC-limit}=1E-3$ .....	86
Πίνακας 7: Συγκεντρωτικός πίνακας για τους ρυθμούς που επιτυγχάνουν η DMT και η DFT-S για $BER = BER_{FEC-limit} = 1E-3$ .....	93
Πίνακας 8: Συγκεντρωτικός πίνακας για τους ρυθμούς, που επιτυγχάνουν η DMT και η CDMA-DMT για $BER=BER_{FEC-limit}=1E-3$ .....	95
Πίνακας 9: Οι ρυθμοί για την περίπτωση του $BER=1E-3$ για την DMT και για την CDMA-DMT με $L=2, 4$ και $8$ .....	99
Πίνακας 10: Τιμές των τυπικών παραμέτρων για την DMT και την DFT Spread DMT.	103
Πίνακας 11: Συγκεντρωτικός πίνακας για τους ρυθμούς που επιτυγχάνουν η DMT και η DFT-S για $BER = BER_{FEC-limit} = 1E-3$ .....	105
Πίνακας 12: Συγκεντρωτικός πίνακας για τους ρυθμούς που επιτυγχάνουν η DMT και η DFT-S για $BER = BER_{FEC-limit} = 1E-3$ .....	108
Πίνακας 13: Συγκεντρωτικός πίνακας για τους ρυθμούς που επιτυγχάνουν η DMT και η CDMA-DMT για $BER=BER_{FEC-limit}=1E-3$ .....	110
Πίνακας 14: Τιμές των τυπικών παραμέτρων για την DMT και την CDMA-DMT .....	112
Πίνακας 15: Συγκεντρωτικός πίνακας των ρυθμών μετάδοσης πριν και μετά την εφαρμογή της AC τεχνικής.....	122
Πίνακας 16: Συγκεντρωτικός πίνακας των τιμών του ρυθμού μετάδοσης μετά την εφαρμογή του clipping για την περίπτωση της CDMA-DMT για διάδοση στα 50m με βάση τις προσομοιώσεις.....	124

Πίνακας 17: Βέλτιστη τιμή του C.F. για την αύξηση του ρυθμού στην περίπτωση της DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας .....	126
Πίνακας 18: Βέλτιστη τιμή του C.F. για την αύξηση του ρυθμού στην περίπτωση της DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας .....	126
Πίνακας 19: Συγκεντρωτικός πίνακας των ρυθμών μετά την εφαρμογή του clipping για την περίπτωση της CDMA-DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας.....	128
Πίνακας 20: Συγκεντρωτικός πίνακας των ρυθμών μετά την εφαρμογή του clipping για την περίπτωση της CDMA-DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας.....	128
Πίνακας 21: Συγκεντρωτικός πίνακας των ρυθμών μετάδοσης μετά την εφαρμογή του clipping για την περίπτωση της DFT-S για διάδοση στα 50m και 100m ίνας .....	129
Πίνακας 22: Τυπικές τιμές της πιθανότητας σφάλματος και της παραμέτρου $\Gamma$ .....	135
Πίνακας 23: Τυπικές τιμές των παραμέτρων του συστήματος .....	138
Πίνακας 24: Μέσο BER ανά ομάδα ιδίων M-QAM συμβόλων.....	140
Πίνακας 25: Βασικές παράμετροι για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας με εφαρμογή της τεχνικής Bit-Loading στη διαμόρφωση DMT .....	141
Πίνακας 26: Μέσο BER για κάθε ομάδα ιδίων QAM συμβόλων για L=2 και L=4 .....	149
Πίνακας 27: Μέσο BER ανά ομάδα ιδίων QAM συμβόλων.....	156
Πίνακας 28: Μέσο BER ανά ομάδα ιδίων QAM συμβόλων για την DFT-S.....	158

## **ΠΡΟΛΟΓΟΣ**

Τα αριθμητικά και πειραματικά αποτελέσματα που παρουσιάζονται στο πλαίσιο της παρούσας διδακτορικής διατριβής πραγματοποιήθηκαν στο τμήμα Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών του Εθνικού και Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών και πιο συγκεκριμένα στο Εργαστήριο Οπτικών Επικοινωνιών του συγκεκριμένου τμήματος υπό την επίβλεψη του καθηγητή Δημήτριου Συβρίδη.

Η παρούσα έρευνα έχει συγχρηματοδοτηθεί από την Ευρωπαϊκή Ένωση (Ευρωπαϊκό Κοινωνικό Ταμείο-ΕΚΤ) και από εθνικούς πόρους μέσω του Επιχειρησιακού Προγράμματος: «Εκπαίδευση και Δια Βίου Μάθηση» του Εθνικού Στρατηγικού Πλαισίου Αναφοράς (ΕΣΠΑ)–Ερευνητικό Χρηματοδοτούμενο Έργο: "Ηράκλειτος II" :Επένδυση στην κοινωνία της γνώσης μέσω του Ευρωπαϊκού Κοινωνικού Ταμείου.





## 1. Πλαστικές οπτικές ίνες (POF)

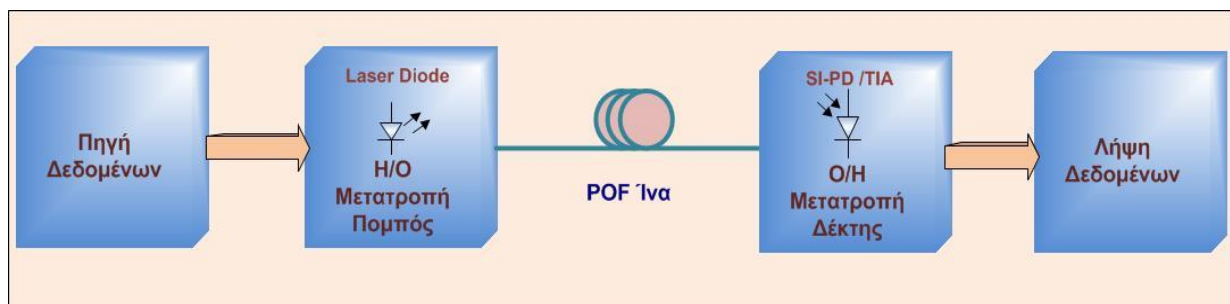
### 1.1 Εισαγωγή

Η ολοένα και αυξανόμενη ανάγκη για γρήγορη πρόσβαση σε υπηρεσίες και εφαρμογές (π.χ. δεδομένα video) απαιτεί τη μετάδοση μεγάλου όγκου πληροφοριών σε μεγάλους ρυθμούς. Η ανάγκη αυτή είναι ιδιαίτερα επιτακτική τα δίκτυα, τα οποία αναπτύσσονται μέσα σε κτήρια, στα οποία στεγάζονται υπηρεσίες, εταιρίες, βιομηχανίες ή κατοικίες και τα οποία εξυπηρετούν συγκεκριμένες υπηρεσίες, στις οποίες συγκαταλέγονται η διαχείριση video δεδομένων, η πρόσβαση στο διαδίκτυο για επικοινωνίες, η πραγματοποίηση συναλλαγών, οι διαδικτυακές αγορές, ο έλεγχος μηχανημάτων σε βιομηχανίες κ.λπ. Σε αυτά τα δίκτυα χρησιμοποιούνται συνήθως ως μέσα μετάδοσης το ομοαξονικό χάλκινο καλώδιο, τα δισύρματα ομοαξονικά χάλκινα καλώδια, ο ελεύθερος χώρος για μετάδοση μέσω υπερύθρων. Ειδικότερα, το συνεστραμμένο ζεύγος καλωδίων, καθώς και τα ομοαξονικά καλώδια, που χρησιμοποιούνται ως φυσικό μέσο για την παροχή τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών, έχουν περιορισμένο εύρος ζώνης, όταν πρόκειται να εξυπηρετήσουν μεγάλο όγκο πληροφοριών, ενώ είναι ευαίσθητα σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές (EMI-Electromagnetic Interference) [1],[2].

Οι οπτικές ίνες χρησιμοποιούνται ευρέως σήμερα για τη μετάδοση δεδομένων μεγάλου όγκου σε μακρινές αποστάσεις. Αποτελούν πλέον το κύριο μέσο μετάδοσης, το οποίο πέραν του εξαιρετικά μεγάλου εύρους ζώνης, προσφέρει σημαντική ανοχή στις ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές [3]. Οι οπτικές ίνες που βασίζονται στο διοξείδιο του πυριτίου (silica) (GOF - Glass Optical Fiber) δεν ενδείκνυνται όμως προς χρήση τόσο μέσα στους χώρους του τελικού χρήστη, λ.χ. κατοικίες, λόγω της μηχανικής ευαισθησίας και του μεγάλου κόστους εγκατάστασης και συντήρησης. Αντιθέτως, οι πλαστικές οπτικές ίνες (PMMA - POF Plastic Optical Fiber), οι οποίες παρασκευάζονται από ένα φθηνό υλικό το PMMA (Poly-Methyl-MethAcrylate), αποτελούν ιδανική λύση για την υλοποίηση των δικτύων μικρής κλίμακας [1],[3].

Ένα σύστημα που χρησιμοποιεί πλαστική οπτική ίνα (POF) έχει αρκετά πλεονεκτήματα σε σχέση με τα συστήματα που χρησιμοποιούν γυάλινη οπτική ίνα (GOF) ή καλώδιο χαλκού. Ειδικότερα, απαιτεί απλούστερα, φθηνότερα και λιγότερα εξαρτήματα, τα οποία λειτουργούν στο οπτικό παράθυρο του ορατού φωτός (π.χ. στα 530, 570 και 650 nm), και προσφέρει ευελιξία και ανοχή σε κάμψεις, κραδασμούς και δονήσεις. Επιπλέον, παρέχει ευκολία στο χειρισμό και τη σύνδεση. Τέλος, παρουσιάζει μικρότερη κατανάλωση ισχύος σε σύγκριση με τα συστήματα, που χρησιμοποιούν χαλκό [2].

Το επόμενο σχήμα (Σχήμα 1) παρουσιάζει το βασικό δομικό διάγραμμα ενός συστήματος μετάδοσης, που χρησιμοποιεί ως μέσο διάδοσης την πλαστική οπτική ίνα (POF-PMMA).



Σχήμα 1: Δομικό διάγραμμα ενός βασικού τηλεπικοινωνιακού συστήματος βασισμένου σε πλαστική οπτική ίνα

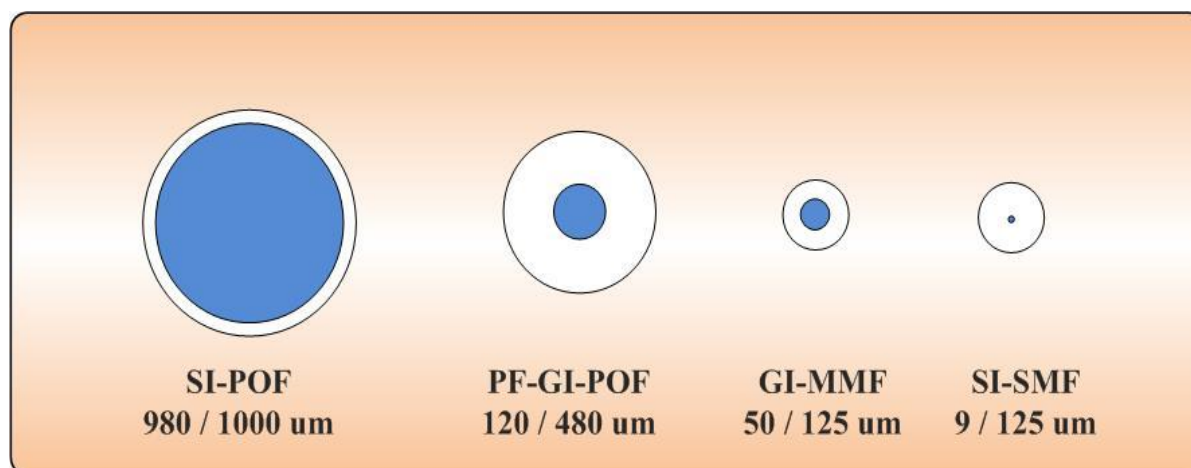
Το σύστημα αυτό αποτελείται από: α) την πηγή των δεδομένων, β) τον πομπό, που εμπεριέχει το στάδιο για τη μετατροπή του ηλεκτρικού σήματος σε οπτικό μέσω

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

κατάλληλης διαμόρφωσης του laser, γ) την πλαστική οπτική ίνα, μέσω της οποίας διαδίδεται το οπτικό σήμα, το οποίο ακολούθως φθάνει δ) στον δέκτη, ο οποίος με τη σειρά του εμπεριέχει το τμήμα μετατροπής του οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό με τη χρήση φωτοδιόδου και ενισχυτή διεμπέδησης (TIA-TransImpedance Amplifier). Η σύζευξη του φωτός στην ίνα μπορεί να γίνει με ή χωρίς τη χρήση απλών πλαστικών φακών. Η ίνα συνδέεται με τα ενεργά στοιχεία του συστήματος (laser, φωτοδιόδος) είτε απευθείας, είτε με τη χρήση κατάλληλων συνδέσμων (connectors).

## 1.2 Χαρακτηριστικά των πλαστικών οπτικών ινών

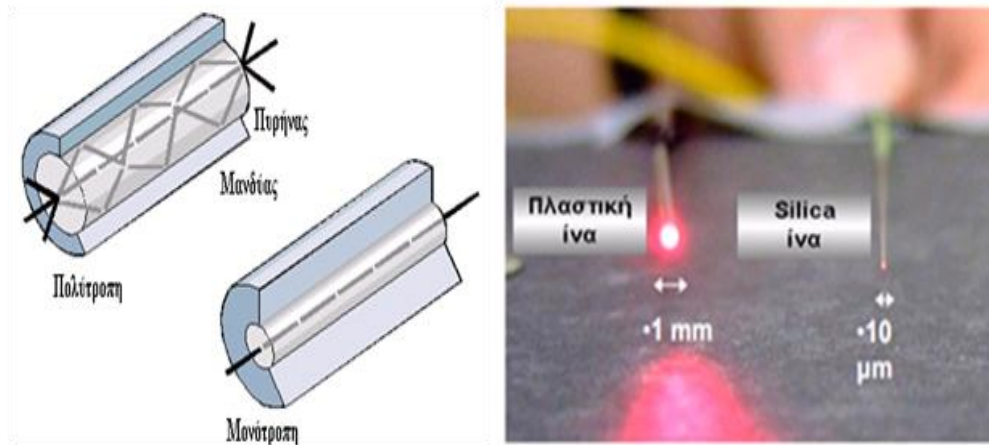
Στο Σχήμα 2, γίνεται σύγκριση των διαμέτρων διαφόρων τύπων οπτικών ινών και συγκεκριμένα: α) της βηματικού δείκτη διάθλασης πλαστικής οπτικής ίνας (SI-POF PMMA Step Index-Plastic Optical Fiber) με διάμετρο πυρήνα 980um, β) της υπερφθοριωμένης διαβαθμισμένου δείκτη διάθλασης ίνας (PF GI-POF, Perfluorinated Graded Index-Polymer Optical Fiber) με διάμετρο πυρήνα 120um, γ) της πολύτροπης διαβαθμισμένου δείκτη διάθλασης ίνας πυριτίου (GI-MMF Graded Index Multimode Fiber) με διάμετρο πυρήνα 50um και δ) της μονότροπης βηματικού δείκτη διάθλασης (SI-SMF Step Index-Single Mode Fiber) με διάμετρο πυρήνα 9um [1]-[4].



Σχήμα 2: Σύγκριση των διαμέτρων διαφόρων τύπων ινών από δεξιά προς τα αριστερά: α) η SI-POF PMMA ίνα με διάμετρο πυρήνα 980um, β) PF GI-POF ίνα με διάμετρο πυρήνα 120um, γ) η GI-MMF με διάμετρο πυρήνα 50um και δ) SI-SMF με διάμετρο πυρήνα 9um

Είναι προφανής η τεράστια διαφορά διαμέτρου της πλαστικής ίνας απ' αυτήν που βασίζεται σε silica. Το Σχήμα 3, που ακολουθεί, απεικονίζει με απλουστευμένο τρόπο τα χαρακτηριστικά οπτικής διάδοσης μιας SI-POF ίνας και μιας τυπικής μονότροπης ίνας. Όπως προκύπτει, η διαμέτρου 1mm SI-POF ίνα επιτρέπει ευκολότερη σύνδεση και χειρισμό ενώ κυματοδηγεί περισσότερο φως με μεγαλύτερη γωνία, αφού έχει μεγαλύτερο Αριθμητικό Άνοιγμα (Numerical Aperture), N.A. = 0.5. Από την άλλη πλευρά, συνέπεια της μεγάλης διαμέτρου της ίνας είναι η υποστήριξη (κυματοδηγήση) πάρα πολλών εγκάρσιων τρόπων με αποτέλεσμα τις εξαιρετικά υψηλές τιμές διασποράς τρόπων (modal dispersion) με συνέπεια το πολύ περιορισμένο διαθέσιμο εύρος ζώνης. Μια τυπική τιμή του γινομένου εύρους ζώνης και μήκους ίνας είναι 50MHz·100m [1]-[4].

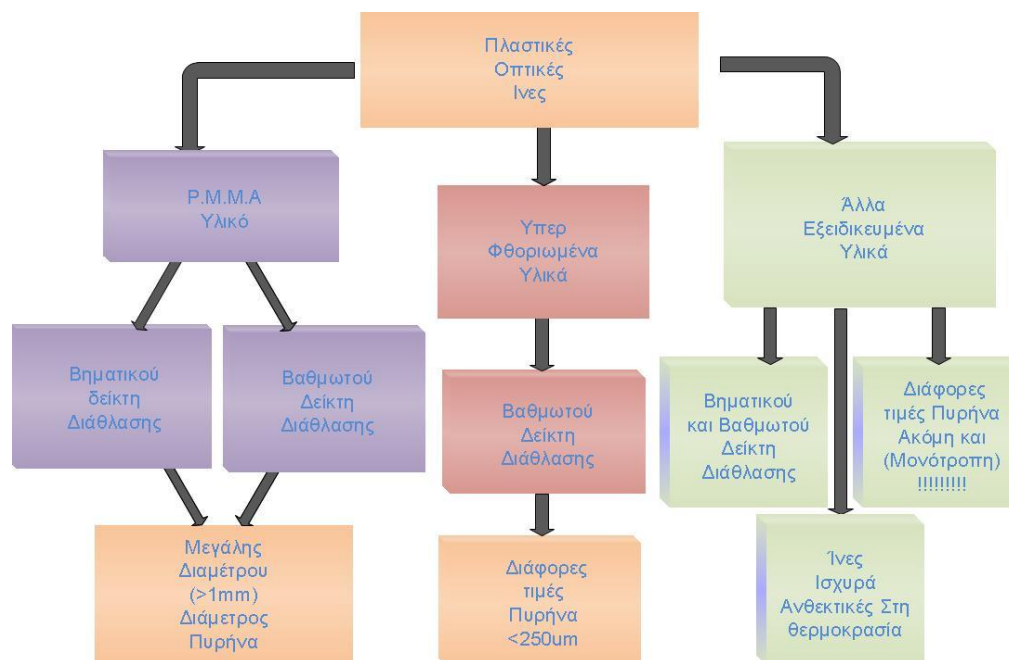
Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



**Σχήμα 3:** Σύγκριση α) της πολύτροπης και της μονότροπης οπτικής ίνας και β) των διαστάσεων της PMMA SI-POF ίνας με την κλασική μονότροπη SMF ίνα

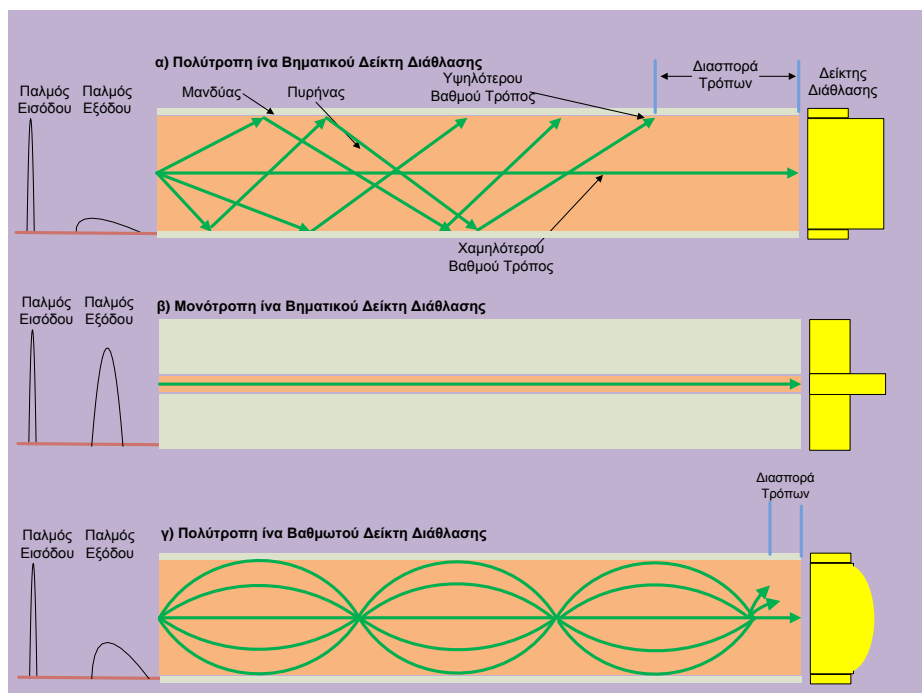
Στο Σχήμα 4, παρουσιάζεται μια επισκόπηση των διάφορων τύπων POF ιών, που υπάρχουν εμπορικά διαθέσιμοι [4],[5]. Οι δύο βασικοί τύποι των PMMA-POF ιών είναι:

1. Οι POF ίνες βηματικού δείκτη διάθλασης με μεγάλη διάμετρο πυρήνα 0.98mm (SI-POF) και
2. Οι POF ίνες διαβαθμισμένου δείκτη διάθλασης (Graded Index-GI).



**Σχήμα 4:** Επισκόπηση των διάφορων διαθέσιμων τύπων POF [2],[4]

Ο πρώτος τύπος είναι γνωστός ως POF και ο δεύτερος τύπος ως PF-POF ή GI-POF. Θα πρέπει να διευκρινιστεί ότι ο όρος PMMA SI-POF χρησιμοποιείται για τις ίνες μεγάλης διαμέτρου, οι οποίες είναι κατασκευασμένες από PMMA υλικό.



**Σχήμα 5: Σύγκριση του προφίλ των δεικτών διάθλασης καθώς και των χαρακτηριστικών διάδοσης με βάση την γεωμετρική οπτική, για πολύτροπη ίνα βηματικού δείκτη διάθλασης SI, για μονότροπη ίνα βηματικού δείκτη διάθλασης και για πολύτροπη ίνα διαβαθμισμένου δείκτη διάθλασης GI**

Στο Σχήμα 5, συγκρίνεται το προφίλ των δεικτών διάθλασης πολύτροπων οπτικών ινών με βηματικό και διαβαθμισμένο δείκτη διάθλασης με τη μονότροπη οπτική ίνα. Παρουσιάζεται το αποτέλεσμα της διάδοσης ενός οπτικού παλμού, όταν αυτός μεταδοθεί μέσα από τις ως άνω ίνες. Στην πολύτροπη οπτική ίνα βηματικού δείκτη διάθλασης παρατηρούμε ότι ο παλμός διευρύνεται χρονικά λόγω των πολλών τρόπων, που διεγείρονται (φαινόμενο διασποράς των τρόπων) και κυματοδηγούνται στην ίνα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να περιορίζεται σημαντικά το διαθέσιμο εύρος ζώνης των συχνοτήτων, που μπορεί να μεταδώσει. Στην περίπτωση αυτή ανήκουν οι PMMA SI-POF ίνες.

Στην ίνα διαβαθμισμένου δείκτη διάθλασης παρατηρούμε ότι ο παλμός έχει διευρυνθεί στο χρόνο σε μικρότερο βαθμό σε σύγκριση με την προηγούμενη περίπτωση, υποστηρίζοντας με αυτόν τον τρόπο μεγαλύτερο ρυθμό μετάδοσης. Σε αυτήν την κατηγορία ανήκουν οι GI-POF ίνες. Στο μέσο του ίδιου σχήματος εμφανίζεται το αποτέλεσμα της διάδοσης ενός οπτικού παλμού μέσα από την μονότροπη οπτική ίνα βηματικού δείκτη διάθλασης. Σε αυτή την περίπτωση τόσο το ποσοστό της χρονικής διεύρυνσης του παλμού στην έξοδο της ίνας, όσο και το ποσοστό της οπτικής ισχύος την οποία χάνει ο παλμός κατά την διάδοσή του είναι πολύ μικρό. Ως αποτέλεσμα, οι ίνες αυτές υποστηρίζουν μεγάλους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων σε πολύ μεγάλες αποστάσεις. Στην κατηγορία αυτή ανήκουν οι SSMF ίνες (Standard Single Mode Fibers).

Ο παρακάτω πίνακας (Πίνακας 1) συγκεντρώνει τα χαρακτηριστικά διαφόρων τύπων οπτικών ινών, μεταξύ των οποίων είναι το υλικό κατασκευής, το αριθμητικό άνοιγμα N.A., το μήκος κύματος λειτουργίας, η εξασθένιση, το γινόμενο εύρους ζώνης-μήκους της ίνας, καθώς και οι εφαρμογές, στις οποίες οι ίνες χρησιμοποιούνται [4].

**Πίνακας 1: Σύγκριση παραμέτρων διαφόρων τύπων ινών**

	SI-POF	GI-POF	PF GI-POF	MMF	SSMF
Υλικό	PMMA	PMMA	Cytop	Silica	Silica
Διάμετρος Πυρήνα	1 mm	1 mm	50-120 um	50/62.5um	9-10um
Αριθμητικό Άνοιγμα	0.5	0.23	0.18	0.2	0.13
Μήκος Κύματος Λειτουργίας	400-650nm	650nm	850/1310nm	850/1310nm	1310/1550nm
Εξασθένιση (dB/Km)	< 200	< 200	< 50	< 3	< 0.2
Γινόμενο Εύρους Ζώνης και Μήκους	5MHz · Km	> 150 MHz·Km	> 0.3 GHz·Km	>0.35 GHz·Km	-----
Εφαρμογές	Αυτοματισμός/ Δίκτυα Μικρής Κλίμακας - Κατοικίες - Γραφεία	Δίκτυα Μικρής Κλίμακας- Κατοικίες Γραφεία/ Μετάδοση δεδομένων HDMI	Interconnects	Interconnects ROF	Long haul Metro Access

Από τον πίνακα αυτόν, το μεγάλο εύρος μεταβολής των βασικών χαρακτηριστικών των διαφόρων τύπων οπτικών ινών όπως το γινόμενο εύρους ζώνης και μήκους ίνας, οι απώλειες, το μήκος κύματος λειτουργίας κ.α. Συνάγεται, επίσης, ότι οι ίνες PMMA SI-POF έχουν το μικρότερο εύρος ζώνης ανά Km οπτικής ίνας, 5MHz/Km ή 50MHz/100m, τιμή πολύ μικρή, για να υποστηρίξει μεγάλους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων.

Στις παραγράφους που ακολουθούν αναφέρονται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα των PMMA SI-POF ινών, καθώς και τα βασικά χαρακτηριστικά τους, όπως η εξασθένιση και το εύρος ζώνης. Στη συνέχεια, γίνεται αναφορά αφενός στα ενεργά στοιχεία, που χρησιμοποιούνται στα POF συστήματα, μεταξύ των οποίων είναι οι οπτικές πηγές και οι φωτοφωρατές-φωτοδίοδοι, αφετέρου στα παθητικά στοιχεία, όπως οι σύνδεσμοι (connectors), οι POF συζεύκτες (couplers).

### 1.3 Πλεονεκτήματα-Μειονεκτήματα των PMMA SI-POF

Η συνηθέστερη εμπορικά διαθέσιμη PMMA SI-POF ίνα είναι αυτή που έχει διάμετρο πυρήνα 980um και συνολική διάμετρο 1mm, στην οποία περιλαμβάνεται και τον μανδύα (cladding). Ο τύπος αυτός της POF ίνας έχει τυποποιηθεί [6]. Η μεγάλη επιτυχία της έγκειται στο μεγάλο αριθμό των εφαρμογών, στις οποίες μπορεί να χρησιμοποιηθεί, όπως για παράδειγμα σε εφαρμογές υψηλής πιστότητας "Hi - Fi", σε συστήματα παροχής δεδομένων Video και ήχου, σε κινούμενα μέσα, σε δίκτυα εντός κτηρίων και κατοικιών, σε συστήματα παρακολούθησης με μεγάλο ρυθμό video δεδομένων. Εξάλλου, η πληθώρα των πλεονεκτημάτων της λόγω των χαρακτηριστικών της έναντι



Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

της GOF ίνας την έχει καταστήσει ως πιο ελκυστικό μέσο μετάδοσης για την ανάπτυξη δικτύων μικρής κλίμακας.

Μεταξύ των κύριων πλεονεκτημάτων των SI-POF ινών περιλαμβάνονται τα ακόλουθα:

1. Το PMMA υλικό είναι ιδιαίτερα χαμηλού κόστους.
2. Οι SI-POF ίνες επιτρέπουν λόγω της μεγάλης διαμέτρου τους εύκολο χειρισμό, ο οποίος μπορεί να γίνει με τη χρήση κοινών και φθηνών εργαλείων [1]-[5].
3. Εξαιτίας της μεγάλης διαμέτρου τους σε σχέση με τις GOF ίνες, οι συνδετήρες (connectors) για τη διασύνδεση των ινών μεταξύ τους ή των ινών με τα ενεργά στοιχεία είναι λιγότερο πολύπλοκοι και φθηνότεροι σε σχέση με τους αντίστοιχους, που χρησιμοποιούνται στις GOF ίνες [1]-[5].
4. Εξαιτίας του μεγάλου αριθμητικού ανοίγματος N.A., οι απώλειες λόγω κάμψης και λόγω σύζευξης του φωτός στην POF ίνα είναι μικρότερες σε σχέση με τις silica ίνες [1]-[5]. Συγκεκριμένα, έχει αποδειχθεί ότι με περισσότερες από 20 στροφές στις 90° με ακτίνα 14mm μπορούν να προκληθούν απώλειες της τάξης των 5dB για μία μετάδοση ρυθμού του 1Gbps [7].
5. Παρουσιάζουν μεγάλη μηχανική ανοχή και ελαστικότητα. Συγκεκριμένα, η ευκαμψία του πλαστικού υλικού επιτρέπει τον τραχύ χειρισμό της ίνας, χωρίς να προκαλεί μόνιμες βλάβες (π.χ. με ισχυρή κάμψη και στρέψη της ίνας). Δίνεται συνεπώς η δυνατότητα χρήσης των ινών αυτών σε βιομηχανικές εγκαταστάσεις.
6. Η σκόνη και η υγρασία επηρεάζουν σε μικρότερο βαθμό τις POF ίνες σε σχέση με τις GOF ίνες.
7. Οι οπτικές πηγές που χρησιμοποιούνται στα SI-POF συστήματα και ανήκουν στο παράθυρο του ορατού φάσματος είναι μικρού κόστους.
8. Δεν απαιτείται ιδιαίτερη ευθυγράμμιση (collimation) της οπτικής δέσμης με την SI-POF ίνα.



Σχήμα 6: Στην πρώτη γραμμή του σχήματος απεικονίζονται τα απαραίτητα εργαλεία για την κοπή και απογύμνωση της ίνας, ενώ στη δεύτερη διάφοροι τύποι υποδοχών διασύνδεσης (connectors) [5],[8]

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Σε αυτό το σημείο, σημαντική θεωρείται η αναφορά των σπουδαιότερων πλεονεκτημάτων των SI-POF ινών έναντι των καλωδίων χαλκού.

Συγκεκριμένα, οι ίνες αυτές:

- Παρουσιάζουν πλήρη ανοχή σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές.
- Μπορούν να τοποθετηθούν δίπλα σε καλώδια μεταφοράς ενέργειας εξαιτίας της συμπεριφοράς τους ως μονωτές.
- Διαθέτουν χαμηλότερο βάρος.

Επιπλέον, οι πομποδέκτες για τα συστήματα POF απαιτούν λιγότερη κατανάλωση ισχύος σε σχέση με τους αντίστοιχους στα συστήματα μετάδοσης, που χρησιμοποιούν χαλκό.

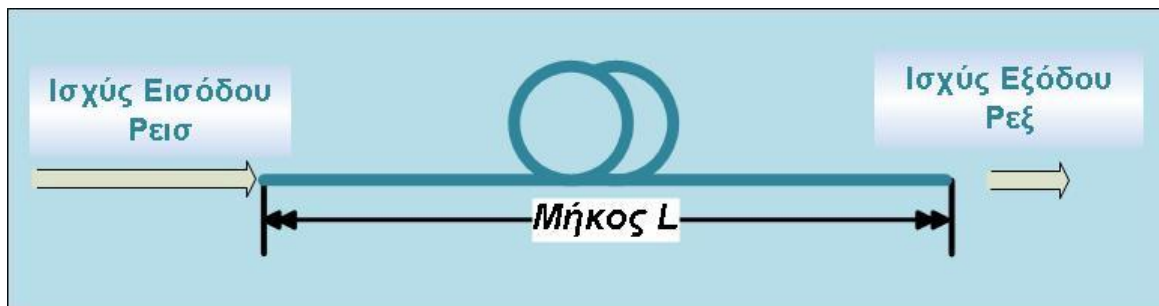
Παρά τα πλεονεκτήματά τους, οι SI-POF ίνες παρουσιάζουν τα ακόλουθα μειονεκτήματα:

- Έχουν περιορισμένο διαθέσιμο εύρος ζώνης λόγω της μεγάλης τιμής της διασποράς των τρόπων (50MHz/100m).
- Έχουν υψηλό συντελεστή απωλειών με ελάχιστη τιμή των απωλειών στα 150dB/Km και υψηλή στα 200dB/Km για μήκος κύματος 650nm.

## 1.4 Χαρακτηριστικά των PMMA SI-POF ινών

### 1.4.1 Εξασθένιση

Μια σημαντική παράμετρος για τις ίνες είναι η εξασθένιση  $\alpha$ , στην οποία υπόκειται η οπτική ισχύς εισόδου  $P_{\text{εισ}}$ , όταν περνάει μέσα από μια οπτική ίνα μήκους  $L$ , όπως φαίνεται στο επόμενο σχήμα (Σχήμα 7).



Σχήμα 7: Σχηματική αναπαράσταση της εξασθένισης οπτικής ισχύος, όπου  $P_{\text{εξ}} < P_{\text{εισ}}$

Η σχέση που συνδέει την ισχύ εισόδου  $P_{\text{εισ}}$  με την ισχύ εξόδου  $P_{\text{εξ}}$  και τις απώλειες είναι:

$$P_{\text{εξ}} = P_{\text{εισ}} \cdot e^{-\alpha' L} \quad (1)$$

όπου το  $L$  δίνεται σε Km και  $\alpha'$  είναι ο συντελεστής εξασθένισης σε  $\text{Km}^{-1}$ . Επομένως, ο συντελεστής εξασθένισης  $\alpha$  σε dB/Km δίνεται από τη σχέση:

$$\alpha = \frac{10}{L} \cdot \log \frac{P_{\text{εισ}}}{P_{\text{εξ}}} \quad (2)$$

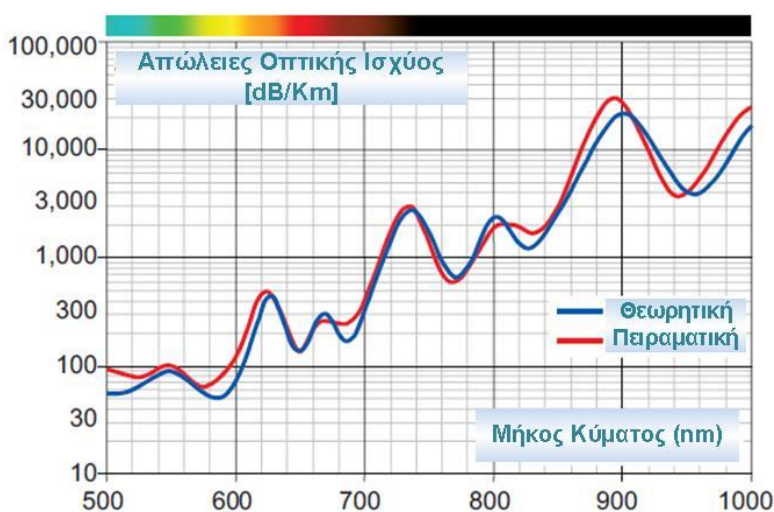
Στον ακόλουθο πίνακα (Πίνακας 2) αναγράφονται οι τυπικές τιμές εξασθένισης της ίνας SI-POF διαφόρων κατασκευαστών.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Πίνακας 2: Τυπικές τιμές εξασθένησης ίνας POF διαφόρων κατασκευαστών [2] \*Ο.Δ.: Όχι διαθέσιμος

Εξασθένηση [dB/Km]				
Διάμετρος (μm)	250	500	750	1000
Mitsubishi	< 700	< 190	< 180	< 160
Toray	< 300	< 180	< 150	< 150
Asahi	Ο.Δ.*	< 180	< 180	< 125
BOF	< 150	< 150	< 150	< 150
Optectron	< 150	< 150	< 150	< 150
Nuvitech	< 350	< 250	< 250	< 250

Στο επόμενο σχήμα (Σχήμα 8) διακρίνουμε τρία τοπικά ελάχιστα στο διάγραμμα των απωλειών σε συνάρτηση με το μήκος κύματος, τα οποία εντοπίζονται στα 530nm, στα 585nm και στα 650nm (πράσινο, κίτρινο και κόκκινο παράθυρο). Τυπικές τιμές εξασθένησης μιας SI-POF ίνας στα 650nm είναι 160dB/Km και στα 530nm είναι 110dB/Km [3]. Με βάση τα τρία αυτά τοπικά ελάχιστα γίνεται η επιλογή των οπτικών πηγών για τα POF συστήματα.



Σχήμα 8: Εξασθένηση-Απώλειες οπτικής ισχύος σε dB/Km σε συνάρτηση με το μήκος κύματος για τις PMMA SI-POF

### 1.4.2 Διασπορά των τρόπων

Η έννοια της διασποράς περιγράφει κάθε φαινόμενο δυνάμει του οποίου διαφορετικές συνιστώσες του διαδιδόμενου σήματος οδεύουν με διαφορετικές ταχύτητες στην οπτική ίνα με αποτέλεσμα την άφιξή τους στο δέκτη σε διαφορετικές χρονικές στιγμές. Στη μονότροπη οπτική ίνα κυριαρχούν η χρωματική διασπορά (chromatic dispersion) και η διασπορά τρόπων πόλωσης (polarization mode dispersion). Η χρωματική διασπορά σχετίζεται με το φαινόμενο, κατά το οποίο οι διαφορετικές φασματικές συνιστώσες ενός σήματος ταξιδεύουν με διαφορετικές ταχύτητες. Εκδηλώνεται δε για δύο λόγους. Ο μεν πρώτος αφορά στην εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από τη συχνότητα, (διασπορά του



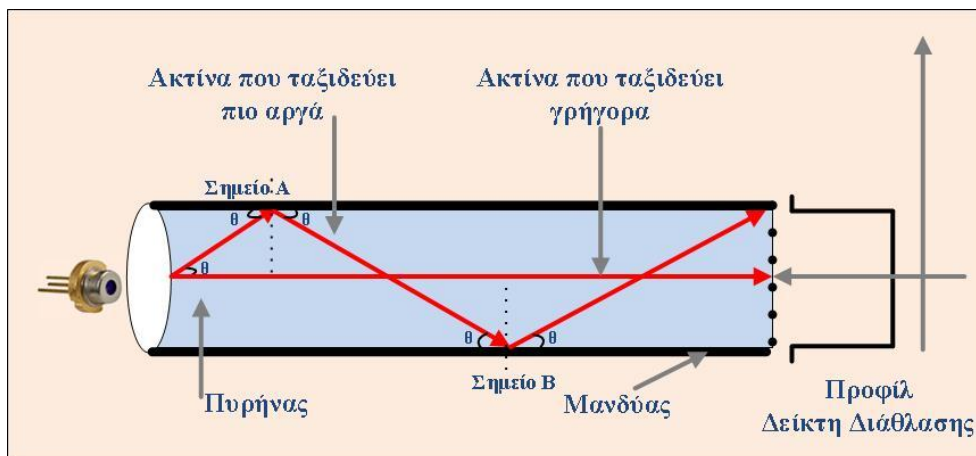
Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

υλικού). Ο δε δεύτερος σχετίζεται με το γεγονός ότι η ενέργεια του φωτός διαδίδεται κατά ένα μέρος στον πυρήνα και κατά ένα άλλο μέρος στο μανδύα (διασπορά κυματοδηγού). Στις πολύτροπες οπτικές ίνες και ειδικότερα στις πλαστικές SI-POF ίνες κυριαρχεί η διασπορά των τρόπων [9].



Σχήμα 9: Τα είδη διασποράς και η ταξινόμησή τους στα διάφορα είδη οπτικών ινών

Η διασπορά των τρόπων οδηγεί σε διεύρυνση των οπτικών παλμών εξαιτίας των διαφορετικών χρόνων άφιξης των διαφόρων τρόπων στην έξοδο της ίνας. Το φαινόμενο αυτό είναι παρόμοιο με το φαινόμενο της πολυδιόδευσης, που διέπει τη μετάδοση στις ασύρματες επικοινωνίες. Στην πολύτροπη οπτική ίνα βηματικού δείκτη διάθλασης οι διαφορετικοί χρόνοι μετάδοσης οφείλονται στα διαφορετικά "μονοπάτια", που ακολουθεί το οπτικό σήμα μέσα στην ίνα, όπως παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 10).



Σχήμα 10: Διάδοση του φωτός μέσα στην πλαστική ίνα βηματικού δείκτη διάθλασης PMMA SI-POF

Από το ως άνω σχήμα εμφανίζεται ότι οι τρόποι με μεγάλη γωνία  $\theta$  ακολουθούν "μακρύτερα" μονοπάτια μέσα στην ίνα, γεγονός που οδηγεί σε μεγαλύτερους χρόνους άφιξης στην έξοδο της ίνας. Η ταχύτητα των ακτινών μέσα στην ίνα σε έναν ομοιόμορφα κατανομημένο πυρήνα δίνεται από τον τύπο:

$$u_{\text{πυρ}} = \frac{c_0}{n_{\mu\alpha\nu}} \quad (3)$$

όπου  $c_0$  η ταχύτητα του φωτός στο κενό. Εάν  $l_p$  είναι το μήκος του μονοπατιού, που ακολουθεί η ακτίνα μέσα σε ένα κομμάτι ίνας μήκους  $l$ , τότε ισχύει ότι:

$$l_p = \frac{l}{\cos\theta} \quad (4)$$

Επίσης, ο χρόνος που απαιτείται για να φθάσει η ακτίνα στην έξοδο της ίνας μήκους  $L$  είναι:

$$t_{\text{ray}} = \frac{L}{\cos\theta} \cdot \frac{n_{\mu\alpha\nu}}{c_0} \quad (5)$$

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Ο ελάχιστος χρόνος  $t_{\min}$  μπορεί να υπολογιστεί θέτοντας στην τελευταία σχέση  $\theta = 0$ ,

$$t_{\min} = L \cdot \frac{n_{\text{πυρ}}}{c_0} \quad (6)$$

και ο μέγιστος χρόνος, θέτοντας  $\theta$  ίσο με  $\theta_c$ ,

$$t_{\max} = \frac{L}{\cos\theta_c} \cdot \frac{n_{\text{πυρ}}}{c_0} \quad (7)$$

Η διαφορά των αυτών δυο χρονικών μεγεθών δίνει τη διεύρυνση των παλμών και ισούται με:

$$\Delta t = t_{\max} - t_{\min} = \frac{L \cdot n_{\text{πυρ}}}{c_0} \cdot \left( \frac{1}{\cos\theta_c} - 1 \right) = \frac{L \cdot n_{\text{πυρ}}}{c_0} \cdot \left( \frac{n_{\text{πυρ}} - n_{\mu\alpha\nu}}{n_{\mu\alpha\nu}} \right) \quad (8)$$

αφού  $\cos\theta_c = n_{\mu\alpha\nu} / n_{\text{πυρ}}$ .

Από τα ανωτέρω συνάγεται ότι οι ίνες με μεγάλο αριθμητικό άνοιγμα N.A. προκαλούν μεγάλη διεύρυνση του παλμού με αποτέλεσμα οι ίνες αυτές να διαθέτουν μικρότερο διαθέσιμο εύρος ζώνης.

### 1.4.3 Υπολογισμός των τρόπων σε μια POF ίνα

Ο αριθμός των τρόπων, που υποστηρίζεται από έναν κυματοδηγό όπως η ίνα, δίνεται από τη σχέση:

$$N = \begin{cases} N \approx \frac{V^2}{2}, & \text{για ίνα με βηματικό δείκτη διάθλασης} \\ N \approx \frac{V^2}{4}, & \text{για ίνα με διαβαθμισμένο δείκτη διάθλασης} \end{cases} \quad (9)$$

όπου το  $V$  δίνεται από τη σχέση:

$$V = \frac{2 \cdot \pi \cdot a}{\lambda} \cdot A_N \Rightarrow \lambda = \frac{2 \cdot \pi \cdot a}{V} \sqrt{(n_{c0}^2 - n_{cl}^2)} \quad (10)$$

όπου  $a$  είναι η ακτίνα του πυρήνα,  $\lambda$  το μήκος κύματος της οπτικής πηγής και  $A_N$  το αριθμητικό άνοιγμα. Η παράμετρος αυτή καλείται ως παράμετρος  $V$ . Η παράμετρος  $V$  για step Index ίνα έχει τιμή 2.405. Το μήκος κύματος  $\lambda$  πάνω από το οποίο μπορεί να υπάρξει μέσα στον πυρήνα μόνο ένας εγκάρσιος τρόπος ονομάζεται μήκος κύματος αποκοπής  $\lambda_c$ . Σε διαφορετική περίπτωση, μιλάμε για μια πολύτροπη ίνα.

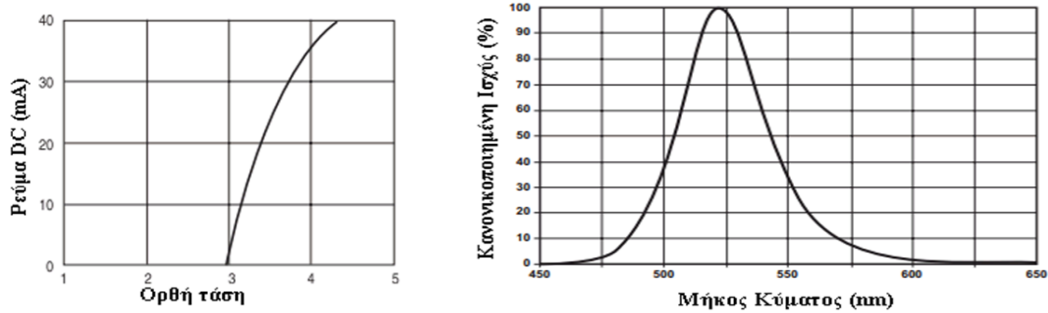
Επίσης από την σχέση (10) προκύπτει ότι, ο αριθμός των τρόπων εξαρτάται και από το μήκος κύματος της πηγής. Για την υλοποίηση λοιπόν, ενός συστήματος με POF ίνα, π.χ. με πηγή LED (Light Emitting Diode), πρέπει να λαμβάνεται υπόψη εκτός από τον τεράστιο αριθμό των τρόπων και το οπτικό φασματικό περιεχόμενο της πηγής. Για παράδειγμα, μία πολύτροπη οπτική ίνα με αριθμητικό άνοιγμα  $A_N = 0.5$  και ακτίνα πυρήνα ίση με 0.5mm μπορεί να κυματοδηγήσει 2.9 εκατομμύρια τρόπους, όταν το μήκος κύματος της πηγής είναι στα 650nm.

### 1.5 Πηγές κατάλληλες για συστήματα με SI-POF ίνα

Καταρχήν, τα LEDs είναι η πιο κοινή οπτική πηγή, που μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συστήματα με τις SI-POF ίνες. Είναι διαθέσιμα σε πολλά μήκη κύματος μεταξύ των οποίων και στα μήκη κύματος, στα οποία οι PMMA SI-POF ίνες παρουσιάζουν τη μικρότερη εξασθένιση (μπλε, πράσινο, κόκκινο). Μπορούν να εξασφαλίζουν ικανοποιητική οπτική ισχύ εξόδου (της τάξεως των αρκετών dBm) και με διαθέσιμο εύρος ζώνης μερικές δεκάδες MHz. Είναι κατάλληλα για μεταδόσεις χαμηλού ρυθμού έως 100Mbps σε συνδυασμό με πολύπλοκα σχήματα διαμόρφωσης. Τυπικές τιμές του εύρους γραμμής των LEDs είναι περίπου 40nm [1]-[6].

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Τα LEDs, που έχουν αναπτυχθεί για την αναπαραγωγή των CDs και DVDs (στο κόκκινο παράθυρο-650nm), μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη μετάδοση δεδομένων με χρήση SI-POF ινών και για εφαρμογές αισθητήρων.

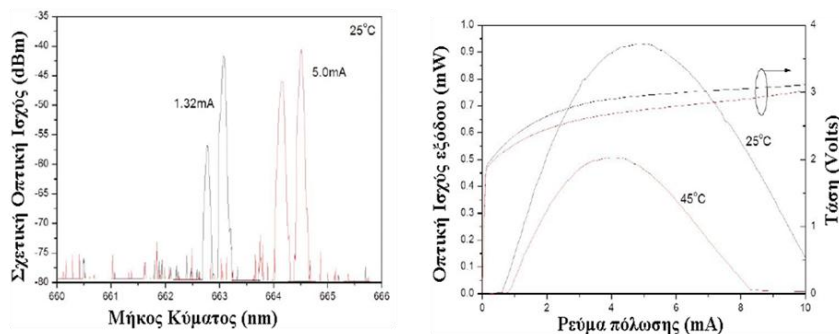


Σχήμα 11: Χαρακτηριστική I-V ενός πράσινου LED και φασματικά χαρακτηριστικά

Μια άλλη κατηγορία πηγών που αποκτά ενδιαφέρον για χρήση σε επικοινωνίες με SI-POF ίνες είναι τα VCSEL lasers (Vertical Cavity Surface Emitter Laser) με μήκος κύματος στα 650nm. Τα lasers αυτά επιτυγχάνουν ικανοποιητικές επιδόσεις ως προς το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων και αποτελούν μια φθηνή εμπορική λύση. Ένα εμπορικά διαθέσιμο τέτοιο laser είναι της εταιρείας Firecomms [10] με κεντρικό μήκος κύματος στα 665nm, διαθέσιμο εύρος ζώνης μεγαλύτερο από τα 3GHz και τυπική οπτική ισχύς εξόδου 0dBm [1]-[6].



Σχήμα 12: Διάγραμμα μιας απλής δομής VCSEL laser



Σχήμα 13: Χαρακτηριστική καμπύλη L-I, V-I και φασματικά χαρακτηριστικά του VCSEL Laser 665nm της Firecomms [10]

Ως τελευταία κατηγορία οπτικών πηγών που κατακτούν ολοένα και μεγαλύτερο έδαφος σε τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές αναφέρονται τα RC-LEDs (Resonant Cavity LEDs). Αυτά διαθέτουν μεγαλύτερο εύρος ζώνης σε σχέση με τα κλασικά LEDs και διαφέρουν

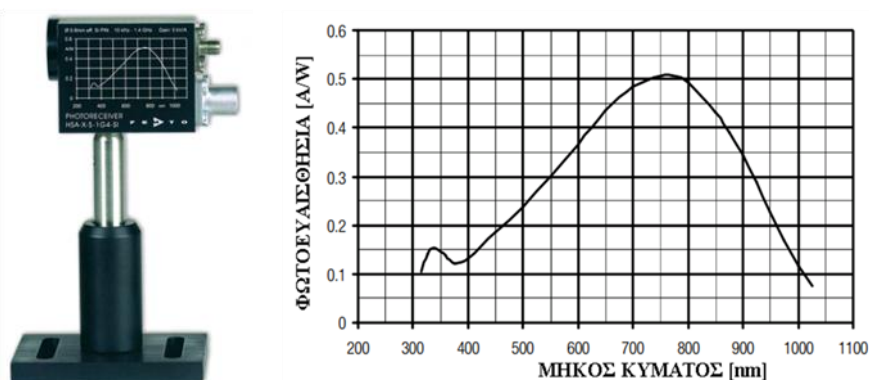
Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

από αυτά ως προς τη δομή τους. Ενσωματώνουν μια κάθετη στην επιφάνεια εκπομπής κοιλότητα, που περικλείεται από δύο ανακλαστικές επιφάνειες Bragg, από τις οποίες η μια είναι πλήρως ανακλαστική και η άλλη, η οποία βρίσκεται στην επιφάνεια εκπομπής, μερικώς ανακλαστική. Μεταξύ αυτών των δύο ανακλαστικών επιφανειών δημιουργείται ένας χώρος ταλάντωσης της ακτινοβολίας, που θυμίζει τη λειτουργία των lasers. Τυπικές τιμές του διαθέσιμου εύρου ζώνης των RC-LEDs είναι τα 250 MHz περίπου με οπτική ισχύ εξόδου περίπου στα 0dBm [10].

## 1.6 Φωτοφωρατές-Φωτοдиодοι

Οι φωτοдиодοι πυριτίου χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές με PMMA SI-POF ίνες. Η μεγάλη αποκρισιμότητά τους κυμαίνεται περίπου στα 850-905 nm και παραμένει υψηλή στην περιοχή των 650nm. Με τη μείωση του μήκους κύματος λειτουργίας τους μειώνεται η απόδοσή τους. Οι φωτοдиодοι αυτές έχουν τυπικές τιμές ενεργής περιοχής από 500-800um. Λαμβάνοντας υπόψη ότι η διάμετρος του πυρήνα της ίνας είναι μεγαλύτερη (980 um) από την ενεργή περιοχή της φωτοдиодου, απαιτείται η χρήση σφαιρικών πλαστικών φακών ώστε να επιτυγχάνεται καλύτερη σύζευξη του φωτός στην επιφάνεια της φωτοдиодου.

Η φωτοдиодος που απεικονίζεται στο ακόλουθο σχήμα (Σχήμα 14) έχει εύρος ζώνης πάνω από 2GHz με ισοδύναμο οπτικό θόρυβο ισχύος NEP (Noise Equivalent Power) 26 pW/√Hz. Στο ίδιο σχήμα, παρουσιάζεται το διάγραμμα της αποκρισιμότητας σε [A/W] σε συνάρτηση με το μήκος κύματος. Για μήκος κύματος στα 650nm, που αποτελεί ένα από τα μήκη κύματος ενδιαφέροντος για τα SI-POF συστήματα, η αποκρισιμότητα έχει τιμή  $R = 0.45$  A/W [2],[11].



Σχήμα 14: Μια τυπική φωτοдиодος πυριτίου και η καμπύλη αποκρισιμότητας της  $R$  [A/W], όπου για μήκος κύματος 650nm η τιμή της είναι  $R = 0.45$  [11]

## 1.7 Παθητικά στοιχεία

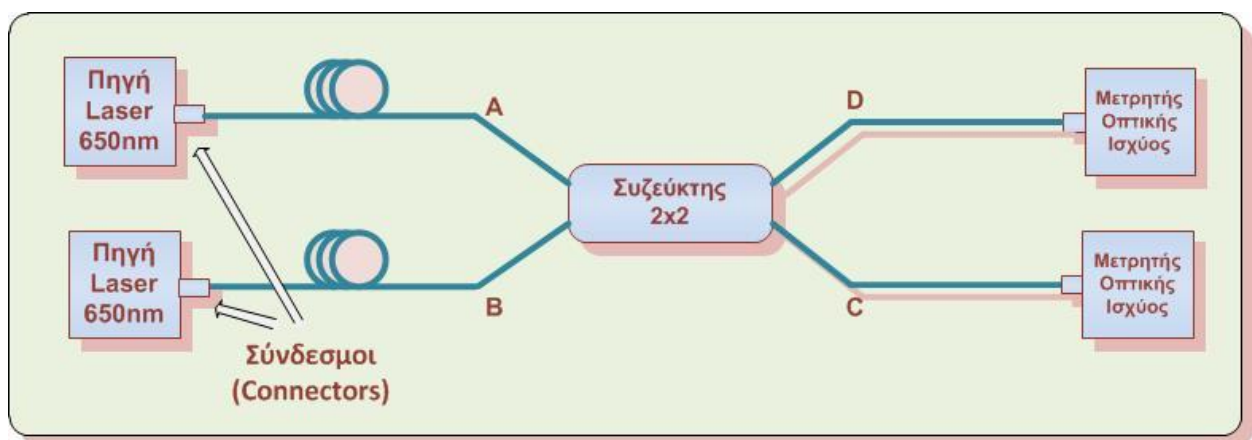
Παθητικά στοιχεία στο χώρο των POF ινών δεν υπάρχουν αρκετά, όπως υπάρχουν στο χώρο των GOF ινών. Το μόνο παθητικό στοιχείο, που κάποιος θα μπορούσε να αναφέρει, είναι οι POF συζεύκτες (couplers), που εμφανίζονται στο επόμενο σχήμα (Σχήμα 15).

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



**Σχήμα 15: Οι POF συζεύκτες (couplers) οι οποίοι είναι εμπορικά διαθέσιμοι (2x1,4x4,2x2)**

Ο λόγος που δεν υπάρχουν πολλά παθητικά στοιχεία βασισμένα σε POF ίνα είναι ότι δεν υπάρχει ανάγκη στην αγορά για αυτά. Ειδικότερα, οι συζεύκτες με PMMA SI-POF ίνα οι οποίοι είναι πολύ εύκολο να κατασκευαστούν, έχουν μεγάλο excess loss της τάξης των 3dB καθώς και Insertion loss.



**Σχήμα 16: Μέτρηση του Excess και Insertion loss**

$$\left. \begin{aligned} \text{Excess Loss(dB)} &= 10 \cdot \log_2 \left( \frac{P_0(C)+P_0(D)}{P_0(A)} \right) \\ \text{Excess Loss(dB)} &= 10 \cdot \log_2 \left( \frac{P_0(C)+P_0(D)}{P_0(B)} \right) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{Insertion Loss(dB)} &= 10 \cdot \log_2 \left( \frac{P_0(C)}{P_0(A)} \right) \\ \text{Insertion Loss(dB)} &= 10 \cdot \log_2 \left( \frac{P_0(D)}{P_0(A)} \right) \\ \text{Insertion Loss(dB)} &= 10 \cdot \log_2 \left( \frac{P_0(C)}{P_0(B)} \right) \\ \text{Insertion Loss(dB)} &= 10 \cdot \log_2 \left( \frac{P_0(D)}{P_0(B)} \right) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

όπου,  $P_0(A)$ ,  $P_0(B)$ ,  $P_0(C)$ ,  $P_0(D)$ , οι μετρούμενες ισχύεις στις θύρες A, B, C, D. Γενικά ως Insertion Loss σε dB ορίζονται οι απώλειες μεταξύ 2 συγκεκριμένων θυρών του συζεύκτη. Όμως λόγω ατελειών κατασκευής, σκέδασης και απορρόφησης ορίζεται ο λόγος Excess Loss (dB).

Επίσης δεν είναι εμπορικά διαθέσιμα τα οπτικά φίλτρα και οι εξασθενητές- attenuators για POF συστήματα.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

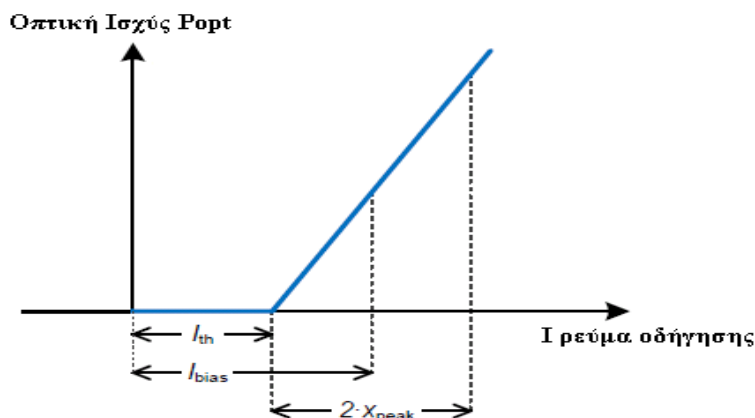
**Πίνακας 3: Τυπικές τιμές του Insertion και του Excess loss σε εμπορικά διαθέσιμους συζεύκτες**

ΠΟΡΤΕΣ	ΔΙΑΙΡΕΣΗ ΙΣΧΥΟΣ	INSERTION LOSS	EXCESS LOSS
2 x 2	50/50	Port A-Port C 5.6 dB Port A-Port D 3.7 dB Port B-Port C 3.7 dB Port B-Port D 5.6 dB	Port A 1.6 dB  Port B 1.6 dB
1 x 2	50/50	Port A-Port C 5.6 dB Port A-Port D 3.7 dB	Port A 1.6 dB

Τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά των πλαστικών οπτικών ινών έχουν προσελκύσει το ενδιαφέρον της έρευνας για χρήση των PMMA SI-POF ινών στο πεδίο των αισθητήρων (sensing) για τη μέτρηση φυσικών μεγεθών [12]. Οι ίνες αυτές θεωρούνται κατάλληλες για ανάπτυξη συστημάτων αισθητήρων, τα οποία συσχετίζουν τη διακύμανση του λαμβανομένου φωτός με το υπό μέτρηση μέγεθος (π.χ. Θερμοκρασία, συγκέντρωση ουσιών σε διαλύματα (π.χ. αιθανόλη, μεθανόλη), μελέτη ταχύτητας ροής υγρών, συγκέντρωση αερίων (διοξείδιο του θείου, οξυγόνο, αμμωνία), σε εφαρμογές οικοδομικής αρτιότητας κατασκευής (Structural Health Monitoring) π.χ. για την παρακολούθηση ρωγμών). Οι αισθητήρες οι οποίοι καλούνται intensimetric sensors είναι κατά βάση χαμηλού κόστους, αφού απαιτούν μια πηγή LED και έναν δέκτη, που λειτουργεί ως μετρητής της οπτικής ισχύος. Τα συστήματα των αισθητήρων είναι πολύ ευαίσθητα σε οποιοσδήποτε διαταραχές της λαμβανόμενης οπτικής ισχύος και δεν μπορούν να διακρίνουν τις μεταβολές, που οφείλονται στο υπό μέτρηση μέγεθος [13]-[19].

### 1.8 Άμεση διαμόρφωση έντασης

Ένας οπτικός διαμορφωτής έντασης μπορεί να μοντελοποιηθεί από ένα γραμμικό διαμορφωτή, όπως εμφανίζεται στο επόμενο σχήμα (Σχήμα 17). Όταν το ρεύμα οδήγησης αυξάνεται πάνω από το  $I_{th}$  η οπτική ισχύς εξόδου αυξάνεται γραμμικά, ενώ όταν το ρεύμα οδήγησης πέφτει κάτω από το ρεύμα κατωφλίου  $I_{th}$ , η οπτική ισχύς εξόδου μηδενίζεται.



**Σχήμα 17: Ιδανική χαρακτηριστική καμπύλη P-I οπτικής ισχύος σε συνάρτηση με το ρεύμα πόλωσης για έναν οπτικό πομπό laser**

Έστω  $x(t)$  ότι είναι το σήμα-ρεύμα, το οποίο έχει μέγιστη τιμή κορυφής  $x_{peak} = \max(|x(t)|)$ . Η μέση τιμή του  $x(t)$  είναι 0, δηλ.  $E\{x(t)\} = 0$ , ενώ η μέση τιμή της ισχύος είναι  $E\{x^2(t)\} = \langle x^2(t) \rangle$ .

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Μια οπτική πηγή μπορεί να διαμορφωθεί με μονοπολικό ή με διπολικό σήμα, όταν σε αυτό προστεθεί μια DC συνιστώσα ρεύματος  $I_{bias}$ . Το μονοπολικό ρεύμα οδήγησης μπορεί να αναγραφεί ως:

$$I_{drive}(t) = I_{bias} + x(t) \quad (13)$$

και η οπτική ισχύς εξόδου δίνεται από τον τύπο:

$$P_{opt}(t) = \beta \cdot [I_{bias} + x(t)] \quad (14)$$

όπου  $\beta$  ο συντελεστής κβαντικής απόδοσης (quantum efficiency) του laser για τη μετατροπή του ηλεκτρικού ρεύματος σε οπτική ισχύ  $[W_0/A]$ .

### 1.8.1 Οπτικό Πλάτος Διαμόρφωσης (OMA)

Το Οπτικό Πλάτος Διαμόρφωσης (Optical Modulation Amplitude-OMA) χρησιμοποιείται, για να χαρακτηρίσει τη δυαδική on-off διαμόρφωση σε κανάλια με διαμόρφωση έντασης και άμεση φώραση (IM/DD) [20]. Ορίζεται δε ως η διαφορά των οπτικών ισχύων μεταξύ της μέγιστης τιμής της οπτικής ισχύος  $P_1$  και της χαμηλότερης τιμής της  $P_0$  και δίνεται από τη σχέση:

$$OMA = P_1 - P_0 \quad (15)$$

με τις  $P_1$  και  $P_0$  να δίνονται σε [mW].

Στην περίπτωση του οπτικού διαμορφωτή η ισχύς  $P_1$  δίνεται από τον τύπο [20]:

$$P_1 = \beta \cdot [I_{bias} + \max\{x(t)\}] = \beta \cdot (I_{bias} + x_{peak}) \quad (16)$$

ενώ η ισχύς  $P_0$ :

$$P_0 = \beta \cdot [I_{bias} + \min\{x(t)\}] = \beta \cdot (I_{bias} - x_{peak}) \quad (17)$$

Πολλές φορές, το OMA εκφράζεται και σε [dBm] σύμφωνα με τη σχέση:

$$OMA [dBm] = 10 \cdot \log_{10}(OMA [mW]) \quad (18)$$

### 1.8.2 Δείκτης Διαμόρφωσης

Ένα άλλο μέγεθος που χρησιμοποιείται στα συστήματα IM/DD είναι ο δείκτης διαμόρφωσης MI (Modulation Index), ο οποίος δίνεται από τη σχέση [20]:

$$MI = \frac{x_{peak}}{I_{bias} - I_{th}} \quad (19)$$

### 1.9 Προσεγγίσεις Μοντελοποίησης της SI-POF ίνας

Ένα οπτικό κανάλι που περιέχει SI-POF ίνα μπορεί να θεωρηθεί ως ένα κανάλι με άμεση διαμόρφωση και άμεση φώραση (IM/DD).

1. Σύμφωνα με μετρήσεις που υπάρχουν στη διεθνή βιβλιογραφία [19] η SI-POF ίνα μπορεί να προσεγγιστεί ως ένα Gaussian χαμηλοδιαβατό φίλτρο, που εκφράζεται από τη σχέση:

$$H(f) = e^{-\frac{f^2}{2f_0^2}} = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{f}{f_0}\right)^2} \quad \text{όπου } f_0 = f_{3dB}/\sqrt{\ln(2)} \quad (20)$$

και  $f_{3dB}$  είναι το -3dB εύρος ζώνης ηλεκτρικού/οπτικού/ηλεκτρικού καναλιού σε Hz.



Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

- Μια άλλη προσέγγιση για την απόκριση συχνότητας των SI-POF ινών, δίνεται από την έκφραση ενός χαμηλοδιαβατού φίλτρου πρώτης τάξεως:

$$H(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_0})^2}} \quad (21)$$

όπου  $f_0 = f_{3dB}$  είναι η συχνότητα αποκοπής της ίνας.

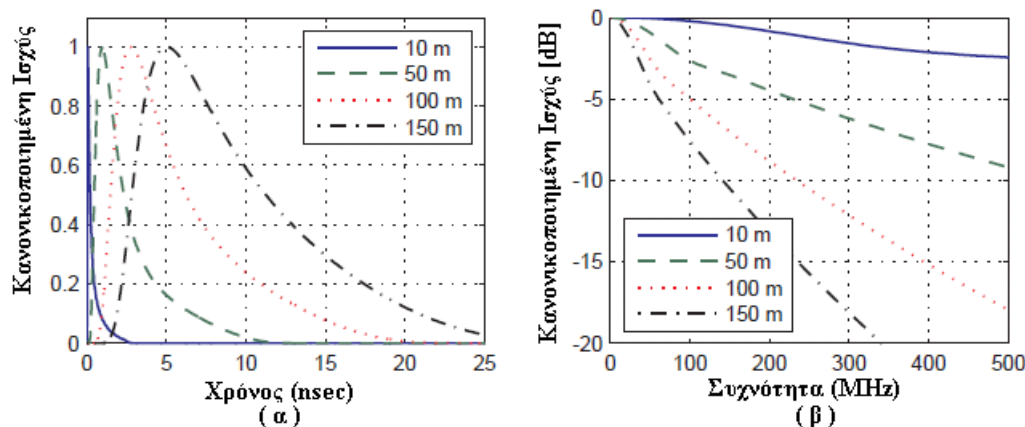
Στον παρακάτω πίνακα επισημαίνονται οι συχνότητες αποκοπής (-3dB) για διάφορα μήκη SI-POF ίνας, καθώς και οι θεωρητικές και οι πειραματικές τιμές της χωρητικότητας της ίνας [20].

**Πίνακας 4: Θεωρητικές και πειραματικές τιμές της χωρητικότητας της ίνας**

Μήκος [m]	Τυπική Μετρούμενη Συχνότητα Αποκοπής (-3dB) [MHz]	Gaussian Προσέγγιση [Gbits/s]	Προσέγγιση Πρώτης Τάξης Φίλτρου [Gbits/s]
25	200	13.2	151.7
50	110	6.6	59.4
75	83	4.3	28.6
100	62	2.7	13.7
150	33	1.0	3.0
200	17	0.3	0.6

- Μια άλλη προσέγγιση για τη μοντελοποίηση του καναλιού της ίνας προκύπτει από την επίλυση της εξαρτημένης από το χρόνο εξίσωσης ροής της οπτικής ισχύος (time-dependent power flow equation) του Gloge [21],[22]. Η επίλυση αυτής της εξίσωσης [23],[24] οδηγεί στον υπολογισμό της κρουστικής απόκρισης και της απόκρισης συχνότητας της ίνας.

Το επόμενο σχήμα (Σχήμα 18) δείχνει τις καμπύλες της κρουστικής απόκρισης και της απόκρισης συχνότητας της ίνας για μήκη ίνας 10, 50, 100 και 150m, όπως προέκυψαν από την επίλυση της time-dependent power flow εξίσωσης.



**Σχήμα 18: Αποτελέσματα αριθμητικής επίλυσης της time-dependent power flow εξίσωσης α) κρουστικής απόκρισης της ίνας και β) απόκρισης συχνότητας της ίνας για 10, 50, 100 και 150m SI-POF ίνας [4]**



Τα ως άνω αριθμητικά μοντέλα, από τα οποία προκύπτει η απόκριση συχνότητας και η κρουστική απόκριση της ίνας, χρησιμοποιούνται στις μετέπειτα προσομοιώσεις.

Ακολουθεί μια ενδεικτική αναφορά σε εργασίες, που υπάρχουν στη βιβλιογραφία σχετικά με τη μετάδοση σε IM/DD κανάλια με χρήση SI-POF ινών.

### 1.10 Βιβλιογραφική επισκόπηση

Ένας αρχικός διαχωρισμός των θεμάτων της βιβλιογραφίας σχετικά με τη διάδοση στις PMMA SI-POF ίνες μπορεί να γίνει με βάση τα είδη των διαμορφώσεων, που χρησιμοποιούνται. Από τον διαχωρισμό αυτό προκύπτουν δύο κύριες κατηγορίες: α) οι διαμορφώσεις μονού φέροντος (NRZ 4,8 και 16-PAM) και β) οι διαμορφώσεις πολλών υποφερόντων, όπως η DMT. Στην τελευταία δύναται να αναφερθούν και οι τεχνικές προσαρμογής του ρυθμού Rate-Adaptive Bit Loading, οι οποίες προσφέρουν καλύτερη διαχείριση του μικρού διαθέσιμου εύρους ζώνης της SI-POF ίνας, "φορτώνοντας" διαφορετικό αριθμό bit ανά υποφέρων.

Στην πρώτη κατηγορία των διαμορφώσεων μονού φέροντος έχουν πραγματοποιηθεί αρκετές μελέτες χωρίς τη χρήση ισοσταθμιστών ή με τη χρήση αυτών τόσο στον πομπό (pre-equalizer ή pre-emphasis), όσο και στο δέκτη. Οι ισοσταθμιστές αυτοί μπορεί να είναι είτε FFE (Feed Forward Equalizer), είτε DFE (Decision Feedback Equalizer) τοπολογίας.

Στην περίπτωση που δεν χρησιμοποιείται κανενός είδους ισοσταθμιστής, όπως για παράδειγμα στην [25], παρουσιάζεται η μετάδοση 1.25Gbps σε 25m SI-POF ίνα με χρήση  $2^7-1$  NRZ ψευδοτυχαίας ακολουθίας. Η ακολουθία αυτή διαμορφώνει ένα laser και με τη χρήση ειδικών φακών ευθυγράμμισης (collimating lens) γίνεται σύζευξη της οπτικής δέσμης του laser στην ίνα. Με χρήση φωτοδιόδου (200um) και ενισχυτή με εύρος ζώνης στο 1.5GHz γίνεται μετατροπή του οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό και εν συνεχεία το τελευταίο ενισχύεται, προκειμένου να οδηγηθεί σε ένα όργανο μέτρησης σφαλμάτων. Το BER που επιτυγχάνεται είναι μικρότερο από  $10^{-11}$  για λαμβανόμενη οπτική ισχύ -9dBm.

Στην περίπτωση που χρησιμοποιούνται ισοσταθμιστές, αυτοί μπορεί να υλοποιούνται σε ψηφιακό επίπεδο με τη χρήση π.χ. FPGA (Field Programming Gate Array), είτε offline σε κάποιο υπολογιστικό σύστημα, είτε σε ολοκληρωμένη μορφή. Στο [26] παρουσιάζεται η διαμόρφωση 4-PAM με μετάδοση πραγματικού χρόνου για εφαρμογή Gigabit Ethernet σε 25m SI-POF ίνας με χρήση 650nm RC-LED. Ο δείκτης διαμόρφωσης είναι 0.6 και η ισχύς που συζευγνύεται στην ίνα είναι -1.4dBm. Στο δέκτη υλοποιείται ένας προσαρμοσμένος ισοσταθμιστής με 16 taps-συντελεστές με τη βοήθεια ενός FPGA.

Στο [27] η δυαδική διαμόρφωση NRZ για ρυθμό 1.2Gbps παρουσιάζεται για μετάδοση στα 10m SI-POF ίνας με χρήση ενός 657nm laser diode με οπτική ισχύ μετάδοσης στα 7mW. Χρησιμοποιείται υψηλοπερατό φίλτρο 2 σταδίων για ισοστάθμιση στον πομπό με σκοπό να ισοσταθμιστεί το χαμηλό διαθέσιμο εύρος ζώνης της SI-POF ίνας. Ο οπτικός πομπός λαμβάνει το οπτικό σήμα με χρήση φακών και επιτυγχάνεται error free μετάδοση. Στο [28] επιτυγχάνεται ρυθμός μετάδοσης 1Gbps σε 50m SI-POF με χρήση ενός DFE (Decision Feedback Equalizer) ισοσταθμιστή, ενώ χρησιμοποιείται κώδικας εμπρόσθιας διόρθωσης (FEC). Η λαμβανόμενη οπτική ισχύς είναι -13.5dBm για BER =  $1E-9$  με χρήση του RC-LED και -18.5dBm για χρήση του VCSEL laser.

Μία offline επεξεργασία για 4-PAM 1.25Gbps σε 75m SI-POF ίνας με χρήση προ ισοσταθμιστή με τοπολογία FFE και DFE παρουσιάζεται στο [29]. Το παραγόμενο σήμα διαμορφώνει κατάλληλα ένα RC-LED με μέση οπτική ισχύ -1.4dBm και OMA=0dBm. Για

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

μήκη ίνας 25, 50 και 75m ο DFE ισοσταθμιστής στο δέκτη δίνει αντίστοιχα BER = 1E-5, 2.1E-4 και 1.8E-2.

Στο [30] χρησιμοποιείται laser στα 665nm με ονομαστική οπτική ισχύ εξόδου 7mW. Η λαμβανόμενη οπτική ισχύ στην έξοδο της ίνας είναι -11.4dBm για τα 50m ίνας και -15.2dBm για τα 75m ίνας. Χρησιμοποιείται κωδικοποίηση 64B/66B με χρήση blind-DFE ισοσταθμιστή οπότε επιτυγχάνεται BER=1E-4.

Στον κάτωθι πίνακα (Πίνακας 5) παρατίθενται συγκριτικά στοιχεία ως προς το ρυθμό μετάδοσης που επιτυγχάνεται με τη χρήση NRZ και PAM διαμορφώσεων καθώς και της κλασσικής διαμόρφωσης DMT βάσει της βιβλιογραφίας.

**Πίνακας 5: Σύγκριση του ρυθμού μετάδοσης και της πιθανότητας σφάλματος bit (BER) με διαμόρφωση NRZ, PAM και κλασσική διαμόρφωση DMT σε διάφορες επιστημονικές εργασίες**

	Ρυθμός Μετάδοσης (Gbps)	Μήκος POF ίνας (m)	BER	Πομπός/Δέκτης	Διαμ/ση
[25]	1.25	25	1.0E-9	LD (laser Diode) $P_{out} = 14.5\text{dBm}$ χρήση φακών /PIN+TIA Λαμβ/νη οπτική Ισχύς -18dBm	NRZ
[28]	0.5	40	1.0E-8	LD 655nm +6dBm Ολοκληρωμένος οπτικός δέκτης	4-PAM
[29]	1.25	50	2.0E-4	RC-LED με $P_{out} = -1.4\text{dBm}$ Φίλτρο Pre Emphasis/PIN-PD Λαμβ/νη οπτική Ισχύς -9dBm Προσαρμοσμένος Ισοσταθμιστής DFE/FFE	4-PAM
[30]	1.0	75	1.0E-7	LD 665nm με $P_{out} = 7\text{dBm}$ 64B/66B κωδικοποίηση Προσαρμοσμένος Ισοσταθμιστής DFE+FEC	Binary
[31]	1.12	10	--	RC-LED/PIN+TIA Λαμβ/νη οπτική Ισχύς -3dBm	DMT
[32]	1.0-1.5	50	1.0E-5	RC-LED και VCSEL/PIN-PD Bit loading Rate Adaptive	DMT
[33]	0.945	100	2.0E-4	LD (laser Diode) $P_{out} = 8.5\text{dBm}$ Με χρήση φακών/ PIN+TIA Bit loading Rate Adaptive	MCM
[34]	1.0	20	1.0E-8	LD 655nm +6dBm Ολοκληρωμένος οπτικός δέκτης	4-PAM
[35]	0.4	50	1.0E-8	LD 655nm +6dBm Ολοκληρωμένος οπτικός δέκτης	4-PAM
[36]	1.25	50	1.0E-6	LD 650nm Προσαρμοσμένος Ισοσταθμιστής	Binary

[37]	1.0	50	1.0E-12	RC-LED/PIN-PD+TIA Post Equalizer	16-PAM
[38]	1.25	50	1.0E-9	LD (665nm) με $P_{out} = 5dBm$ Πλήρης Ολοκληρωμένος οπτικός δέκτης	Binary
[39]	1.0	50	1.0E-9	RC-LED και VCSEL PIN-PD+TIA Ισοσταθμιστής DFE+FEC	Binary
[40]	1.62	100	1E-3	DVD Laser	DMT Bit Loading

Στη δεύτερη κατηγορία, αυτή των διαμορφώσεων πολλαπλών υποφερόντων, στην οποία ανήκει η διαμόρφωση DMT αναφέρονται ενδεικτικά οι ακόλουθες περιπτώσεις:

Στο [31] υλοποιείται μετάδοση σε πραγματικό χρόνο με υλοποίηση σε FPGA ενός DMT πομπού με χρήση ενός RC-LED για διάδοση στα 10m SI-POF ίνας με ρυθμό μετάδοσης 1.125Gbps. Το DMT σήμα γεννιέται από έναν DAC και διαμορφώνει ένα RC-LED. Αυτά τα μήκη ίνας χρησιμοποιούνται για χρήση σε δίκτυα αυτοματισμού (automotive networks) και ο περιορισμός εισάγεται μόνο από το εύρος ζώνης του RC-LED. Η οπτική ισχύς που φθάνει στο δέκτη είναι -3dBm. Μια φωτοδιόδος (540um) με ενισχυτή δια-αντίστασης (trans-impedance amplifier) χρησιμοποιείται για να μετατρέψει το λαμβανόμενο οπτικό σήμα σε ηλεκτρικό. Με τη χρήση παλμογράφου δειγματοληπτείται το σήμα με συχνότητα 2.5GHz.

Επίσης, επιτυγχάνεται μετάδοση στα 50m PMMA SI-POF ίνας με διαμόρφωση DMT για ρυθμό 1Gbps, όταν χρησιμοποιείται RC-LED (650nm) ή 1.25Gbps, όταν χρησιμοποιείται VCSEL (650nm) [32]. Το DMT σήμα παράγεται σε περιβάλλον MATLAB και εν συνεχεία με τη χρήση μιας γεννήτριας τυχαίων σημάτων (AWG-Arbitrary Waveform Generator) διαμορφώνει το RC-LED ή το VCSEL laser. Το οπτικό σήμα μεταδίδεται σε 50m ίνας και με τη χρήση μιας φωτοδιόδου PIN (κατάλληλης για μεταδόσεις σημάτων αρκετών Gbps) με ενσωματωμένο ενισχυτή μετατρέπεται σε ηλεκτρικό. Μέσω ενός παλμογράφου ψηφιοποιείται και αποδιαμορφώνεται.

Στο [33] επιτυγχάνεται μετάδοση 1.0Gbps σε 100m SI-POF ίνας με χρήση της τεχνικής προσαρμογής του ρυθμού. Με τον τρόπο αυτό, πραγματοποιείται καλύτερη διαχείριση του διαθέσιμου φάσματος της ίνας, "φορτώνοντας" διαφορετική πληροφορία bit ανά υποφέρον. Το σήμα γεννιέται με τη βοήθεια μιας AWG γεννήτριας και διαμορφώνει ένα διοδικό laser με χρήση κατάλληλων φακών για τη σύζευξη της οπτικής δέσμης μέσα στην POF ίνα. Μια συνιστώσα DC προστίθεται για τη γραμμική διαμόρφωση του laser. Το οπτικό σήμα οδηγείται σε μια φωτοδιόδο SI-PIN, για να μετατραπεί σε ηλεκτρικό σήμα. Εν συνεχεία, το σήμα αυτό δειγματοληπτείται και αποδιαμορφώνεται με τη βοήθεια ενός εμπορικά διαθέσιμου αναλυτή φάσματος VSA (Vector Signal Analyzer). Το μέσο BER που μετράται είναι της τάξης του  $1E-4$ .

Από τα ανωτέρω συνάγεται ότι οι εργασίες που υπάρχουν στην ευρύτερη βιβλιογραφία για διάδοση σε SI-POF ίνες χρησιμοποιούν M-PAM διαμορφώσεις και την κλασική διαμόρφωση DMT με ή χωρίς τη χρήση της τεχνικής δυναμικής προσαρμογής του ρυθμού. Τα μήκη SI-POF ίνας που χρησιμοποιούνται είναι από μερικά μέτρα (5-10m SI-POF) για χρήση των πλαστικών οπτικών ινών σε συστήματα μετάδοσης δεδομένων σε

αυτοκινούμενα μέσα [27] έως 50 και 100m για μετάδοση δεδομένων και ανάπτυξη δικτύων σε κτήρια, εταιρείες, κατοικίες κ.α.

### 1.11 Συνεισφορά της διατριβής

Οι καινοτομίες, που αναπτύσσονται στο πλαίσιο αυτής της διδακτορικής διατριβής και αποτελούν την κύρια συνεισφορά της συνοψίζονται στα ακόλουθα:

1) Εισάγεται ένα νέο σχήμα διαμόρφωσης, για μετάδοση τύπου IM/DD και οπτικά δίκτυα μικρής εμβέλειας σε πλαστικές οπτικές ίνες τύπου SI-POF ίνες. Το σχήμα αυτό αναφέρεται ως DFT Spread DMT και ανήκει στην οικογένεια των διαμορφώσεων πολλαπλών φερόντων. Αποτελεί προσαρμοσμένη εκδοχή της διαμόρφωσης SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access-Διαμόρφωση Μονού Φέροντος με πολυπλεξία Συχνότητας Πολλαπλής Πρόσβασης). που πρόσφατα, υιοθετήθηκε στην διαμόρφωση ανερχόμενης ζεύξης στο πρότυπο κινητής τηλεφωνίας 4G γνωστό και ως LTE (Long Term Evolution). Το σχήμα αυτό μπορεί να ειπωθεί τόσο ως διαμόρφωση μονού φέροντος όσο και ως πολλαπλών φερόντων, συνδυάζοντας αποδοτικά τα εγγενή πλεονεκτήματα των δυο αυτών κατηγοριών.

Στο πλαίσιο της διατριβής, συγκρίνεται με την κλασική διαμόρφωση DMT αναφορικά με την απόδοσή του ως προς το BER, το ρυθμό μετάδοσης, που επιτυγχάνει για μια συγκεκριμένη πιθανότητα σφάλματος bit, το λόγο μέγιστης ισχύος κορυφής προς τη μέση ισχύ του και τη μέση ισχύ εκπομπής. Η μελέτη της απόδοσης της διαμόρφωσης βασίζεται σε προσομοιώσεις των συστημάτων μετάδοσης, που χρησιμοποιούν ως κανάλι μετάδοσης την πολύτροπη πλαστική ίνα βηματικού δείκτη διάθλασης SI-POF (Step Index Plastic Optical Fiber) με διαμόρφωση έντασης και άμεση φώραση (Intensity Modulation Direct Detection-IM/DD).

Με γνώμονα τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων και με βάση την πειραματική διάταξη που αναπτύσσεται, μελετάται πειραματικά η απόδοση της διαμόρφωσης αυτής. Παρουσιάζει ικανοποιητική απόδοση σε σχέση με την κλασική DMT εξαιτίας τόσο της μεγαλύτερης μέσης ισχύος της όσο και του τρόπου διάχυσης των συμβόλων. Ακολουθεί σύγκριση της διαμόρφωσης DMT με μια εκδοχή της DFT Spread DMT, κατά την οποία τα δυο σχήματα διαμόρφωσης εκπέμπονται με την ίδια μέση ισχύ (DFT Spread DMT NORM). Επειδή η DFT Spread DMT εφαρμόζει τεχνική διάχυσης μέσω του μετασχηματισμού Fourier στα εισερχόμενα σύμβολα, παρουσιάζει βελτιωμένη απόδοση ως προς το BER σε σχέση με την DMT.

2) Στο χώρο των οπτικών επικοινωνιών για μετάδοση μέσα από κανάλια πλαστικών οπτικών ινών SI-POF με διαμόρφωση έντασης και άμεση φώραση (IM/DD) εισάγεται μια νέα διαμόρφωση, που καλείται CDMA-DMT (Code Division Multiple Access Discrete MultiTone). Η τεχνική αυτή αποτελεί μια εκδοχή διαμόρφωσης βασικής ζώνης (baseband) της MC-CDMA (Multicarrier Code-Division Multiple Access), η οποία συνδυάζει τόσο τα πλεονεκτήματα της OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) , όσο και της κλασικής CDMA. Αποτελεί μια τεχνική διαμόρφωσης διάχυτου φάσματος, οπότε συνδυάζει τα πλεονεκτήματα της διάχυσης των συμβόλων και η οποία προσφέρει ανοχή στις απώλειες και στο θόρυβο κατά τη διάδοση. Λαμβάνοντας υπόψη τα πλεονεκτήματα αυτά, η τεχνική αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε δίκτυα μετάδοσης μικρής κλίμακας και υψηλών ταχυτήτων, που στηρίζονται σε SI-POF ίνες.

3) Βασικό μειονέκτημα της συμβατικής διαμόρφωσης DMT αποτελεί ο μεγάλος λόγος PAPR. Για τη μείωση του λόγου αυτού μελετώνται διάφορες τεχνικές, μεταξύ των οποίων η τεχνική Ψαλιδισμού Πλάτους (Amplitude Clipping), η οποία εφαρμόζεται τόσο στην OFDM όσο και στην DMT. Μια σημαντική παράμετρος της τεχνικής αυτής είναι ο

λόγος του πλάτους ψαλιδισμού προς τη μέση ισχύ του σήματος πριν τον ψαλιδισμό, που ονομάζεται παράγοντας Crest Factor (CF ή CR). Με τη βοήθεια αυτής της τεχνικής, καθώς και τη χρήση του παράγοντα CF, εξετάζεται η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης για πιθανότητα σφάλματος bit ίση με  $1E-3$  τόσο για την DMT, όσο και για τις άλλες υπό μελέτη τεχνικές.

4) Σημαντική τεχνική για αύξηση και μεγιστοποίηση του ρυθμού μετάδοσης με χρήση της πληροφορίας του SNR (Signal to Noise Ratio) ανά υποφέρον για τη διαμόρφωση DMT, είναι η τεχνική προσαρμογής του ρυθμού (Rate Adaptive Bit loading) με ταυτόχρονη χρήση διαφορετικού αριθμού bit ανά υποφέρον. Η τεχνική αυτή έχει εισαχθεί στα συστήματα μετάδοσης οπτικών επικοινωνιών, που βασίζονται σε SI-POF ίνες, μέσω της διαμόρφωσης DMT (Bit loaded DMT). Στην παρούσα διατριβή γίνεται εφαρμογή της DFT Spread τεχνικής στην διαμόρφωση Bit loaded DMT. Αποδεικνύεται αριθμητικά και πειραματικά ότι η τεχνική αυτή σε συνδυασμό με την τεχνική μείωσης του PAPR αυξάνει το ρυθμό μετάδοσης σε σχέση με την κλασική DMT. Επιπλέον, εφαρμόζεται η Rate Adaptive bit loading τεχνική στην διαμόρφωση CDMA-DMT, με την οποία επιτυγχάνεται αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων σε σχέση με τη συμβατική bit loaded διαμόρφωση DMT.

## 1.12 Οργάνωση της διατριβής

Με την παρούσα διατριβή μελετώνται προηγμένα σχήματα διαμορφώσεων πολλαπλών φερόντων τα οποία είναι φασματικά αποδοτικά προκειμένου να πραγματοποιηθεί καλύτερη αξιοποίηση του φάσματος συχνοτήτων του SI-POF καναλιού και να επιτευχθεί μεγαλύτερη ανοχή ως προς το θόρυβο του συστήματος μετάδοσης.

Ακολουθεί μία συνοπτική περιγραφή των κεφαλαίων της παρούσας διατριβής.

Στο **κεφάλαιο 2** παρουσιάζονται τα εξής σχήματα διαμόρφωσης: α) η **DMT (Discrete MultiTone)**, που αποτελεί μια εκδοχή διαμόρφωσης βασικής ζώνης της OFDM, β) η **DFT Spread DMT**, που αποτελεί εκδοχή διαμόρφωσης βασικής ζώνης της SC-FDMA και γ) η **CDMA-DMT**, που αποτελεί εκδοχή διαμόρφωσης βασικής ζώνης της MC-CDMA. Εξετάζεται η καταλληλότητα, καθώς και η απόδοσή τους εκπεφρασμένη ως προς τον παράγοντα της πιθανότητας σφάλματος bit (BER). Ειδικότερα, εξετάζονται τα σχήματα αυτά: α) ως προς τη μέση ισχύ εκπομπής και β) ως προς το ρυθμό μετάδοσης, που αυτά επιτυγχάνουν για συγκεκριμένες τιμές πιθανότητας σφάλματος. Αναφορικά με την DFT Spread-DMT, επισημαίνεται η ιδιότητά της και ως σχήμα διαμόρφωσης μονού φέροντος. Επιπλέον, τα δύο τελευταία σχήματα διαμόρφωσης ανήκουν και στην οικογένεια των διαμορφώσεων με χρήση τεχνικών διάχυσης (spreading techniques).

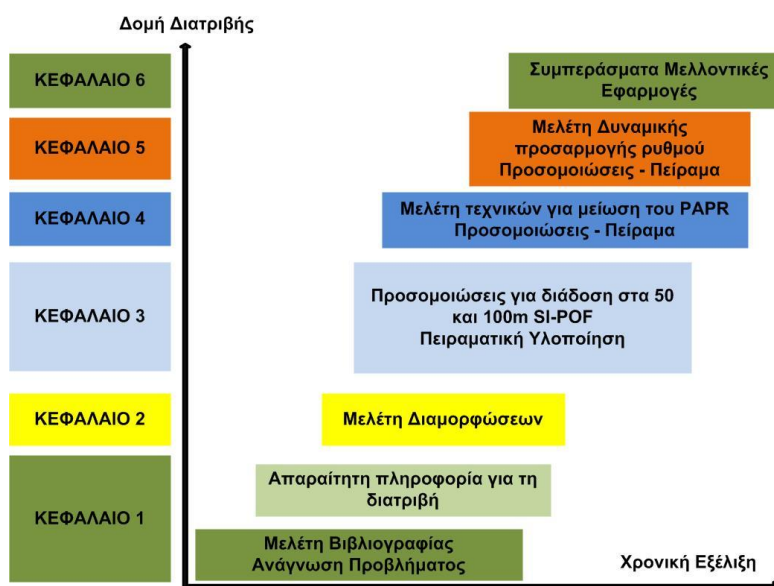
Στο **κεφάλαιο 3** πραγματοποιείται η σύγκριση των ως άνω σχημάτων διαμόρφωσης ως προς την απόδοσή τους τόσο σε επίπεδο αριθμητικής προσομοίωσης με την ανάπτυξη μοντέλων στο λογισμικό MATLAB/Simulink, όσο και σε πειραματικό επίπεδο με την ανάπτυξη πειραματικής διάταξης για τη μετάδοση μέσω καναλιών με SI-POF οπτική ίνα και τεχνική άμεσης διαμόρφωσης IM/DD.

Στο **κεφάλαιο 4** εξετάζονται τεχνικές μείωσης του PAPR της DMT, όπως είναι η Amplitude Clipping τεχνική και εν συνεχεία η τελευταία εφαρμόζεται συγκριτικά σε όλα τα υπό διερεύνηση σχήματα διαμόρφωσης.

Στο **κεφάλαιο 5** μελετάται η τεχνική δυναμικής προσαρμογής του ρυθμού (Rate Adaptive), που βασίζεται στον αλγόριθμο του Chow. Προκειμένου να βελτιστοποιηθεί το σύστημα ως προς το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, η τεχνική αυτή συνδυάζεται τόσο με την DFT Spread DMT, όσο και με την CDMA-DMT διαμόρφωση.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Στο **κεφάλαιο 6** συνοψίζονται όλα τα αποτελέσματα της μελέτης και γίνεται μία συνολική αποτίμησή τους.



Σχήμα 19: Η διαστρωμάτωση και η χρονική εξέλιξη της διατριβής

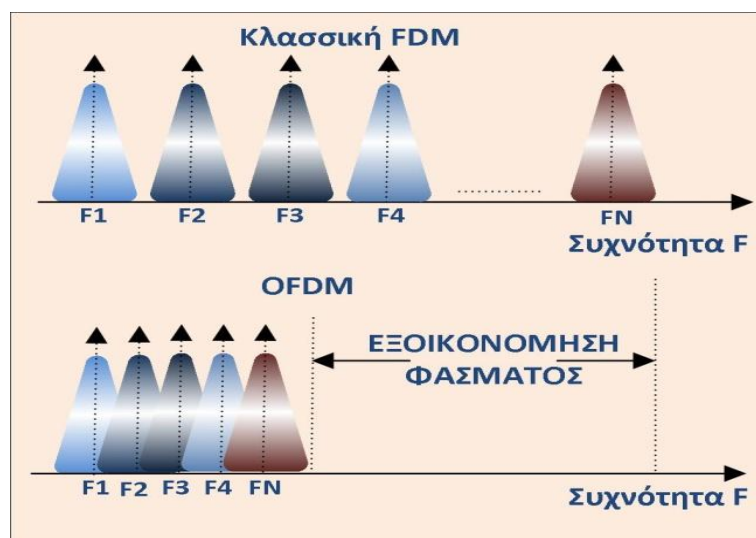
## 2. Τεχνικές μετάδοσης πολλαπλών φερόντων και σχήματα spreading διαμορφώσεων

Όπως αναφέρθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, η SI-POF ίνα αποτελεί ένα φθηνό μέσο μετάδοσης για την ανάπτυξη δικτύων μικρής κλίμακας. Ένας από τους σημαντικούς περιορισμούς των συστημάτων, που χρησιμοποιούν τις POF ίνες για μετάδοση, είναι το περιορισμένο εύρος ζώνης, που οι ίνες αυτές διαθέτουν εξαιτίας της μεγάλης τιμής της διασποράς των τρόπων. Προς επίτευξη καλύτερης διαχείρισης του φάσματος κρίνεται αναγκαία η μελέτη πολύπλοκων σχημάτων διαμόρφωσης, τα οποία προσφέρουν μεγαλύτερη ανοχή στο θόρυβο του συστήματος, καθώς και παρουσιάζουν βελτιωμένη επίδοση σε σχέση με τα σχήματα μονού φέροντος. Γι' αυτό, επιλέγονται εκείνα τα σχήματα διαμόρφωσης, τα οποία κρίνονται κατάλληλα ως προς την απόδοση σχετικά με τη μέση ισχύ εκπομπής, την πιθανότητα σφάλματος bit (Bit Error Rate) και το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων.

Η μελέτη λοιπόν, επικεντρώνεται στα κάτωθι σχήματα διαμόρφωσης: α) στη **DMT**, β) στη **DFT-Spread DMT** και γ) στη **CDMA-DMT**. Ιδιαίτερης σημασίας θεωρείται το γεγονός ότι οι δύο τελευταίες διαμορφώσεις αποτελούν συγχρόνως και τεχνικές διάχυσης (spreading techniques).

### 2.1 OFDM (Orthogonal Frequency Domain Modulation)

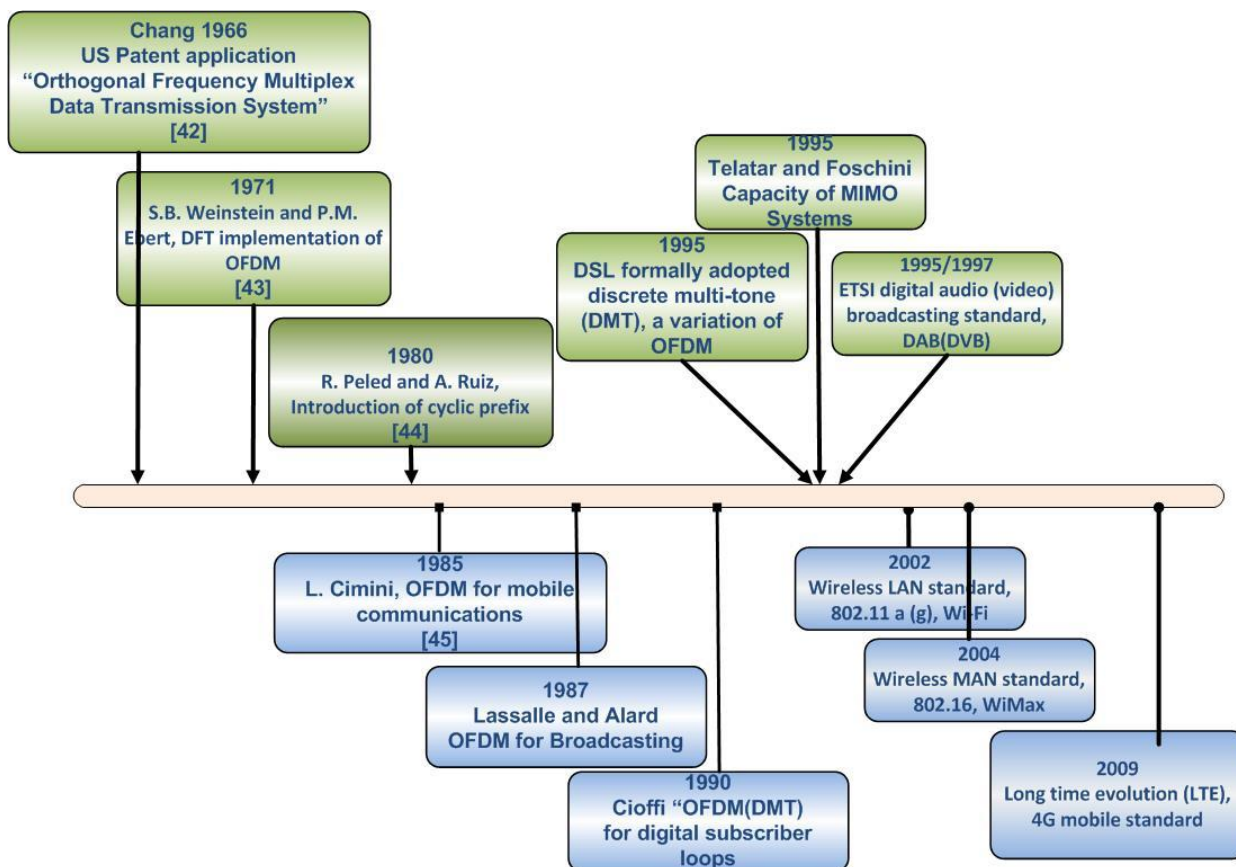
Η χρήση της OFDM (Ορθογωνική πολυπλεξία) στις ασύρματες και τις εν-σύρματες επικοινωνίες έχει επικρατήσει τα τελευταία χρόνια. Ως ιδέα ανάγεται χρονικά ήδη από το 1870, όταν ο τηλεγράφος της εποχής χρειαζόταν να μεταφέρει πληροφορίες μέσω πολλαπλών καναλιών [41]. Η θεμελιώδης, όμως, αρχή της ορθογωνικής FDM (Frequency Division Multiplexing) προτάθηκε το 1966 από τον Chang [42]. Σύμφωνα με τον τελευταίο, η αρχή αυτή βασίζεται στην επικάλυψη του φάσματος των πολλαπλών υπο-καναλιών μέσα σε περιορισμένο διαθέσιμο φασματικό εύρος χωρίς αλληλοπαρεμβολή, αφού ληφθούν υπόψη τα χαρακτηριστικά του καναλιού, όπως φαίνεται στο Σχήμα 20. Το πρώτο ορόσημο για την υλοποίηση όμως, τέθηκε από τους Weinstein και Ebert οι οποίοι πρότειναν την υλοποίηση της μέσω του διακριτού μετασχηματισμού Fourier [43]. Έκτοτε, πολλοί ερευνητές και εργαστήρια έχουν χρησιμοποιήσει και προσαρμόσει την τεχνική αυτή σε πολλά τηλεπικοινωνιακά πρότυπα.



Σχήμα 20: Σύγκριση της κλασσικής FDM και της ορθογωνικής FDM

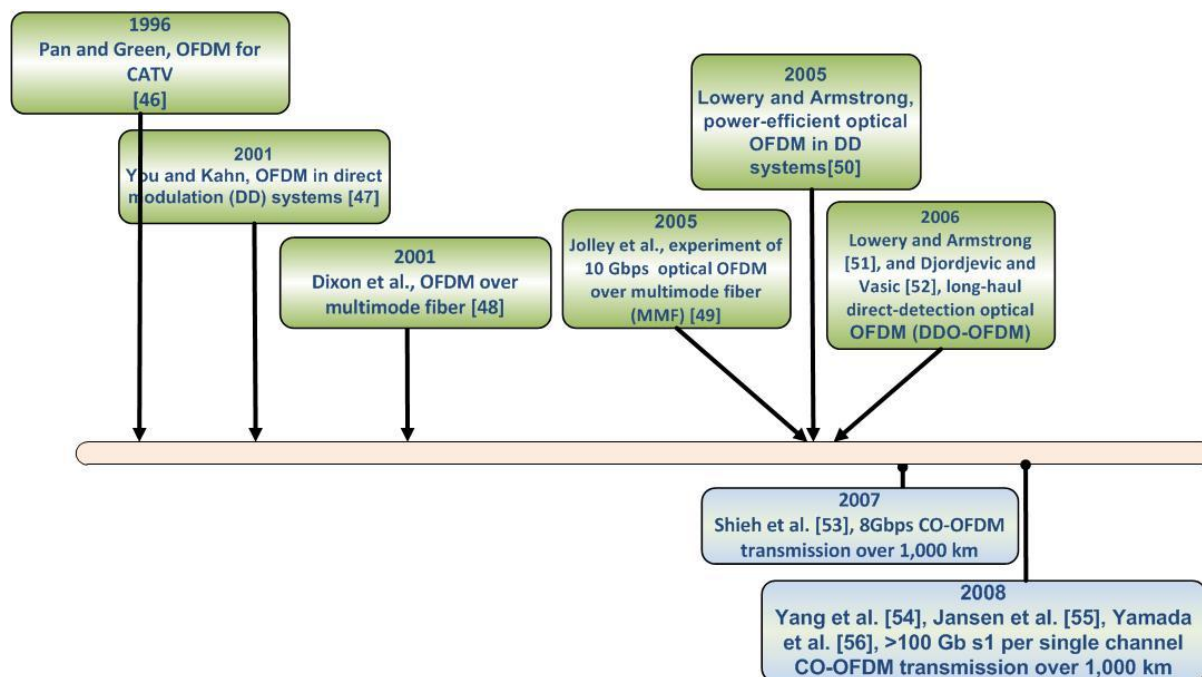


Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



Σχήμα 21: Ιστορική αναδρομή της OFDM

Ενώ η έρευνα της OFDM για RF μεταδόσεις διεξάγεται για πάνω από τέσσερις δεκαετίες (Σχήμα 21) η χρήση της στις οπτικές επικοινωνίες ξεκινάει μόλις στα μέσα της δεκαετίας του 1990 (Σχήμα 22), οπότε και σταδιακά καθιερώνεται η χρήση της Optical OFDM με τη χρήση φθηνών και απλών εξαρτημάτων [49]-[51].



Σχήμα 22: Ιστορική αναδρομή της OFDM στις οπτικές επικοινωνίες



### 2.1.1 Πλεονεκτήματα της OFDM

Η εκτεταμένη χρήση της OFDM τις τελευταίες δεκαετίες οφείλεται στην πληθώρα των πλεονεκτημάτων, που εμφανίζει. Τα κυριότερα από αυτά είναι τα ακόλουθα:

- 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.
- Μειώνει κατά πολύ τη Δια-Συμβολική Παρεμβολή (ISI Inter Symbol Interference) και την Παρεμβολή μεταξύ των Πλαισίων (IFI Inter-frame Interference).
- Παρέχει τη δυνατότητα χρήσης κατάλληλης τεχνικής κωδικοποίησης καναλιού και διεμπλοκής (interleaving) για την ευκολότερη ανάκτηση των συμβόλων σε επιλεκτικά κατά συχνότητα κανάλια.
- Καθιστά απλούστερη την ισοστάθμιση του καναλιού με τη χρήση προσαρμοσμένων τεχνικών ισοστάθμισης, που εφαρμόζονται στα σχήματα μονού φέροντος.
- Καθιστά πιθανή τη χρήση του κριτηρίου ML (Maximum Likelihood-Μέγιστης Πιθανοφάνειας).
- Υλοποιείται εύκολα μέσω του γρήγορου μετασχηματισμού Fourier (FFT) τόσο στον πομπό, όσο και στο δέκτη.
- Παρέχει καλύτερη προστασία έναντι των παρεμβολών από άλλα κανάλια.
- Παρέχει τη δυνατότητα σημαντικής αύξησης της χωρητικότητας σε αργά μεταβαλλόμενα κανάλια με χρήση της τεχνικής προσαρμογής του ρυθμού δεδομένων για συγκεκριμένο SNR ανά υποφέρον και για συγκεκριμένη πιθανότητα σφάλματος.

### 2.1.2 Μειονεκτήματα της OFDM

Παρά τα πλεονεκτήματα, που η OFDM διαθέτει, παρουσιάζει μειονεκτήματα τα οποία υποβαθμίζουν την απόδοσή της έναντι των διαμορφώσεων μονού φέροντος. Τέτοια είναι τα ακόλουθα:

- Ο μεγάλος λόγος PAPR.
- Η ευαισθησία σε ολισθήσεις του φέροντος (Carrier offset) και ως εκ τούτου η ανάγκη για πιο ακριβή συγχρονισμό.

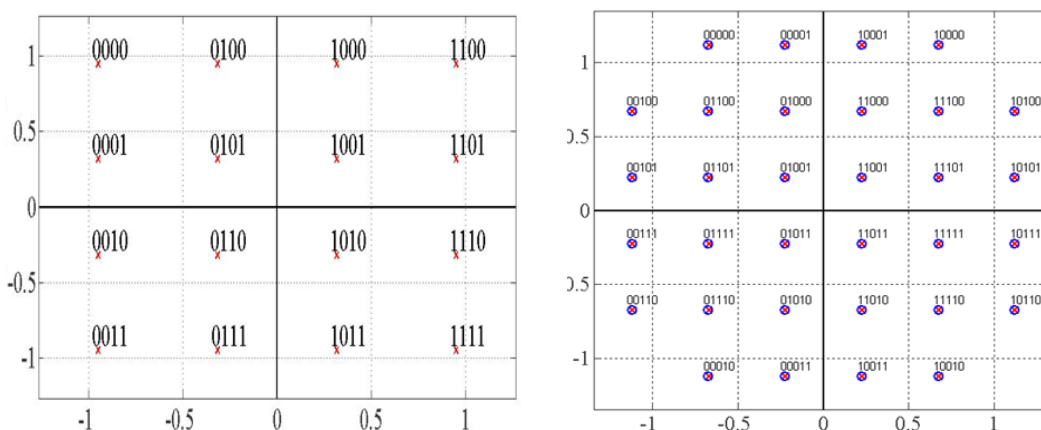
## 2.2 DMT-Discrete Multitone Modulation

Η DMT (Discrete Multitone Modulation) αποτελεί μία εκδοχή διαμόρφωσης βασικής ζώνης της OFDM. Σε αντίθεση με την OFDM, η οποία παράγει μιγαδικό χρονικό σήμα και χρειάζεται RF φέρον, για να μεταδοθεί, η DMT παράγει πραγματικό χρονικό σήμα. Με τον τρόπο αυτό, μειώνεται το κόστος και απλοποιείται το σύστημα, καθώς στην περίπτωση της OFDM για να γίνει I/Q διαμόρφωση θα απαιτούνταν δύο μετατροπείς του ψηφιακού σήματος σε αναλογικό DAC (Digital to Analog Converters) για τη γένεση των σημάτων και δύο μετατροπείς του αναλογικού σήματος σε ψηφιακό ADC (Analog to Digital Converter) για τη λήψη.

Στην διαμόρφωση DMT, μια ροή ψηφιακών δυαδικών δεδομένων υψηλής ταχύτητας διαιρείται σε  $N$  παράλληλες ροές δυαδικών δεδομένων χαμηλότερης ταχύτητας. Σε κάθε μία από αυτές τις ροές ομαδοποιούνται  $\log_2(M)$  bits και λαμβάνουν μία τιμή  $C_n=A_n+jB_n$

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

από τις M-QAM μιγαδικές τιμές του αστερισμού. Για παράδειγμα, εάν χρησιμοποιείται 16-QAM αστερισμός, τότε ομαδοποιούνται  $\log_2(M)=\log_2(16)=4$  bits (Σχήμα 23).



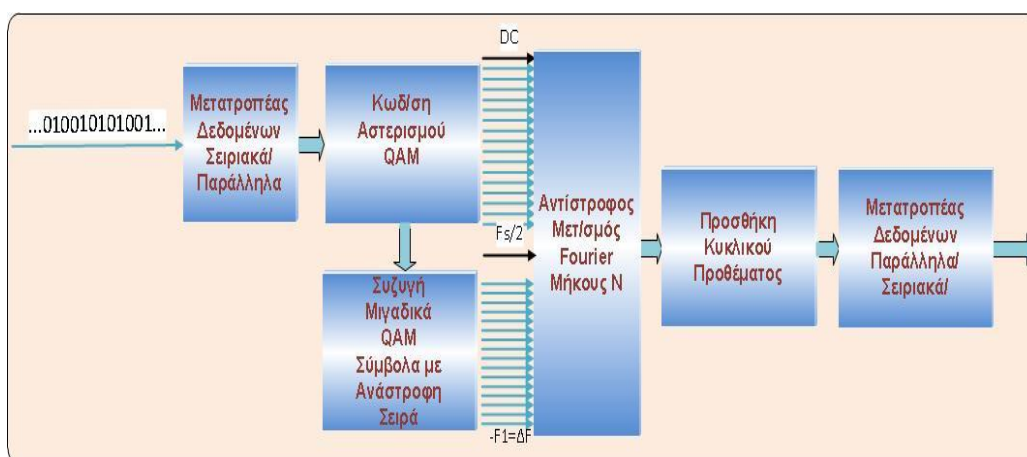
**Σχήμα 23:** Τυπικό διάγραμμα ενός 16 και 32-QAM αστερισμού, που χρησιμοποιείται για τη διαμόρφωση των υποφερόντων

Στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 24) απεικονίζεται το δομικό διάγραμμα για τη γένεση του DMT σήματος.

Ο IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) που ακολουθεί, μέσω του γρήγορου αντίστροφου μετασχηματισμού FFT [57],[58], διαμορφώνει τα N-υποφέροντα με τις τιμές  $C_n=A_n+jB_n$ . Για να παραχθεί πραγματικό σήμα από τα 2N σημεία του IDFT, τα τελευταία N-1 υποφέροντα αποτελούν τα συζυγή μιγαδικά των πρώτων N συμβόλων. Δηλαδή, ισχύει η ακόλουθη σχέση:

$$C_{2N-n} = C_n^* \quad (22)$$

για  $n=1,2,\dots,N-1$ , όπου για το  $C_0$  ισχύει: φανταστικό μέρος  $\{C_0\}$ =φανταστικό μέρος  $\{C_N\}=0$ , αφού  $C_0=0$  το παραγόμενο χρονικό σήμα δεν περιέχει DC συνιστώσα.



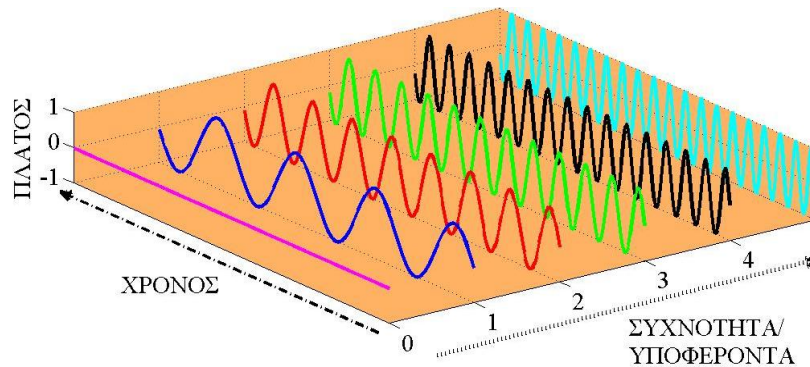
**Σχήμα 24:** Τυπικό δομικό διάγραμμα για τη γένεση της DMT

Η έξοδος του IDFT των 2N σημείων δίνεται από τη σχέση:

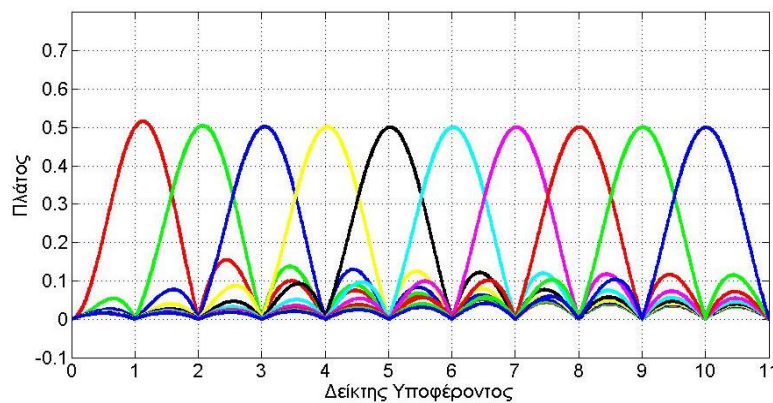
Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

$$\begin{aligned}
 u(k) &= \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{n=0}^{2N-1} C_n \exp\left(j2\pi n \frac{k}{2N}\right) \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ C_n \exp\left[j2\pi n \frac{k}{2N}\right] + C_n^* \exp\left[j2\pi(2N-n) \frac{k}{2N}\right] \right\} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ C_n \exp\left(j2\pi n \frac{k}{2N}\right) + \left[ C_n \exp\left(j2\pi n \frac{k}{2N}\right) \right]^* \right\} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{n=0}^{N-1} 2\operatorname{Re} \left\{ C_n \exp\left(j2\pi n \frac{k}{2N}\right) \right\} \tag{23}
 \end{aligned}$$

όπου  $k = 0, 1, 2, \dots, 2N-1$ , με  $\operatorname{Re}\{*\}$  ο τελεστής, που δηλώνει το πραγματικό μέρος του σήματος. Στο Σχήμα 25, απεικονίζεται μια αναπαράσταση του σήματος της OFDM τόσο στο χρόνο, όσο και στη συχνότητα.



**Σχήμα 25:** Αναπαράσταση του OFDM σήματος στη συχνότητα και στο χρόνο



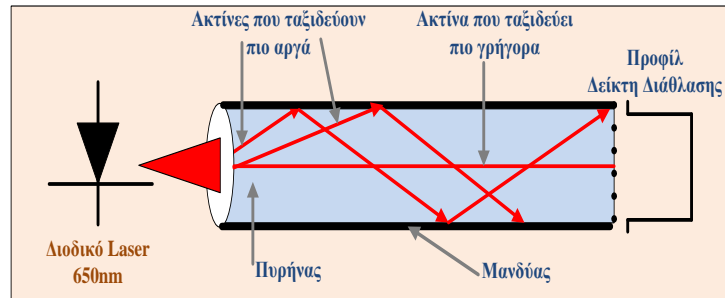
**Σχήμα 26:** Ορθογωνιότητα των υποφερόντων στην OFDM

Από την εξέταση των παραπάνω σχημάτων (Σχήματα 25 και 26) επιβεβαιώνονται τα εξής χαρακτηριστικά της OFDM:

- Κάθε υποφέρων έχει ακέραιο αριθμό περιόδων στη διάρκεια  $T_{\text{OFDM}}$  ενός OFDM συμβόλου.
- Ο αριθμός των περιόδων των γειτονικών υποφερόντων διαφέρει κατά ένα.
- Η μέγιστη τιμή στο φάσμα του κάθε υποφερόντος συμπίπτει με τους μηδενισμούς στο φάσμα των υπολοίπων υποφερόντων.

### 2.2.1 Η διασπορά των τρόπων σε μια πλαστική ίνα και η χρήση του κυκλικού προθέματος

Σε μία πολύτροπη ίνα, όπως είναι η πλαστική, πολλοί τρόποι διεγείρονται και μεταδίδονται μέσα στην ίνα, όπως έχει ήδη αναφερθεί στο πρώτο κεφάλαιο και απεικονίζεται σχετικώς στο Σχήμα 27.



Σχήμα 27: Σχηματική αναπαράσταση της πολύτροπης ίνας

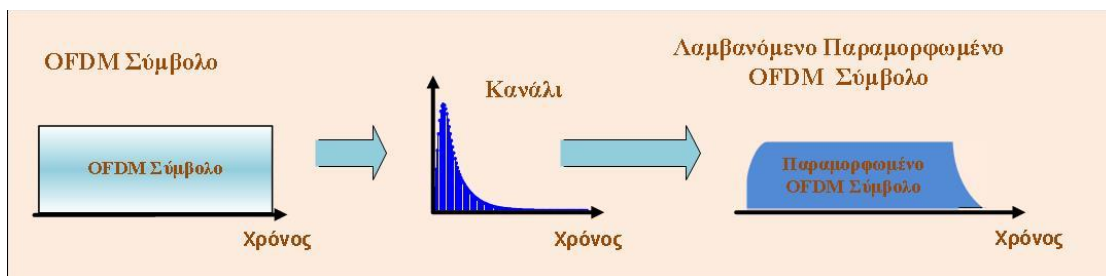
Οι τρόποι αυτοί ταξιδεύουν στην ίνα, ακολουθώντας διαφορετικές διαδρομές. Κατ' αποτέλεσμα, η συνολική κρουστική απόκριση του καναλιού μπορεί να περιγραφεί από τη σχέση:

$$h(t) = \sum_{i=1}^{N_m} a_i \cdot \delta(t - \tau_m) \quad (24)$$

όπου  $i$  ο δείκτης του εκάστοτε τρόπου, που ταξιδεύει στην ίνα,  $N_m$  ο συνολικός αριθμός των τρόπων, που έχουν διεγερθεί,  $a_i$  ο συντελεστής εξασθένησης του  $i$ -οστού τρόπου,  $\tau_m$  η καθυστέρηση, που εισάγει ο  $i$ -οστός τρόπος και η  $\delta(t)$  η συνάρτηση Dirac [22].

Γίνεται, λοιπόν, κατανοητό ότι εάν εισαχθεί ένας οπτικός παλμός μέσα στην ίνα, αυτός θα διευρυνθεί εξαιτίας του διαφορετικού χρόνου άφιξης των κυματοδηγούμενων τρόπων στην έξοδο της ίνας. Αυτό ακριβώς το φαινόμενο καλείται **διασπορά των τρόπων (modal dispersion)**.

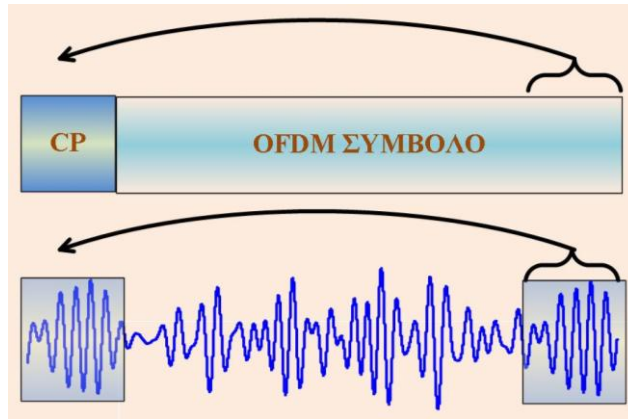
Ομοίως, εάν ένα DMT σύμβολο διαμορφώσει ένα laser και στη συνέχεια η οπτική δέσμη του συζευχτεί μέσα στην οπτική ίνα, τότε μετά την έξοδο της φωτοδιόδου το σήμα  $r(t)$ , που θα ληφθεί, θα έχει παραμορφωθεί λόγω της διασποράς των τρόπων, οπότε παρατηρείται το φαινόμενο της παρεμβολής (inter-symbol interference) μεταξύ των συμβόλων DMT, όπως παρουσιάζεται και στο σχήμα που ακολουθεί (Σχήμα 28). Από τα ανωτέρω συνάγεται ότι σε μια αλληλουχία DMT συμβόλων το ένα σύμβολο θα αλληλοπαρεμβάλλεται με το επόμενο και αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα τη μειωμένη απόδοση του συστήματος, ακόμα και για μικρές τιμές της διασποράς λόγω τρόπων.



Σχήμα 28: Παραμόρφωση του OFDM συμβόλου λόγω της διάδοσης στο κανάλι

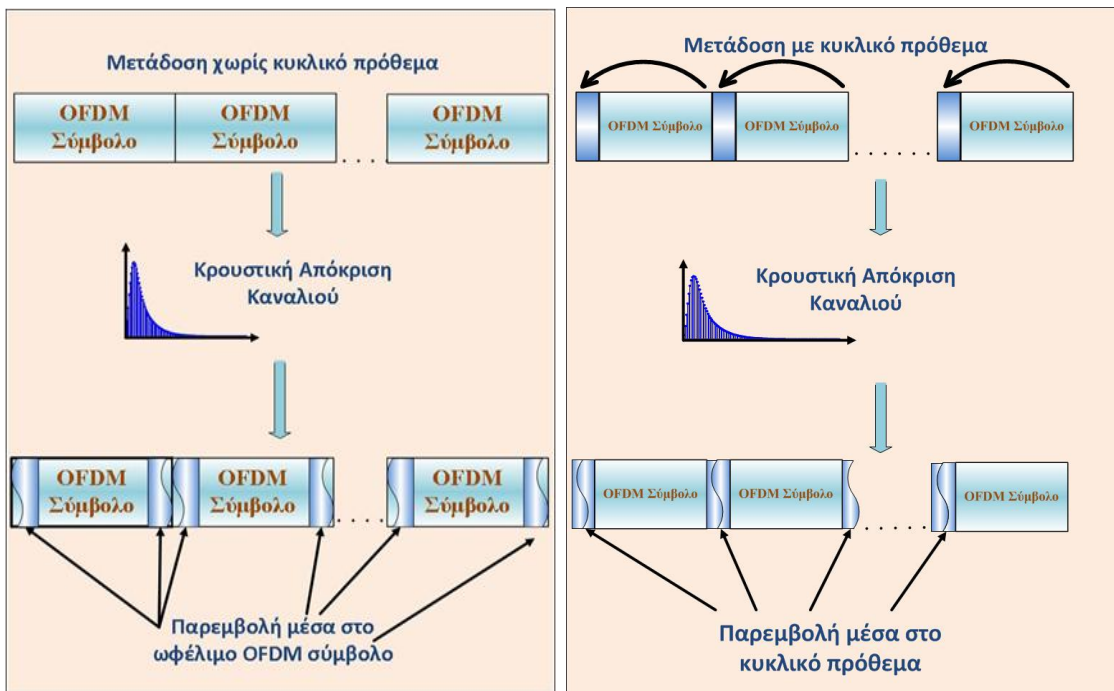
Για την αντιμετώπιση των παρεμβολών μεταξύ των συμβόλων προτείνεται η προσθήκη του Κυκλικού Προθέματος (Cyclic Prefix) [59], το οποίο αποτελεί ένα αντίγραφο από τα τελευταία δείγματα κάθε DMT συμβόλου και προσκολλάται στην αρχή αυτού. Η τεχνική αυτή απεικονίζεται στο Σχήμα 29.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



Σχήμα 29: Τοποθέτηση του κυκλικού προθέματος στην αρχή κάθε OFDM συμβόλου

Προκειμένου το κυκλικό πρόθεμα να υπερνικήσει την παρεμβολή μεταξύ των συμβόλων, η χρονική διάρκειά του πρέπει να ξεπερνά τόσο τη μεγαλύτερη καθυστέρηση, που εισάγει το κανάλι, όσο και το μήκος της κρουστικής απόκρισης του καναλιού. Με αυτόν τον τρόπο, παύει να υπάρχει παρεμβολή μεταξύ των OFDM συμβόλων. Η παραμόρφωση λόγω της διασποράς των τρόπων υφίσταται πλέον στο χρονικό διάστημα του κυκλικού προθέματος, όπως παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα (Σχήμα 30).

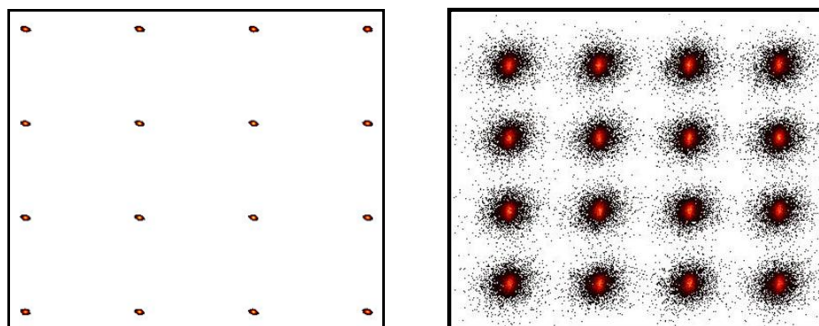


Σχήμα 30: Παρεμβολή μεταξύ των OFDM συμβόλων λόγω διάδοσης στο κανάλι και αντιμετώπισή της με χρήση του κυκλικού προθέματος

Αν θεωρήσουμε ότι  $T_{DMT}$  είναι η διάρκεια του DMT συμβόλου και  $T_{CP}$  η διάρκεια του κυκλικού προθέματος, η συνολική διάρκεια του μεταδιδόμενου DMT συμβόλου θα είναι  $T'_{DMT} = T_{DMT} + T_{CP}$ . Εάν  $T_s = 1/F_s$  είναι η περίοδος δειγματοληψίας με  $F_s$  τη συχνότητα δειγματοληψίας, η διάρκεια του προς μετάδοση DMT συμβόλου θα είναι  $T_{DMT} = 2NT_s + N_{CP}T_s$  με  $N$  ο αριθμός των υποφερόντων (άρα  $2N$  το μήκος του IDFT/DFT) και  $N_{CP}$  ο αριθμός σημείων του κυκλικού προθέματος. Στα κάτωθι σχήματα (Σχήμα 31), απεικονίζονται οι λαμβανόμενοι αστερισμοί για μετάδοση των DMT σύμβολων με ή χωρίς κυκλικό πρόθεμα σε ένα κανάλι με μικρή τιμή διασποράς.



Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



Σχήμα 31: Αποδιαμορφωμένοι αστερισμοί 16-QAM από DMT σύμβολα με ή χωρίς κυκλικό πρόθεμα (από αριστερά προς τα δεξιά)

### 2.2.2 Συγχρονισμός στα DMT συστήματα

Ο συγχρονισμός αποτελεί ένα σημαντικό στάδιο στα DMT συστήματα μετάδοσης στην πλευρά του δέκτη [20]. Χωρίς την ύπαρξη συγχρονισμού, ο δέκτης δεν θα μπορούσε να ξεχωρίσει και να εντοπίσει την αρχή και το τέλος του κάθε DMT συμβόλου. Το γεγονός αυτό, θα οδηγούσε σε λανθασμένα αποτελέσματα κατά τη διαδικασία της αποδιαμόρφωσης. Για τον λόγο αυτό, έχουν προταθεί πολλαπλές τεχνικές συγχρονισμού και τεχνικές για διόρθωση των σφαλμάτων συγχρονισμού που χρησιμοποιούνται τόσο στα OFDM, όσο και στα DMT συστήματα [60]-[63].

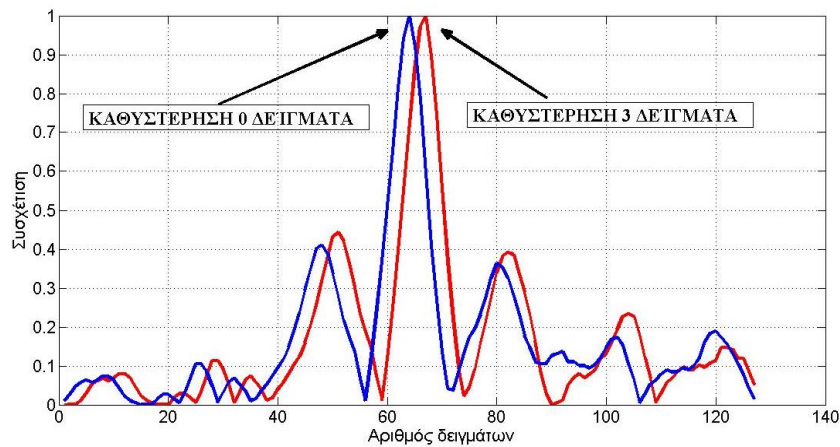
Η επικρατέστερη τεχνική συγχρονισμού βασίζεται στο κυκλικό πρόθεμα κάθε DMT συμβόλου για τη γρήγορη εύρεση της έναρξής του. Με τη μέθοδο αυτή το κυκλικό πρόθεμα συσχετίζεται με την καθυστερημένη και παραμορφωμένη εκδοχή του κυκλικού προθέματος, που βρίσκεται στο τέλος του κάθε DMT συμβόλου. Η διαδικασία αυτή πραγματοποιείται μέσω του υπολογισμού της ετεροσυσχέτισης (cross correlation). Αν  $r(t)$  είναι το λαμβανόμενο DMT σύμβολο, τότε η έξοδος  $y(t)$  της ετεροσυσχέτισης, που υλοποιεί σε έναν δέκτη το στάδιο του correlator, θα είναι:

$$y(t) = \int_0^{T_{CP}} r(\tau)r(t - \tau - T_{DMT})d\tau \quad (25)$$

όπου με  $T_{CP}$  η χρονική διάρκεια του κυκλικού προθέματος και  $T_{DMT}$  η χρονική διάρκεια του DMT συμβόλου. Όταν το κυκλικό πρόθεμα συσχετιστεί χρονικά με την καθυστερημένη μορφή του, παρουσιάζεται μεγάλη τιμή στην έξοδο του correlator. Μετά τη διαδικασία του σωστού συγχρονισμού, απομακρύνεται το κυκλικό πρόθεμα από το κάθε DMT σύμβολο, για να ακολουθήσουν οι διαδικασίες της ισοστάθμισης του καναλιού (channel equalization) και της αποδιαμόρφωσης DMT.

Στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 32), εμφανίζεται το αποτέλεσμα συγχρονισμού ενός DMT σήματος 256 σημείων με διάρκεια κυκλικού προθέματος 64 σημείων, όταν η καθυστέρηση είναι 0 δείγματα και όταν έχει εισαχθεί καθυστέρηση 3 δειγμάτων. Όταν η καθυστέρηση, που εισάγεται είναι 0 δείγματα, το μέγιστο του correlator παρουσιάζεται στο δείγμα με τιμή 64 (μπλε χρώμα). Όταν εισάγεται δε καθυστέρηση τριών δειγμάτων, το μέγιστο του correlator παρουσιάζεται στο δείγμα με τιμή 67 (κόκκινο χρώμα).

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



Σχήμα 32: Έξοδος του συσχετιστή-correlator για καθυστέρηση 0 και 3 δειγμάτων

### 2.2.3 Θόρυβος κβάντισης

Περαιτέρω, η χρήση των DAC και ADC μετατροπών δύναται να επηρεάσει την απόδοση του DMT σήματος εξαιτίας της επίδρασης του θορύβου κβάντισης, τον οποίο αυτοί εισάγουν. Ο πρώτος από αυτούς χρησιμοποιείται, για να μετατρέψει το ψηφιακό σήμα σε αναλογικό, ενώ ο δεύτερος, για να μετατρέψει το αναλογικό σήμα σε ψηφιακό. Η ισχύς του θορύβου κβάντισης, που οι μετατροπές αυτοί εισάγουν, δίνεται από τον τύπο:

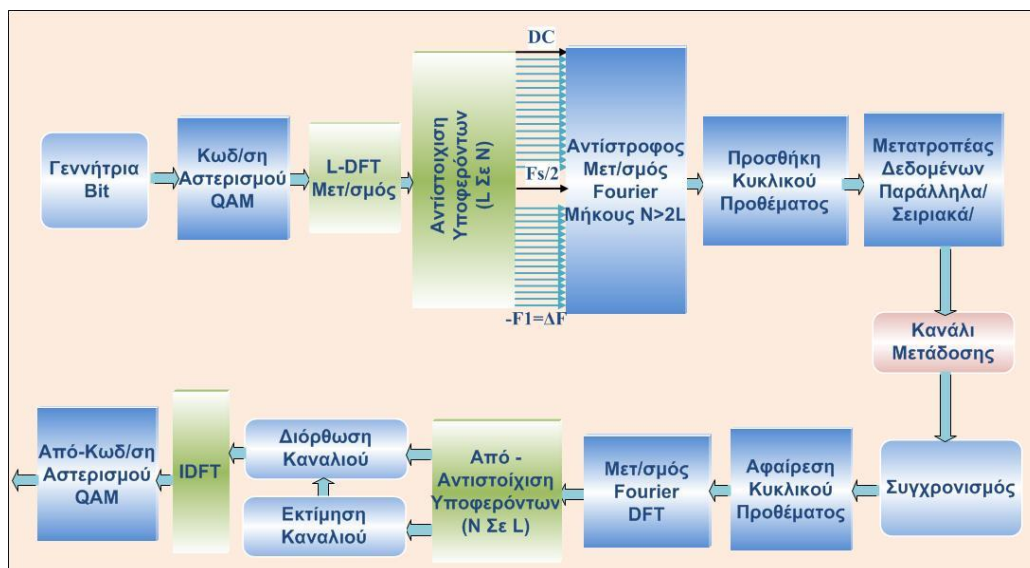
$$P_{\text{quan}} = \frac{\Delta^2}{12} = \frac{1}{12} \left( \frac{2A_{\text{max}}}{2^q} \right)^2 = \frac{(2A_{\text{max}})^2}{12 \cdot 2^{2q}} \quad (26)$$

όπου  $\Delta$  το βήμα κβάντισης,  $A_{\text{max}}$  το μέγιστο πλάτος της λαμβανόμενης κυματομορφής και  $q$  ο αριθμός των bit (ανάλυση bit του ADC) [64],[65].

### 2.3 Διαμόρφωση DFT-Spread DMT

Η διαμόρφωση DFT-Spread DMT αποτελεί ένα νέο σχήμα διαμόρφωσης, το οποίο διαθέτει μικρότερο PAPR σε σχέση με την DMT και συνάμα συνδυάζει τα πλεονεκτήματα των διαμορφώσεων μονού φέροντος και πολλαπλών φερόντων. Όπως η DMT προέρχεται από την OFDM, η DFT-Spread DMT προκύπτει από την αντίστοιχη διαμόρφωση, η οποία χρησιμοποιείται στις ασύρματες μεταδόσεις και καλείται SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access-Διαμόρφωση Μονού Φέροντος με Πολυπλεξία Συχνότητας Πολλαπλής Πρόσβασης) [66]. Η τεχνική αυτή χρησιμοποιήθηκε πρόσφατα ως διαμόρφωση ανερχόμενης ζεύξης στο πρότυπο κινητής τηλεφωνίας 4G, το οποίο είναι γνωστό και ως LTE (Long Term Evolution). Επίσης, προτάθηκε ως τεχνική μείωσης της μη γραμμικότητας των ινών σε σύμφωνες οπτικές ζεύξεις [67]. Η τεχνική αυτή έχει κατ' ουσία φύση διαμόρφωσης μονού φέροντος με εγγενές το πλεονέκτημα του χαμηλότερου PAPR, ενώ μπορεί να συνδυαστεί με την ισοστάθμιση στο πεδίο της συχνότητας (FDE-Frequency Domain Equalization) [68], καθώς και να παρέχει ανοχή έναντι της πολυδιόδευσης.

Τα ως άνω χαρακτηριστικά αποτέλεσαν το κίνητρο για τη μελέτη αυτού του σχήματος διαμόρφωσης σε οπτικές ζεύξεις με πλαστικές ίνες βηματικού δείκτη διάθλασης SI-POF.



Σχήμα 33: Δομικό διάγραμμα του πομποδέκτη DFT-Spread DMT

Στο ανωτέρω σχήμα (Σχήμα 33) παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα του DFT-Spread DMT πομποδέκτη. Παρατηρούμε ότι η βασική δομή του πομποδέκτη της DFT Spread DMT (μπλε και πράσινο χρώμα) είναι ίδια με αυτήν της DMT (μπλε χρώμα). Η κύρια διαφορά στον πομπό της DFT Spread σε σχέση με αυτόν της DMT συνίσταται στην ύπαρξη δύο επιπλέον διαδοχικών σταδίων, από τα οποία το μεν πρώτο υλοποιεί τον DFT L-σημείων, το δε δεύτερο εκτελεί την αντιστοίχιση των υποφερόντων στις σωστές συχνότητες. Αντιστοίχως, στο δέκτη υπάρχουν εκείνα τα στάδια, που εκτελούν τις αντίθετες διαδικασίες και συγκεκριμένα την απο-αντιστοίχιση των υποφερόντων από N σε L και τον αντίστροφο μετασχηματισμό IDFT των L-σημείων, όπου L το πλήθος των ωφέλιμων υποφερόντων της DMT προκειμένου να επιτευχθεί ρυθμός μετάδοσης R.

Τα αρχικά δυαδικά ψηφιακά δεδομένα οδηγούνται σε ένα QAM κωδικοποιητή, ο οποίος με τη σειρά του παράγει τα M-αδικά QAM μιγαδικά σύμβολα. Τα σύμβολα αυτά μετατρέπονται από σειριακά σε παράλληλα και ομαδοποιούνται σε ένα διάνυσμα μήκους L  $\{x_j; j = 0, 1, \dots, L - 1\}$ . Ο μετασχηματισμός Fourier DFT των L αυτών σημείων διαχέει αυτά τα σύμβολα στο πεδίο της συχνότητας με  $X_k = DFT\{x_j\}, k = 0, 1, \dots, L - 1$  και αυτά εν συνεχεία αντιστοιχίζονται σε N το πλήθος σύμβολα όπου  $\{Y_m; m = 0, 1, \dots, N - 1\}$  με  $\{Y_{m+1} = X_k\}$  για  $m=k$  και  $N > 2L$ . Όπως και στην απλή DMT, για να προκύψει πραγματικό χρονικό σήμα μετά τον IDFT, η Hermitian συμμετρία πρέπει να εξασφαλίζεται για τον IDFT, δηλαδή πρέπει  $\{Y_{N-i} = Y_i^*\}$  για  $i=1, 2, \dots, L-1$ , όπου  $\{^*\}$  δηλώνει το συζυγή μιγαδικό. Το παραγόμενο χρονικό σήμα μετά τον IDFT είναι:  $\{y_n; n = 0, 1, \dots, N - 1\}$  με  $y_n = IDFT\{Y_m\}$ . Η βασική αρχή γένεσης του DFT Spread DMT σήματος φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα (Σχήμα 34). Τα υπόλοιπα υποσυστήματα στον πομπό ακολουθούν την ίδια λογική, όπως και στη γένεση της DMT.

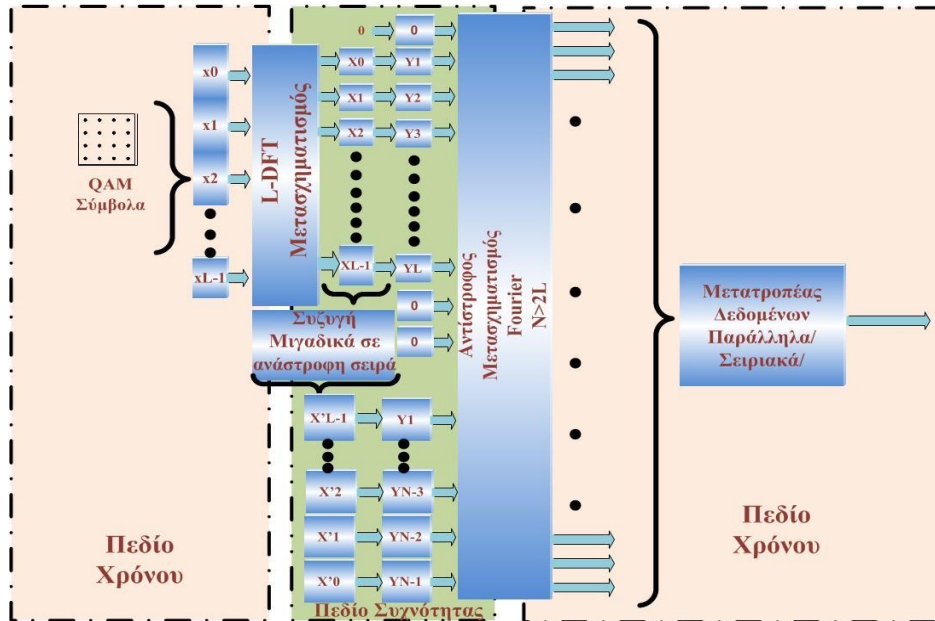
Ο DFT των N σημείων μετασχηματίζει στο δέκτη κάθε DFT-Spread DMT σύμβολο στο πεδίο της συχνότητας, ώστε να προκύψουν τα L υποφέροντα. Βασιζόμενη στα πιλοτικά σύμβολα, υλοποιείται η διαδικασία της εκτίμησης και της ισοστάθμισης καναλιού. Ο IDFT των L σημείων μετασχηματίζει τα διαχεόμενα M-QAM σύμβολα πίσω στο πεδίο του χρόνου. Ειδικότερα, εάν το  $L \leq N$ , ο IDFT αναιρεί τον DFT μετασχηματισμό. Το σήμα δε που προκύπτει έχει χαρακτηριστικά σήματος μονού φέροντος με κύριο χαρακτηριστικό αυτό του καλύτερου PAPR. Η παράμετρος L ρυθμίζει τον αριθμό των ενεργών υποφερόντων και καθορίζει τόσο το εύρος ζώνης, όσο και το ρυθμό μετάδοσης [66],[68].



Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Το χρονικό σήμα μετά τον IDFT μπορεί να περιγραφεί ως:

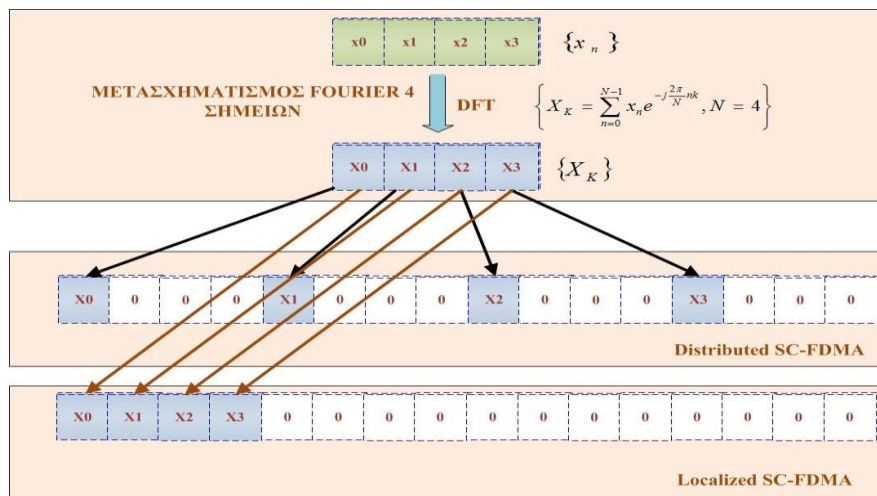
$$y_n = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} Y_k e^{j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (27)$$



Σχήμα 34: Αρχή γένεσης του DFT Spread DMT σήματος

Λαμβάνοντας υπόψη ότι η DFT-Spread DMT αποτελεί διαμόρφωση βασικής ζώνης της SC-FDMA, το τμήμα της αντιστοίχισης από L σε N πραγματοποιείται: α) με την κατανεμημένη τεχνική (distributed) και β) με την εντοπισμένη τεχνική (localized subcarrier mapping).

Η distributed αντιστοίχιση προκύπτει, όταν η έξοδος του DFT των QAM συμβόλων κατανέμεται σε όλο το εύρος ζώνης με χρήση ενδιάμεσων μηδενικών στα μη-χρησιμοποιούμενα υποφέροντα. Η localized αντιστοίχιση προκύπτει, όταν η έξοδος του DFT καταλαμβάνει γειτονικά υποφέροντα, όπως παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα για την περίπτωση συμβόλων του αστερισμού 4-QAM [66] (Σχήμα 35).



Σχήμα 35: Οι δυο διαφορετικές τεχνικές της SC-FDMA (Distributed και Localized SC-FDMA)

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Το PAPR ορίζεται ως λόγος της ισχύος κορυφής του σήματος  $s(t)$  προς τη μέση ισχύ του σήματος [69],[70]:

$$PAPR = \frac{\text{peak power of } s(t)}{\text{average power of } s(t)} = \frac{\text{ισχύς κορυφής του } s(t)}{\text{μέση ισχύς του } s(t)} = \frac{\max(|s(t)|^2)}{\frac{1}{N} \sum_0^{N-1} |s(t)|^2} \quad (28)$$

ενώ σε λογαριθμική κλίμακα dB είναι:

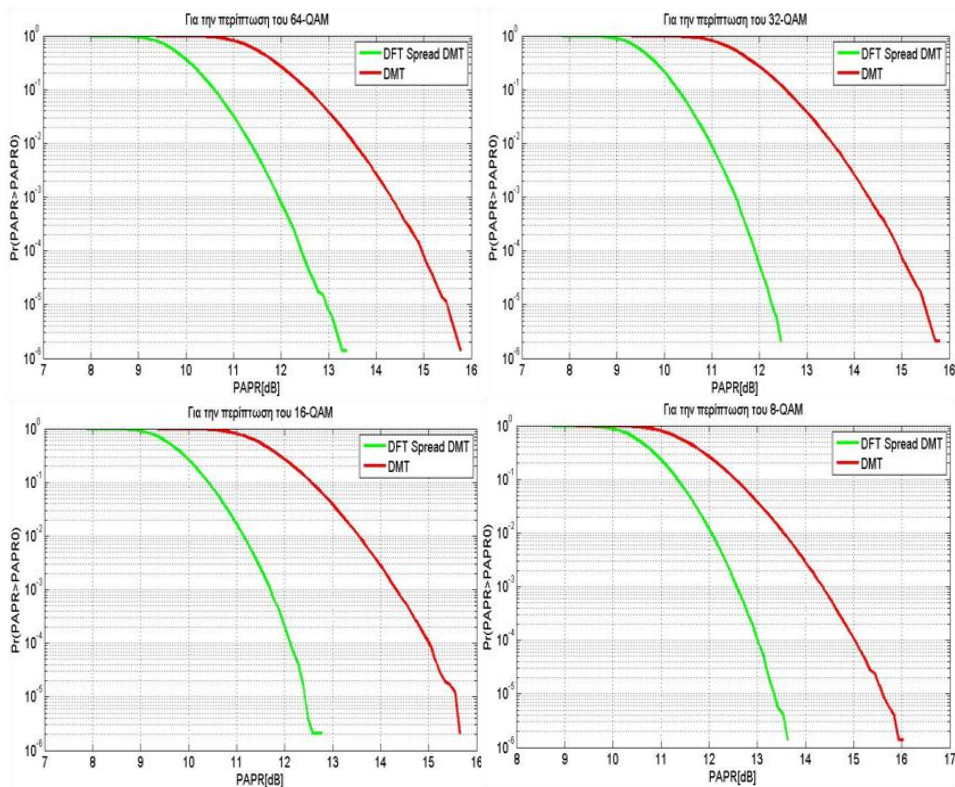
$$PAPR = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{\max(|s(t)|^2)}{\frac{1}{N} \sum_0^{N-1} |s(t)|^2} \right) \quad (29)$$

Έστω ότι  $s_1(t)$  το χρονικό σήμα της DMT και  $s_2(t)$  το χρονικό σήμα της DFT Spread DMT, προκύπτει ότι εάν η ισχύς κορυφής των δύο σημάτων (DMT και DFT Spread) είναι ίδια και δεδομένου ότι ισχύει  $PAPR_{DMT} > PAPR_{DFT-SPREAD}$ , τότε:

$$PAPR_{DMT} > PAPR_{DFT \text{ Spread}} \Leftrightarrow \frac{\max(|s_1(t)|^2)}{E\{|s_1(t)|^2\}} > \frac{\max(|s_2(t)|^2)}{E\{|s_2(t)|^2\}} \Leftrightarrow E\{|s_1(t)|^2\} < E\{|s_2(t)|^2\} \quad (30)$$

Δηλαδή, αποδεικνύεται ότι η μέση ισχύς του DFT Spread DMT σήματος είναι μεγαλύτερη από την μέση ισχύ του DMT σήματος.

Στα επόμενα σχήματα (Σχήμα 36) παρουσιάζεται η CCDF του PAPR για τις περιπτώσεις με M-QAM (8, 16, 32, 64), όπου το μήκος του IDFT είναι  $N=8192$  και ο αριθμός των ωφέλιμων-ενεργών υποφερόντων είναι  $L=800$  για τις περιπτώσεις του DMT σήματος και του DFT Spread DMT σήματος. Ως CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function-Συμπληρωματική Αθροιστική Συνάρτηση Πιθανότητας) του PAPR είναι η πιθανότητα, για την οποία το PAPR είναι υψηλότερο από μία τιμή  $PAPR_0$  τέτοια ώστε να ισχύει ( $P_r\{PAPR > PAPR_0\}$ ).

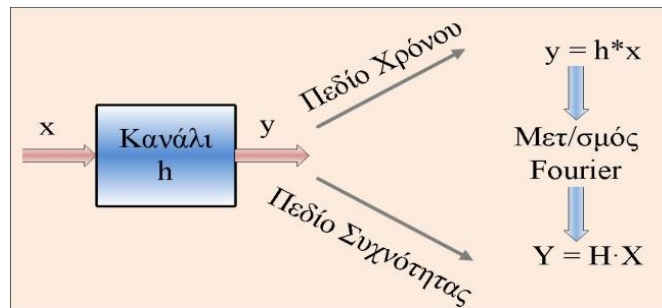


Σχήμα 36: Σύγκριση της CCDF του PAPR τόσο για την DMT όσο και για την DFT Spread DMT για τις περιπτώσεις του 64, 32, 16 και 8-QAM

Παρατηρούμε από το ως άνω σχήμα ότι το PAPR του DFT-Spread DMT σήματος είναι αρκετά μικρότερο σε σχέση με το PAPR του σήματος της συμβατικής DMT διαμόρφωσης για όλες τις περιπτώσεις των M-QAM αστερισμών. Αυτό της δίνει ένα μεγάλο πλεονέκτημα έναντι της DMT, στην οποία προτάσσονται τεχνικές μείωσης του λόγου PAPR.

## 2.4 Τεχνική ισοστάθμισης στο πεδίο της συχνότητας για σχήματα μονού φέροντος SC-FDE

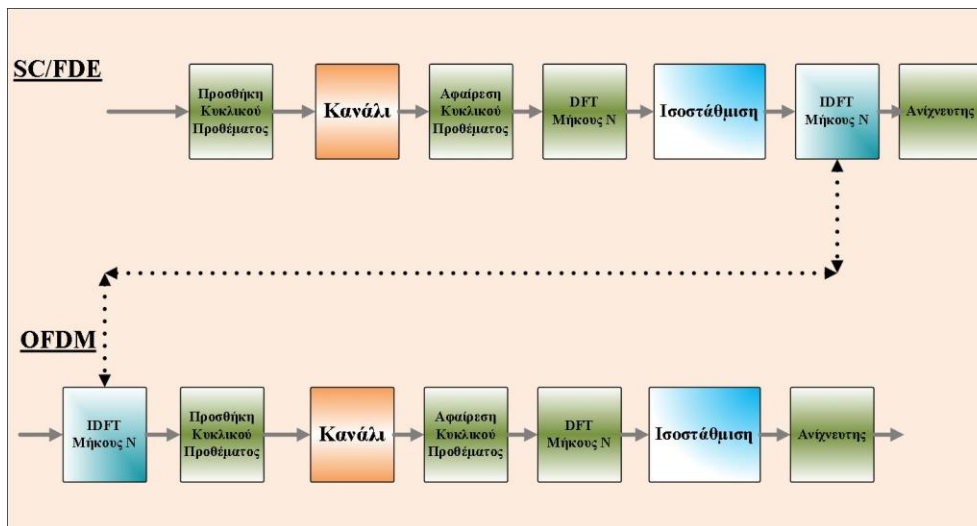
Αναπόσπαστο τμήμα ενός συστήματος μετάδοσης αποτελεί ο ισοσταθμιστής (equalizer). Αυτός χρησιμοποιείται στο σύστημα για να αντισταθμίσει την γραμμική παραμόρφωση, την οποία εισάγει το κανάλι με χαρακτηριστικά πολυδιάθρυσης. Ειδικότερα, σε broadband κανάλια οι συμβατικοί equalizers που λειτουργούν στο πεδίο του χρόνου (time domain equalizers) δεν είναι πρακτικοί λόγω του μεγάλου μήκους του καναλιού. Εξαιτίας αυτού, η ισοστάθμιση στο πεδίο της συχνότητας (Frequency Domain Equalization-FDE) καταδεικνύεται ως μια μέθοδος πιο πρακτική για αυτά τα κανάλια. Περαιτέρω η FDE ισοστάθμιση εφαρμόζεται στην διαμόρφωση DFT-Spread DMT καθώς η τελευταία συνδυάζει τα πλεονεκτήματα τόσο των διαμορφώσεων πολλαπλών υποφερρόντων, όσο και των διαμορφώσεων μονού φέροντος.



Σχήμα 37: Η αρχή ισοστάθμισης του καναλιού τόσο στο πεδίο του χρόνου, όσο και στο πεδίο της συχνότητας

Από την προσέγγιση των γραμμικά και χρονικά αμετάβλητων συστημάτων, το γραμμικό φίλτράρισμα είναι ουσιαστικά μια συνέλιξη στο πεδίο του χρόνου και ένας πολλαπλασιασμός (σημείο προς σημείο) στο πεδίο της συχνότητας. Δεδομένου ότι ο μετασχηματισμός Fourier μετασχηματίζει ένα σήμα από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο της συχνότητας, η ισοστάθμιση ενός καναλιού στο πεδίο της συχνότητας μπορεί να πραγματοποιηθεί διαιρώντας σημείο προς σημείο το αποτέλεσμα του DFT των συμβόλων με την εκτιμώμενη απόκριση συχνότητας του καναλιού. Η αρχή αυτή παρουσιάζεται στο παραπάνω σχήμα (Σχήμα 37).

Ένα σημαντικό σημείο που πρέπει να τονιστεί είναι ότι το μέγεθος του DFT δεν αυξάνει γραμμικά με το μήκος της απόκρισης του καναλιού. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η πολυπλοκότητα των πράξεων για την ισοστάθμιση του καναλιού στο πεδίο της συχνότητας να είναι πολύ μικρότερη για έναν ισοδύναμο ισοσταθμιστή στο πεδίο του χρόνου. Καθίσταται λοιπόν, αναγκαίος ο συνδυασμός των διαμορφώσεων μονού φέροντος με την τεχνική FDE για την εξάλειψη των φαινομένων των διαλείψεων σε επιλεκτικά κατά συχνότητα κανάλια μετάδοσης. Η επίδοση της FDE είναι ίδια με αυτήν της OFDM. Επίσης, η πολυπλοκότητα αυτών των τεχνικών είναι σχεδόν όμοια ακόμα και για κανάλια μεγάλου μήκους [68],[71]. Η κύρια διαφορά τους εντοπίζεται στην τοπολογία του IDFT μετασχηματισμού παρά το γεγονός ότι χρησιμοποιούν τα ίδια περίπου δομικά τμήματα.



**Σχήμα 38: Σύγκριση μιας διαμόρφωσης μονού φέροντος με ισοστάθμιση στο πεδίο της συχνότητας (SC/FDE) σε σχέση με την OFDM**

Από το ως άνω σχήμα (Σχήμα 38), προκύπτει ότι η διαφορά των δύο συστημάτων (SC/FDE και OFDM) έγκειται στον ισοσταθμιστή. Στην SC/FDE υλοποιείται πρώτα ο DFT μετασχηματισμός και ακολούθως η ισοστάθμιση καναλιού [72]-[77]. Μετά την ισοστάθμιση, ακολουθεί ο αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier, που μετατρέπει τα ισοσταθμισμένα σύμβολα από το πεδίο της συχνότητας στο πεδίο του χρόνου και το βάρος της πολυπλοκότητας με αυτόν τον τρόπο μεταφέρεται στο δέκτη. Για την υλοποίηση της OFDM οι δύο μετασχηματισμοί (IDFT και DFT) υπάρχουν στο πομπό και στο δέκτη αντίστοιχα. Η προσαρμοσμένη ισοστάθμιση στο πεδίο της συχνότητας μπορεί να υλοποιηθεί τόσο με την LMS (Least Mean Square), όσο και με την τεχνική RLS (Root Least Square), οι οποίες είναι ανάλογες τεχνικές προσαρμοσμένης ισοστάθμισης όμοιες με αυτές, που χρησιμοποιούνται στο πεδίο του χρόνου.

Η SC/FDE παρουσιάζει πλεονεκτήματα έναντι της συμβατικής OFDM. Τα κυριότερα από αυτά είναι τα ακόλουθα:

- Το χαμηλότερο PAPR λόγω της διαμόρφωσης μονού φέροντος σε σχέση με την OFDM, γεγονός που καθιστά τη χρήση απλούστερων και φθηνότερων RF ενισχυτών.
- Η ομοιότητα της απόδοσής της σε σχέση με την απόδοση της OFDM, ακόμα και για κανάλια μετάδοσης μεγάλου μήκους.
- Η ανοχή που παρουσιάζει σε βυθίσματα-μηδενισμούς (null) του φάσματος.
- Η χαμηλή ευαισθησία στην ολίσθηση συχνότητας του φέροντος.
- Η μικρή πολυπλοκότητα στον πομπό.

Στο ακόλουθο σχήμα (Σχήμα 39) παρουσιάζεται μια σύγκριση της πολυπλοκότητας της τεχνικής της ισοστάθμισης στο πεδίο του χρόνου (TDE) και στο πεδίο της συχνότητας (FDE) ως συνάρτηση του μήκους του καναλιού (σε πλήθος σημείων). Η πολυπλοκότητα αυτή στηρίζεται στο πλήθος των πράξεων του πολλαπλασιασμού για κάθε μεταδιδόμενο σύμβολο. Η δε ισοστάθμιση του καναλιού υλοποιείται με μήκος μετασχηματισμού Fourier ίσο με 8 φορές το μήκος του καναλιού.

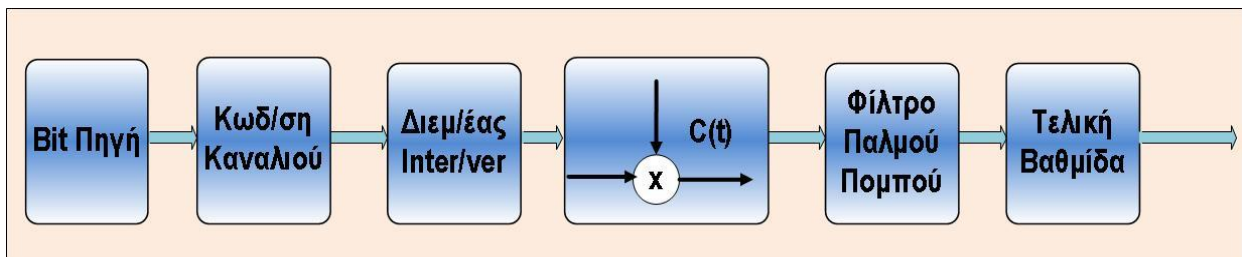




Σχήμα 39: Σύγκριση της πολυπλοκότητας μεταξύ της τεχνικής της ισοστάθμισης στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας

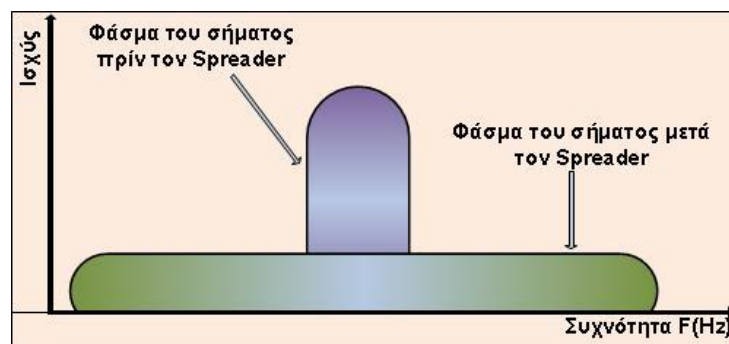
## 2.5 Διαμόρφωση DS-CDMA

Το παρακάτω σχήμα (Σχήμα 40) απεικονίζει το δομικό διάγραμμα ενός πομπού για επικοινωνίες Διευρυμένου-Διάχυτου Φάσματος (Direct Spread Spectrum). Το διάγραμμα αυτό αποτελείται από το τμήμα αυτόματης-εμπρόσθιας διόρθωσης σφαλμάτων (FEC-Forward Error Correction), τον mapper, τον spreader (τμήμα εξάπλωσης-διεύρυνσης παλμού), τον pulse shaper (τμήμα μορφοποίησης παλμού) και το τελικό τμήμα για τη μετάδοση του αναλογικού σήματος, που μπορεί να περιλαμβάνει διαμορφωτές σε ενδιάμεση συχνότητα IF-Mixer (Intermediate Frequency-Mixer). Η κωδικοποίηση του καναλιού χρησιμοποιείται, για να προστατεύει το μεταδιδόμενο σήμα από τα λάθη λόγω του καναλιού.

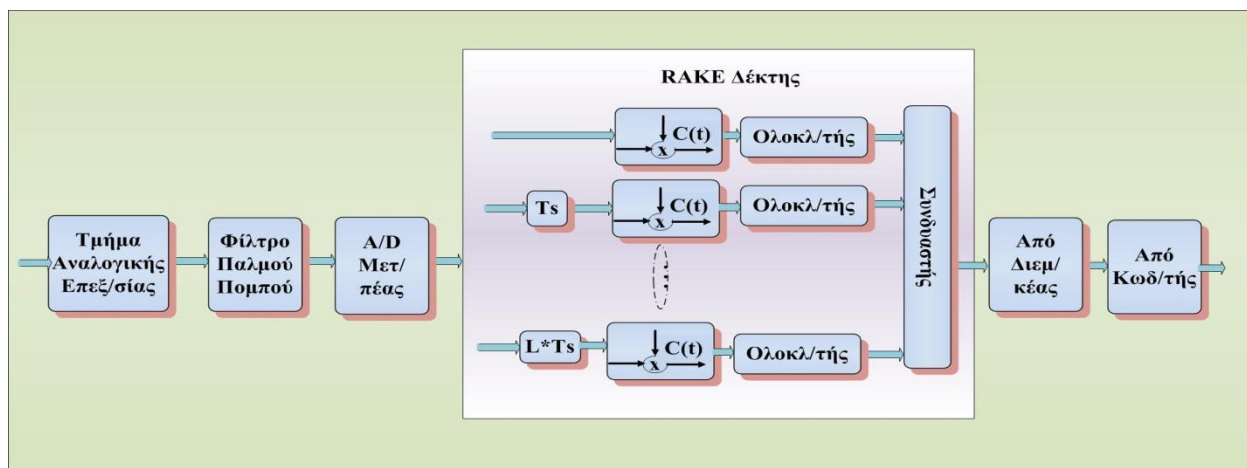


Σχήμα 40: Δομικό διάγραμμα της DS-CDMA

Τα κωδικοποιημένα δεδομένα διαχέονται μέσω του spreader με τη χρήση ενός κώδικα  $c^k(t)$ , μέσω του οποίου το φάσμα του σήματος εξόδου είναι πιο ευρύ σε σχέση με το φάσμα του σήματος πριν από το τμήμα αυτό. Καθώς, λοιπόν, η ισχύς του σήματος κατανέμεται σε ένα πιο ευρύ φάσμα, η πυκνότητα ισχύος του σήματος εξόδου είναι μικρότερη από αυτή του σήματος εισόδου. Η διάχυση, δηλαδή, ο πολλαπλασιασμός γίνεται με τη χρήση μιας ψευδοτυχαίας ακολουθίας διάχυσης, η οποία δεν έχει συνιστώσα DC. Ο ρυθμός εναλλαγής της ακολουθίας επιδρά στο φάσμα του σήματος, όπως παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα (Σχήμα 41).



Σχήμα 41: Φάσμα του σήματος πριν και μετά τον Spreader



Σχήμα 42: Δομικό διάγραμμα του rake δέκτη

Στο Σχήμα 42 εμφανίζεται ο rake δέκτης για την DS-CDMA [64] το λαμβανόμενο σήμα φιλτραριστεί, δειγματοληπτείται με συχνότητα  $1/T_s$ . Έπειτα ο δέκτης συνδυάζει την ισχύ από κάθε διαφορετική διαδρομή, για να αντιμετωπίσει το φαινόμενο της πολυδιάσχυσης. Οι διαφορετικές διαδρομές ανιχνεύονται με ανάλυση  $T_s$  καθώς και κάθε λαμβανόμενο σήμα καθυστερείται κατά  $L \cdot T_s$  και συσχετίζεται με την ακολουθία διάχυσης.

## 2.6 Πλεονεκτήματα - Μειονεκτήματα της DS-CDMA

Τα συμβατικά συστήματα DS-CDMA παρουσιάζουν αφενός πολλαπλά πλεονεκτήματα σε κυψελωτά συστήματα (cellular) καθώς προσφέρουν υψηλή ανοχή σε παρεμβολές και ευελιξία στη μετάδοση δεδομένων. Αφετέρου, παρουσιάζουν μειονεκτήματα σε συστήματα πολλαπλών χρηστών με περιορισμένο εύρος ζώνης για ασύρματες ζεύξεις, τα οποία συνοψίζονται στα ακόλουθα:

### ➤ Παρεμβολή πολλαπλής πρόσβασης (Multiple access Interference)

Καθώς ο αριθμός των ταυτόχρονων ενεργών χρηστών αυξάνει, η επίδοση του συστήματος της DS-CDMA μειώνεται.

### ➤ Πολυπλοκότητα (Complexity)

Για να εκμεταλλευτούμε τη διαφορικότητα των πολλαπλών διαδρομών, είναι απαραίτητη η χρήση πολλών προσαρμοσμένων φίλτρων (Matched filter) στον rake δέκτη, όπου ο αριθμός αυτός είναι ίσος με:

$$D = \frac{\tau_{\max}}{T_s} + 1 \quad (31)$$

όπου  $\tau_{\max}$  η μέγιστη καθυστέρηση του καναλιού. Εάν το κανάλι είναι χρόνο-μεταβλητό, απαιτείται πρόσθετη εκτίμηση καναλιού με αποτέλεσμα να αυξάνεται η πολυπλοκότητα του δέκτη.

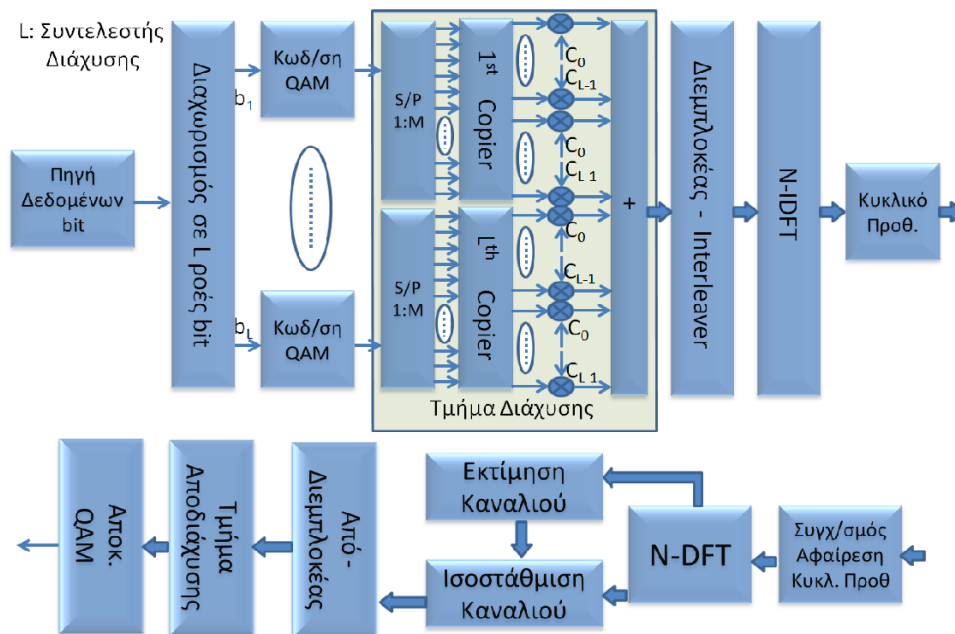
## 2.7 Διαμόρφωση CDMA-DMT

Η τεχνική CDMA-OFDM προέκυψε από το συνδυασμό σχημάτων διαμόρφωσης πολλαπλών υποφερόντων και τεχνικών διάχυτου φάσματος [78]-[81]. Όπως η DMT προέρχεται από την OFDM, παρόμοια και η CDMA-DMT προέρχεται από την CDMA-OFDM. Στη βιβλιογραφία συχνά αναφέρεται και ως MC-CDMA. Η CDMA-DMT εισάγεται στο χώρο των οπτικών επικοινωνιών με διαμόρφωση έντασης και άμεση φώραση (IM/DD) μέσα από κανάλια πλαστικών οπτικών ινών (SI-POF). Είναι μια εκδοχή διαμόρφωσης βασικής ζώνης, που συνδυάζει τα πλεονεκτήματα της OFDM και της DS-CDMA. Δεν είναι μόνο ένα σχήμα πολλαπλής πρόσβασης, αλλά και μια τεχνική

διάχυτου φάσματος. Προσφέρει ανοχή τόσο στις απώλειες, όσο και στον θόρυβο κατά τη διάδοση, καθώς χρησιμοποιεί τα πλεονεκτήματα της τεχνικής DS-CDMA (διάχυση των συμβόλων με χρήση ορθογώνιων κωδίκων-ακολουθιών) και της OFDM διαμόρφωσης (μετάδοση πολλών υπο-καναλιών). Άλλωστε, τα πλεονεκτήματα αυτά αποτέλεσαν έναυσμα για τη μελέτη και τη χρήση της τεχνικής αυτής σε δίκτυα μετάδοσης μικρής κλίμακας και υψηλών ταχυτήτων με SI-POF ίνες.

Στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 43) απεικονίζεται το δομικό διάγραμμα ενός πομποδέκτη CDMA-DMT. Ο πομπός του συστήματος αυτού αποτελείται από τα ακόλουθα κύρια μέρη:

- ❖ Το διαιρέτη της αρχικής ροής των δεδομένων bit σε L ροές bit χαμηλότερου ρυθμού, όπου L ο συντελεστής διάχυσης.
- ❖ Το διαμορφωτή QAM, που αντιστοιχίζει ομάδες bit σε QAM σύμβολα.
- ❖ Τον spreader, ο οποίος διαχέει τα QAM σύμβολα στην συχνότητα.
- ❖ Το διεμπλοκέα-Interleaver, ο οποίος ελαχιστοποιεί τις ριπές των σφαλμάτων και τέλος,
- ❖ Τον DMT διαμορφωτή, που περιλαμβάνει το στάδιο του IDFT για τη γένεση του χρονικού σήματος.



**Σχήμα 43: Δομικό διάγραμμα του πομποδέκτη της διαμόρφωσης MC-CDMA**

Σύμφωνα με το σχήμα αυτό, η αρχική ροή των bit δεδομένων με ρυθμό  $R_{total}$ , διαιρείται σε L παράλληλες ροές bit,  $b_1, b_2, \dots, b_L$  μήκους  $\log_2(M_c)$ , με  $\log_2$  να συμβολίζει το λογάριθμο με βάση το 2,  $M_c$  το πλήθος των QAM συμβόλων του αστερισμού. Το L δηλώνει το μήκος της κάθε ακολουθίας διάχυσης, που χρησιμοποιείται και ονομάζεται συντελεστής διάχυσης (spreading factor). Οι παράλληλες αυτές ροές μήκους L, οδηγούνται σε έναν διαμορφωτή QAM, ο οποίος παράγει τα QAM σύμβολα, που θα διαμορφώσουν τα υποφέροντα μέσω του IDFT. Τα σύμβολα αυτά μετατρέπονται από σειριακά σε M παράλληλα QAM σύμβολα μέσω του μετατροπέα S/P (serial to M-parallel Converter). Ακολουθώντας, κάθε ένα από αυτά τα M μιγαδικά σύμβολα επαναλαμβάνεται κατά L φορές στον Copier και πολλαπλασιάζεται με την αντίστοιχη ακολουθία διάχυσης. Η παράμετρος M είναι ο αριθμός των υποφερόντων της DMT, που χρειάζονται, για να επιτευχθεί τελικός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων  $R_{total}/L$ .

Ας υποθέσουμε ότι  $C^k$  είναι η ακολουθία διάχυσης, της  $k$ -ιστής παράλληλης ακολουθίας δεδομένων, δηλαδή  $C^k = [C_0^k, C_1^k, \dots, C_{L-1}^k]^T$ ,  $k = 0, \dots, L-1$  και ότι τα  $L$  αντίγραφα καθενός QAM συμβόλου (από τα  $M$  παράλληλα QAM σύμβολα) είναι  $[M_0, M_1, \dots, M_{L-1}]^T$ . Μετά το τμήμα του αντιγραφέα (copier), τα αντίγραφα αυτά πολλαπλασιάζονται σημείο προς σημείο με την ακολουθία διάχυσης, οπότε προκύπτει  $C^k \cdot [M_0, M_1, \dots, M_{L-1}]^T$ . Αυτό επαναλαμβάνεται για κάθε μια τις  $L$  ροές των μιγαδικών συμβόλων. Τα παράλληλα δεδομένα, που προκύπτουν από όλες τις  $L$ -ροές, προστίθενται και διεμπλέκονται μέσω του Interleaver στο πεδίο της συχνότητας. Ακολουθεί ο DMT διαμορφωτής, στον οποίο πραγματοποιείται ο αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier με χρήση του αλγορίθμου FFT. Για να παραχθεί πραγματικό σήμα, χρησιμοποιούνται και τα  $L \cdot M$  συζυγή μιγαδικά σύμβολα των αρχικών  $L \cdot M$  συμβόλων, ακολουθώντας την Hermitian συμμετρία δηλ.

$$C_{2N-n} = C_n^*, \quad (32)$$

όπου  $2N$  το μήκος του IFFT/FFT. Μετά τον IFFT και τη γένεση του πραγματικού σήματος ακολουθεί η προσθήκη του διαστήματος προστασίας (guard interval) για την καταπολέμηση του φαινομένου της πολυδιόδευσης και της διασποράς των τρόπων για το IM/DD κανάλι διάδοσης. Στην πλευρά του δέκτη υλοποιούνται οι αντίστροφες διαδικασίες για την ανάκτηση του σήματος. Μετά το συγχρονισμό, πραγματοποιείται ο μετασχηματισμός Fourier με χρήση και εδώ του αλγορίθμου FFT. Αφού πραγματοποιηθεί το στάδιο της εκτίμησης του καναλιού (channel estimation) με τη χρήση ενός πιλοτικού DMT συμβόλου, εν συνεχεία, πραγματοποιείται η ισοστάθμιση καναλιού με την τεχνική εξίσωσης μηδενικού εξαναγκασμού ZFE (zero forcing equalization). Σημαντική είναι η επίδραση του γινομένου  $L \cdot M$ , καθώς από τη μια ρυθμίζει το πλήθος των ωφέλιμων υποφερόντων και από την άλλη, τον τελικό ρυθμό μετάδοσης.

Στη βιβλιογραφία έχουν προταθεί πάρα πολλές ακολουθίες για διάχυση (Spreading codes-sequences) [78]. Αυτές μπορούν να διαχωριστούν με βάση την ορθογωνιότητά τους, τις ιδιότητες συσχέτισής τους, την πολυπλοκότητα υλοποίησής τους, καθώς και ως προς το λόγο PAPR. Η επιλογή της κάθε μιας οικογένειας ακολουθιών εξαρτάται κάθε φορά από το σύστημα και τους περιορισμούς του. Τέτοιες ακολουθίες είναι οι Walsh-Hadamard, Golay, Zadoff-Chu, Fourier-Codes, Pseudo noise-PN sequences ή Gold-Codes.

Από τις ακολουθίες διάχυσης αναφέρουμε τις ακόλουθες:

- [Walsh - Hadamard](#)

Οι ακολουθίες αυτές μπορούν να παραχθούν αναδρομικά από τον πίνακα γεννήτορα Walsh-Hadamard:

$$C_L = \begin{bmatrix} C_{L/2} & C_{L/2} \\ C_{L/2} & -C_{L/2} \end{bmatrix}, \quad \forall L = 2^m, \quad m \geq 1, \quad C_1 = 1. \quad (33)$$

Ο μέγιστος αριθμός των διαθέσιμων ορθογώνιων ακολουθιών διάχυσης είναι ίσος με  $L$ , καθορίζοντας με τον τρόπο αυτό το μέγιστο αριθμό των χρηστών.

- [Fourier Codes](#)

Οι στήλες του FFT πίνακα μπορούν να θεωρηθούν ως ακολουθίες διάχυσης, οι οποίες είναι ορθογώνιες μεταξύ τους. Αυτές μπορούν να προκύψουν ως:

$$c_1^{(k)} = e^{-2\pi i k/L}$$

Με τη χρήση των ακολουθιών αυτών στην διαμόρφωση MC-CDMA, ο FFT για τη διάχυση και ο IFFT για την OFDM ακυρώνονται, εάν έχουν το ίδιο μήκος,



Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

δηλαδή, εάν η διάχυση υλοποιείται σε όλα τα υποφέροντα. Επομένως, προκύπτει τελικά ένα είδος διαμόρφωσης μονού φέροντος με κυκλικό πρόθεμα και ισοστάθμιση στο πεδίο της συχνότητας.

- [Golay Codes](#)

Οι ορθογώνιες αυτές ακολουθίες μπορούν να προκύψουν αναδρομικά από τον παρακάτω πίνακα:

$$C_L = \begin{bmatrix} C_{L/2} & \bar{C}_{L/2} \\ C_{L/2} & -\bar{C}_{L/2} \end{bmatrix}, \quad \forall L = 2^m, \quad m \geq 1, \quad C_1 = 1, \quad (34)$$

όπου ο συμπληρωματικός πίνακας  $\bar{C}_L$  προκύπτει επαναστρέφοντας τον αρχικό πίνακα  $C_L$ . Δηλαδή, εάν ο αρχικός πίνακας είναι:

$$C_L = [A_L \quad B_L] \quad (35)$$

και οι  $A_L, B_L$  είναι μεγέθους  $L \times L/2$ , τότε

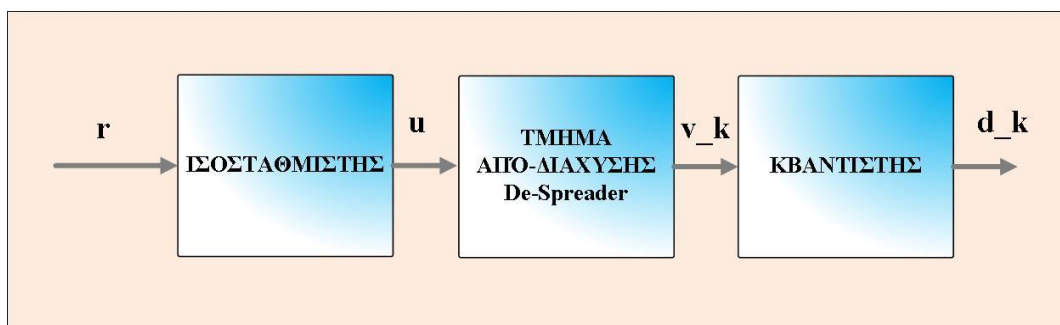
$$\bar{C}_L = [A_L \quad -B_L]. \quad (36)$$

Για  $L=4$  προκύπτει ο παρακάτω πίνακας:

$$C_L = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & -1 \\ +1 & -1 & +1 & +1 \\ +1 & +1 & -1 & +1 \\ +1 & -1 & -1 & -1 \end{bmatrix}$$

## 2.8 Ισοστάθμιση καναλιού στην MC-CDMA

Η αρχή για την ανάκτηση των συμβόλων σε έναν MC-CDMA δέκτη είναι να μην λαμβάνεται υπόψη καμία πληροφορία σχετική με την παρεμβολή μεταξύ των χρηστών πολλαπλής πρόσβασης (multiple access interference) [78]. Ο δέκτης για την περίπτωση ενός απλού χρήστη, έστω  $k$ , απεικονίζεται στο ακόλουθο σχήμα (Σχήμα 44).



Σχήμα 44: Τυπικός δέκτης της MC-CDMA

Στο δέκτη της OFDM η ακολουθία  $r$ , που λαμβάνεται, ισοσταθμίζεται με τη χρήση ισοσταθμιστή ενός σημείου (One tap equalizer), προκειμένου να αντιμετωπιστούν οι παραμορφώσεις στο πλάτος και στη φάση, που έχει επιβάλει το κανάλι κατά τη διάδοση. Ο one tap ισοσταθμιστής υλοποιεί απλά πολλαπλασιασμό ενός προς ενός σημείου για κάθε υποφέρον. Η ακολουθία στην έξοδο του ισοσταθμιστή είναι:

$$u = G \cdot r = (U_0, U_1, \dots, U_{M-L-1})^T \quad (37)$$

Ο διαγώνιος πίνακας του ισοσταθμιστή είναι:

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

$$G = \begin{pmatrix} G_{0,0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & G_{1,1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & G_{M \cdot L - 1, M \cdot L - 1} \end{pmatrix} \quad (38)$$

του οποίου το μέγεθος είναι  $M \cdot L \times M \cdot L$  και αντιπροσωπεύει τις  $L$  μιγαδικές τιμές των συντελεστών των υποφερόντων. Το γινόμενο  $L \cdot M$  αντιπροσωπεύει το πλήθος των ενεργών υποφερόντων. Οι μιγαδικές τιμές της εξόδου  $u$  του equalizer από-διαχέονται εν συνεχεία συσχετίζοντας τις τιμές τους με τον κώδικα  $C^k$ , που αντιστοιχεί στο χρήστη  $k$  ( $k=0, \dots, L-1$ ), οπότε προκύπτει:

$$v_k = C^k \cdot u^T \quad (39)$$

Δύο από τις τεχνικές που χρησιμοποιούνται για την ισοστάθμιση είναι: α) η μηδενικού εξαναγκασμού (ZF-Zero Forcing) και β) η ελαχίστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (MMSE-Minimum Mean Square Error) [78].

### 2.8.1 Μηδενικού Εξαναγκασμού Ισοσταθμιστής-Zero Forcing Equalizer (ZF)

Η τεχνική ZF είναι η πιο απλή τεχνική ισοστάθμισης. Εφαρμόζει την αντιστροφή του καναλιού και ελαχιστοποιεί την παρεμβολή πολλαπλής πρόσβασης, ενώ ανακτά την ορθογωνιότητα μεταξύ των διαχεόμενων υποφερόντων με χρήση των συντελεστών του ισοσταθμιστή. Οι συντελεστές αυτοί δίνονται από την ακόλουθη σχέση:

$$G_{l,l} = \frac{H_{l,l}^*}{|H_{l,l}|^2} \quad (40)$$

όπου  $H_{l,l}$ ,  $l=0, \dots, ML-1$  και  $H$  είναι ο  $ML \times ML$  πίνακας του καναλιού. Ένα από τα μειονεκτήματα του ZF είναι ότι για μικρές τιμές του πλάτους του  $H_{l,l}$  ο ισοσταθμιστής ενισχύει το θόρυβο.

### 2.8.2 Ισοσταθμιστής MMSE-Minimum Mean Square Error Equalizer

Σε αυτόν τον ισοσταθμιστή, ελαχιστοποιείται μέσω του κριτηρίου MMSE η μέση τετραγωνική τιμή του σφάλματος μεταξύ του εκπεμπόμενου συμβόλου και του εκτιμώμενου:

$$e_l = S_l - G_{L,L} \cdot R_l \quad (41)$$

Το μέσο τετραγωνικό σφάλμα ορίζεται ως:  $E\{|e_l|^2\}$ . Για να ελαχιστοποιηθεί το σφάλμα αυτό, εφαρμόζεται η αρχή της ορθογωνιότητας και επιλέγονται τέτοιοι συντελεστές  $G_{l,l}$ , ώστε το σφάλμα  $e_l$  να είναι ορθογώνιο στο λαμβανόμενο σύμβολο  $R_l^*$  και να ισχύει:  $E\{e_l \cdot R_l^*\} = 0$ .

Οι συντελεστές  $G_{l,l}$  δίνονται από την σχέση:

$$G_{l,l} = \frac{H_{l,l}^*}{|H_{l,l}|^2 + \sigma^2} \quad (42)$$

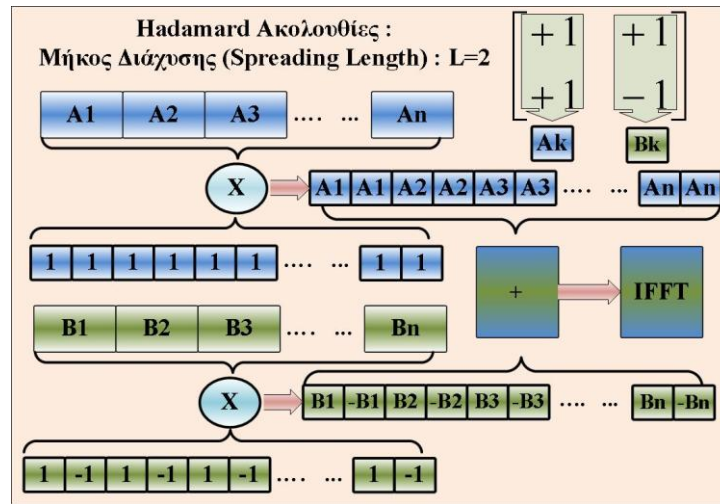
όπου  $\sigma^2$  είναι η διακύμανση του θορύβου. Πρέπει να τονιστεί ότι για μεγάλες τιμές του SNR, ο MMSE ισοσταθμιστής γίνεται ταυτόσημος με τον ZF ισοσταθμιστή.

### 2.8.3 Παράδειγμα διαδικασίας διάχυσης

Ακολουθεί η παράθεση ενός παραδείγματος για τη διαδικασία διάχυσης, δηλαδή τον πολλαπλασιασμό των μιγαδικών QAM συμβόλων με τις ορθογώνιες ακολουθίες διάχυσης και τη διαδικασία ανάκτησής τους από το δέκτη.

Η βασική αρχή της διαδικασίας αυτής αποτυπώνεται στο ακόλουθο σχήμα (Σχήμα 45). Υποθέτουμε ότι ο συντελεστής διάχυσης είναι  $L=2$ .

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



Σχήμα 45: Βασική αρχή της διάχυσης στην MC-CDMA

Χρησιμοποιώντας τις ακολουθίες Hadamard με μήκος διάχυσης  $L$ , προκύπτει ο πίνακας διάχυσης:

$$C_2 = \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{bmatrix} \quad (43)$$

από τον οποίο χρησιμοποιείται η πρώτη στήλη  $[+1 \ +1]^T$  για τα μιγαδικά σύμβολα της ροής I και η δεύτερη στήλη  $[+1 \ -1]^T$  για τα μιγαδικά σύμβολα της ροής II.

Έστω ότι τα μιγαδικά σύμβολα της ροής I είναι τα  $[A_1, A_2, A_3, \dots, A_n]$ , ενώ τα μιγαδικά σύμβολα της ροής II είναι τα  $[B_1, B_2, B_3, \dots, B_n]$ . Το κάθε ένα από αυτά τα σύμβολα, αφού περάσει από τον coder (ο οποίος παράγει τα  $L$  αντίγραφα του συμβόλου εισόδου), πολλαπλασιάζεται με την ορθογώνια ακολουθία διάχυσης και προκύπτει:

$$[A_1 \ A_1 \ A_2 \ A_2 \ A_3 \ A_3 \ \dots \ A_n \ A_n] \text{ για τη ροή I} \quad (44)$$

και

$$[B_1 \ -B_1 \ B_2 \ -B_2 \ B_3 \ -B_3 \ \dots \ B_n \ -B_n] \text{ για τη ροή II.}$$

Πριν την αντιστοίχισή τους στο διάνυσμα του IDFT, τα σύμβολα αυτά προστίθενται και προκύπτει:

$$\begin{aligned} & [A_1 \ A_1 \ A_2 \ A_2 \ A_3 \ A_3 \ \dots \ A_n \ A_n] + [B_1 \ -B_1 \ B_2 \ -B_2 \ B_3 \ -B_3 \ \dots \ B_n \ -B_n] = \\ & [A_1+B_1 \ A_1-B_1 \ A_2+B_2 \ A_2-B_2 \ A_3+B_3 \ A_3-B_3 \ \dots \ A_n+B_n \ A_n-B_n]. \end{aligned} \quad (45)$$

Τα προστιθέμενα αυτά σύμβολα, οδηγούνται στον IDFT μήκους  $N$ , για να διαμορφώσουν τα υποφέροντα και η κατανομή τους σε αυτό είναι:

$$\begin{bmatrix} 0 & A_1 + B_1 & A_1 - B_1 & A_2 + B_2 & A_2 - B_2 & A_3 + B_3 & A_3 - B_3 & \dots & A_n + B_n & A_n - B_n \\ DC & F_1 & F_2 & F_3 & F_4 & F_5 & F_6 & \dots & F_{2n-1} & F_{2n} \end{bmatrix}$$

Τα  $F_1, F_2, \dots, F_n$  είναι οι συχνότητες των υποφερόντων.

Το χρονικό σήμα, που παράγεται ακολούθως, αφού προστεθεί και το διάστημα προστασίας, περνάει από τον ψηφιακό αναλογικό μετατροπέα DAC (Digital to Analog Converter) και μεταδίδεται στο κανάλι. Κατόπιν, αφού περάσει από το στάδιο του συγχρονισμού και της ισοστάθμισης καναλιού, που περιλαμβάνει τον FFT, προκύπτει:

$$\begin{bmatrix} 0 & (A_1 + B_1)' & (A_1 - B_1)' & (A_2 + B_2)' & (A_2 - B_2)' & (A_3 + B_3)' & (A_3 - B_3)' & \dots & (A_n + B_n)' & (A_n - B_n)' \\ DC & F_1 & F_2 & F_3 & F_4 & F_5 & F_6 & \dots & F_{2n-1} & F_{2n} \end{bmatrix}$$

Τα σύμβολα αυτά ανά  $L$  το πλήθος (στην προκειμένη περίπτωση  $L=2$ ), πολλαπλασιάζονται ξανά με τις  $L$  ακολουθίες διάχυσης μήκους  $L$ .

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Έστω τα σύμβολα από τις συχνότητες  $F_1$  και  $F_2$ , τα οποία στην περίπτωση απουσίας θορύβου και ιδανικού καναλιού για τις συχνότητες  $F_1$  και  $F_2$  έχουν τιμές  $A_1 + B_1$  και  $A_1 - B_1$ .

Οπότε, πολλαπλασιάζοντας με τις ακολουθίες διάχυσης, προκύπτουν τα διανύσματα  $\Delta 1$  και  $\Delta 2$ :

$$\Delta 1: [A_1 + B_1 \quad A_1 - B_1]^T \cdot [+1 \quad +1]^T = [A_1 + B_1 \quad A_1 - B_1]^T \quad (46)$$

και

$$\Delta 2: [A_1 + B_1 \quad A_1 - B_1]^T \cdot [+1 \quad -1]^T = [A_1 + B_1 \quad -A_1 + B_1]^T \quad (47)$$

Μετά τον πολλαπλασιασμό αυτόν, που αντιστοιχεί στη διαδικασία της από-διάχυσης, ο ολοκληρωτής, που ακολουθεί, υπολογίζει τη μέση τιμή από το άθροισμα των  $L$  στοιχείων των διανυσμάτων  $\Delta 1$  και  $\Delta 2$ .

Η έξοδος του πρώτου ολοκληρωτή θα είναι:

$$[A_1 + B_1 + A_1 - B_1] / 2 = 2 \cdot A_1 / 2 = A_1, \quad (48)$$

ενώ του δεύτερου:

$$[A_1 + B_1 - A_1 + B_1] / 2 = 2 \cdot B_1 / 2 = B_1. \quad (49)$$

Η ίδια διαδικασία ακολουθείται και για τα υπόλοιπα σύμβολα.

### 3. Αριθμητικά και πειραματικά αποτελέσματα

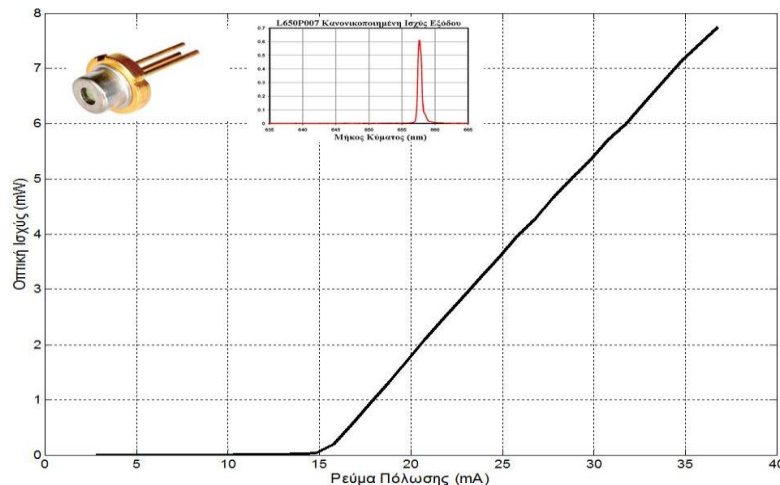
#### 3.1 Σύγκριση της απόδοσης των υπό μελέτη σχημάτων

Στο παρόν κεφάλαιο γίνεται συγκριτική μελέτη των σχημάτων διαμόρφωσης, που εξετάστηκαν θεωρητικά στο δεύτερο κεφάλαιο. Προς τούτο, πραγματοποιείται σύγκριση των αριθμητικών αποτελεσμάτων, τα οποία προκύπτουν από τις προσομοιώσεις και των πειραματικών, που εξάγονται από την πειραματική διερεύνηση με τη βοήθεια των πειραματικών διατάξεων στο εργαστήριο. Ως κριτήρια απόδοσης των συστημάτων λαμβάνονται υπόψη τα εξής: α) ο παράγοντας της πιθανότητας σφάλματος bit, β) ο ρυθμός μετάδοσης των δεδομένων, γ) η μέση ισχύ εκπομπής και δ) ο λόγος PAPR. Τα μήκη ενδιαφέροντος της ίνας SI-POF για μετάδοση είναι της κλίμακας 5-100m στη βιβλιογραφία. Ειδικότερα, στην παρούσα διατριβή μελετώνται μήκη ίνας 50 και 100m για την παραγωγή των αριθμητικών και των πειραματικών αποτελεσμάτων.

#### 3.2 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων

##### 3.2.1 Επιμέρους χαρακτηριστικά της προσομοίωσης

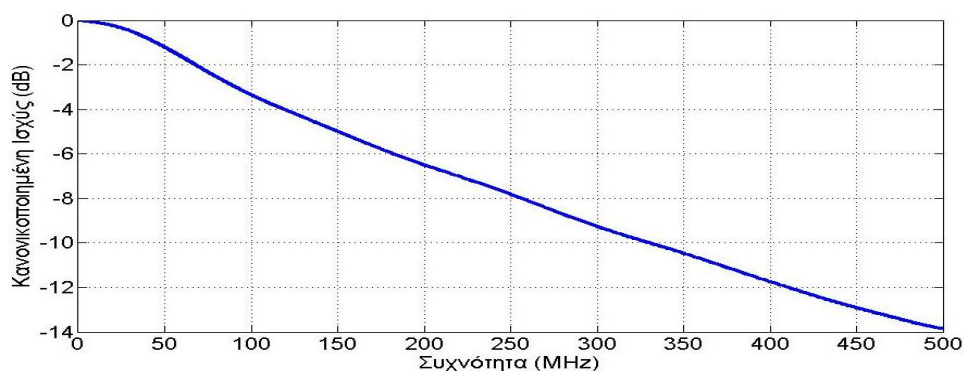
Μια πρώτη ποιοτική διερεύνηση της απόδοσης των υπό εξέταση σχημάτων διαμόρφωσης πραγματοποιείται με προσομοιώσεις σε περιβάλλον MATLAB/SIMULINK για μετάδοση σε 50 και 100m SI-POF ίνας. Η χαρακτηριστική καμπύλη P-I (οπτικής ισχύος P σε συνάρτηση με το ρεύμα πόλωσης I) του laser, το οποίο χρησιμοποιείται κατά την πειραματική διερεύνηση, λαμβάνεται υπόψη και στις προσομοιώσεις. Η καμπύλη αυτή αποτυπώνεται στο Σχήμα 46.



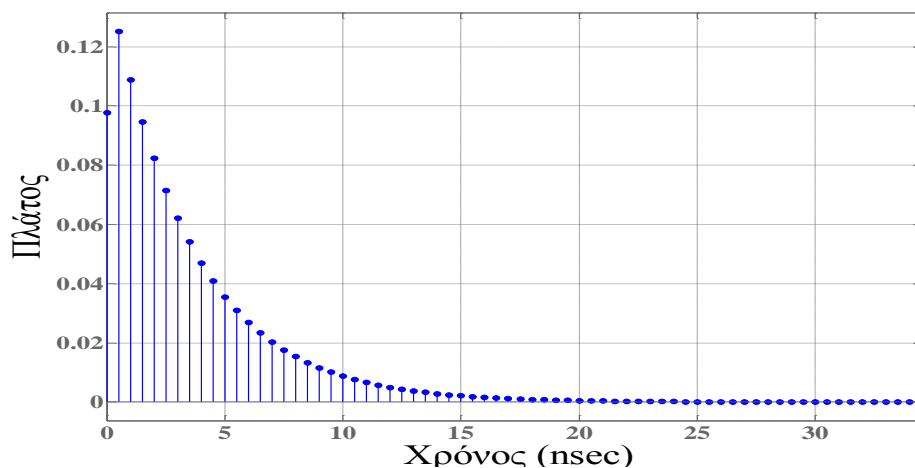
Σχήμα 46: Χαρακτηριστική καμπύλη P-I οπτικής ισχύος (mW) σε συνάρτηση με το ρεύμα πόλωσης (mA)

Η κλίση της καμπύλης είναι περίπου 0.38mW/1mA. Το ρεύμα πόλωσης, που χρησιμοποιείται στις προσομοιώσεις, είναι 18mA, ενώ το ρεύμα διαμόρφωσης (peak-peak) είναι 2.6mA. Η μέση μεταδιδόμενη οπτική ισχύς είναι περίπου  $P_{\text{mean}}=1\text{mW}$  (0 dBm), ενώ το OMA=1mW (0dBm). Για τη μοντελοποίηση της SI-POF ίνας των 50 και 100m χρησιμοποιείται ένα ψηφιακό φίλτρο, που έχει καμπύλη απόκρισης συχνότητας την ηλεκτρική καμπύλη απόκρισης συχνότητας της ίνας SI-POF μήκους 50m, όπως αυτή απεικονίζεται στο επόμενο σχήμα (Σχήμα 47).

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



Σχήμα 47: Ηλεκτρική απόκριση συχνότητας της SI-POF ίνας μήκους 50m



Σχήμα 48: Κρουστική απόκριση του φίλτρου, που προσομοιώνει την ίνα

Το ψηφιακό αυτό φίλτρο δίνει τιμές στους συντελεστές του ώστε η κρουστική απόκριση και καμπύλη απόκρισης συχνότητας του φίλτρου, να πλησιάζει αριθμητικά την καμπύλη απόκρισης συχνότητας της ίνας. Το φίλτρο αυτό μπορεί να υλοποιηθεί είτε με FIR ή IIR τοπολογία. Στο Σχήμα 47 παρατηρούμε ότι η καμπύλη απόκρισης συχνότητας της ίνας (μήκους 50m) έχει μια συμπεριφορά χαμηλοδιαβατού φίλτρου με συχνότητα αποκοπής περίπου στα 90MHz. Κατά τη διαδικασία της προσομοίωσης λαμβάνονται υπόψη και οι απώλειες, που εισάγει η SI-POF ίνα, οι οποίες είναι της τάξης των 180dB/Km ή 0.18dB ανά 1m SI-POF ίνας για μήκος κύματος 650nm. Εισάγονται στο αριθμητικό μοντέλο της προσομοίωσης γεννήτριες τυχαίου θορύβου για τη μοντελοποίηση του θορύβου της φωτοδίοδου μέσω ενός χαρακτηριστικού τους μεγέθους, το οποίο ονομάζεται ισοδύναμος οπτικός θόρυβος (NEP-Noise Equivalent Power). Τυπικές τιμές του NEP για τις φωτοδίοδους, που χρησιμοποιούνται σε POF συστήματα μετάδοσης, είναι από 10-50 pW/ $\sqrt{\text{Hz}}$ . Στο μοντέλο προσομοίωσης εισάγονται γεννήτριες τυχαίου θορύβου, προκειμένου να μοντελοποιηθεί ο θόρυβος των RF ενισχυτών, οι οποίοι χρησιμοποιούνται στην πειραματική διάταξη.

Με τη βοήθεια των ως άνω, αναπτύσσεται ένας πλήρης DMT πομποδέκτης ως μοντέλο προσομοίωσης. Αφού το χρονικά παραγόμενο σήμα του πομπού διαμορφώσει το laser μέσω της χαρακτηριστικής του καμπύλης P-I, διέρχεται του μοντέλου της ίνας και φθάνει στη φωτοδίοδο, στην οποία μετατρέπεται σε ηλεκτρικό σήμα. Στην πλευρά του δέκτη χρησιμοποιούνται τα εξής στάδια: α) του συγχρονισμού, β) της εκτίμησης και της ισοστάθμισης καναλιού (channel estimation and equalization) και γ) της DMT αποδιαμόρφωσης. Το στάδιο του συγχρονισμού βασίζεται στη διαδικασία, η οποία έχει ήδη περιγραφεί στην παράγραφο 2.2.2. Η διαδικασία της εκτίμησης και της ισοστάθμισης του καναλιού βασίζεται στην τεχνική μηδενικού εξαναγκασμού (ZF-Zero Forcing). Ο πομπός εκπέμπει ένα γνωστό DMT πιλοτικό σύμβολο στο δέκτη, όπου με



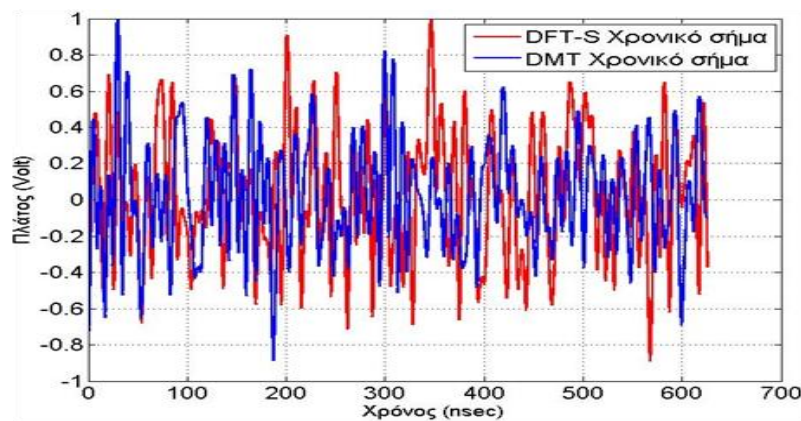
Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

βάση αυτό ο δέκτης εκτιμά τις απώλειες και τις διαφορές φάσεις, που εισάγει το κανάλι. Με τον τρόπο αυτό, ο δέκτης υλοποιεί την ισοστάθμιση του καναλιού.

### 3.2.2 Απόδοση των διαμορφώσεων DMT και DFT-Spread DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας

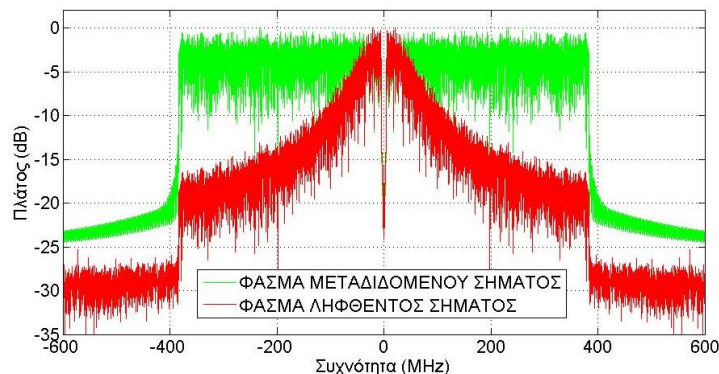
Για την αξιολόγηση της απόδοσης της διαμόρφωσης DFT-Spread DMT σε σχέση με την κλασική DMT, πραγματοποιούνται βάσει των προσομοιώσεων μετρήσεις σχετικά με το ρυθμό εμφάνισης των σφαλμάτων bit σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για όλες τις περιπτώσεις του QAM αστερισμού 16, 32 και 64. Επίσης, γίνεται σύγκριση των ρυθμών μετάδοσης, που επιτυγχάνουν οι δυο διαμορφώσεις για πιθανότητα σφάλματος bit ίση με το ανώτερο όριο της άμεσης διόρθωσης σφαλμάτων FEC, που ισούται με  $1E-3$  ( $BER_{FEC-limit} = 1E-3$ ). Χάριν συντομίας, εφεξής, η **DFT-Spread DMT** θα καλείται ως **DFT-S**. Επίσης, όταν γίνεται αναφορά στο  $BER=1E-3$ , θα χρησιμοποιείται ο όρος  $BER_{FEC-limit}$ .

Στο Σχήμα 49 εμφανίζονται τα χρονικά σήματα για την DFT-S και την DMT.



Σχήμα 49: Τα χρονικά σήματα της DFT-S και της DMT

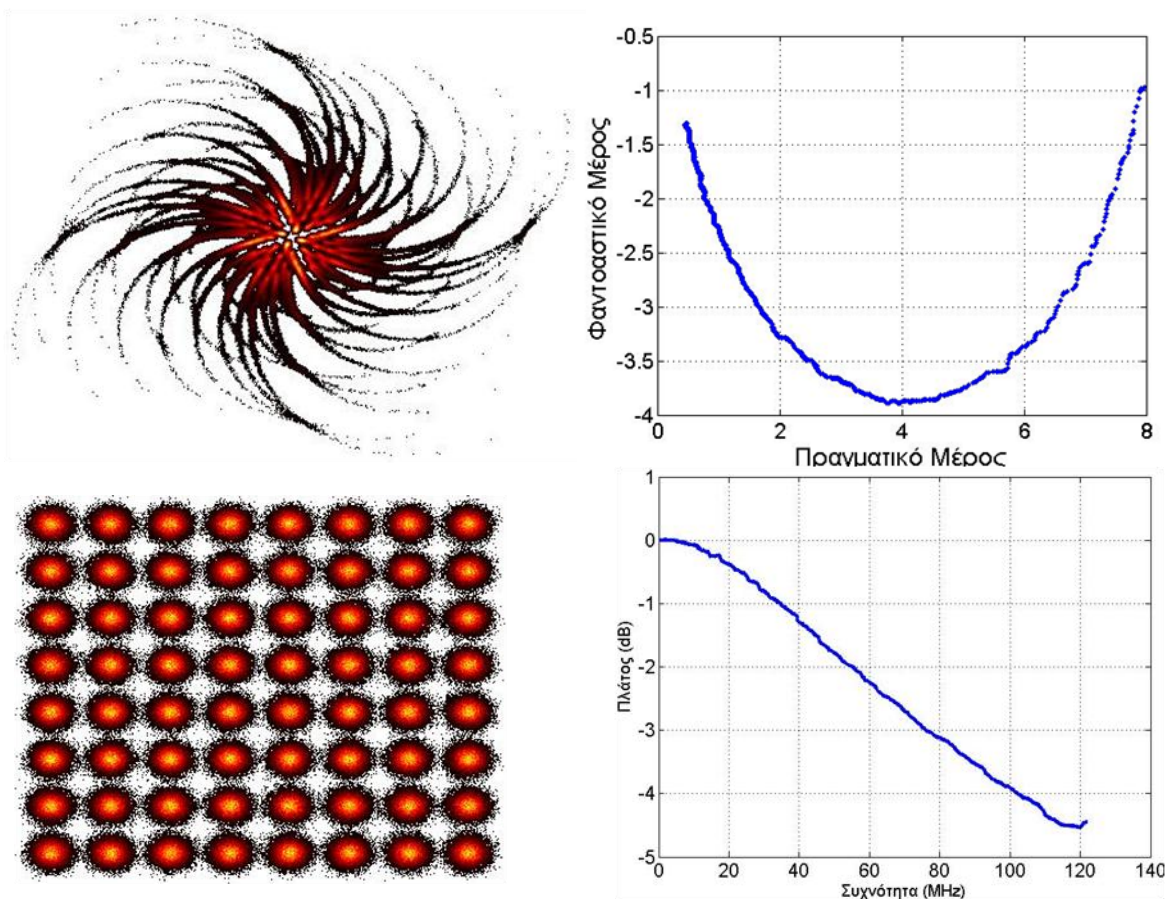
Αφού το παραγόμενο από τον πομπό χρονικό DMT σήμα διαμορφώσει το laser, το οπτικό σήμα περνάει μέσα από το κανάλι της ίνας και φθάνει στη φωτοδίοδο, η οποία το μετατρέπει σε ηλεκτρικό σήμα. Στο ακόλουθο σχήμα (Σχήμα 50), παρατηρούμε το φάσμα του DMT σήματος τόσο πριν (πράσινο χρώμα) όσο και μετά τη μετάδοση (κόκκινο χρώμα) σε 50m SI-POF ίνας. Είναι εμφανής η επίδραση του καναλιού της ίνας στο φάσμα του σήματος.



Σχήμα 50: Φάσμα του σήματος πριν και μετά τη μετάδοση

Εν συνεχεία, αφού πραγματοποιηθεί ο συγχρονισμός με τη βοήθεια πιλοτικού DMT συμβόλου, ακολουθεί η αποδιαμόρφωση DMT. Κατά τη διάρκεια αυτής, ο DFT μετασχηματισμός παράγει τα μη ισοσταθμισμένα σύμβολα, ο αστερισμός των οποίων εμφανίζεται στο Σχήμα 51 στο επάνω αριστερό μέρος.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



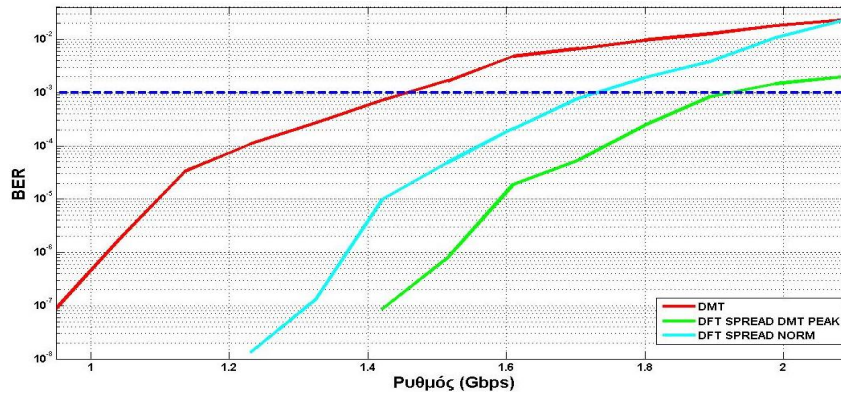
Σχήμα 51: Μη ισοσταθμισμένα λαμβανόμενα μιγαδικά σύμβολα (επάνω αριστερά), αστερισμός των ληφθέντων πιλοτικών συμβόλων (επάνω δεξιά), το μέτρο τους (κάτω δεξιά). Η διόρθωση των λαμβανομένων μιγαδικών συμβόλων με τον αστερισμό των πιλοτικών συμβόλων δίνει τα διορθωμένα κατά φάση και πλάτος σύμβολα (κάτω αριστερά)

Τα μη-ισοσταθμισμένα σύμβολα διορθώνονται με το μιγαδικό αστερισμό των πιλοτικών συμβόλων (επάνω δεξιό μέρος), οπότε προκύπτουν τα διορθωμένα QAM σύμβολα, των οποίων ο αστερισμός απεικονίζεται στο κάτω αριστερό μέρος του σχήματος. Το μέτρο των πιλοτικών συμβόλων παρέχει την εκτιμώμενη απόκριση συχνότητας του συνολικού καναλιού, η οποία παρουσιάζεται κανονικοποιημένη στο κάτω δεξιό μέρος του σχήματος.

Στα επόμενα σχήματα (Σχήματα 52, 53 και 54) παρουσιάζονται οι πιθανότητες σφάλματος bit σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την διαμόρφωση DMT και την διαμόρφωση DFT-S, για τις περιπτώσεις του 16, 32 και 64-QAM αστερισμών. Από τις καμπύλες των σχημάτων αυτών προκύπτει ότι η DFT-S (πράσινο χρώμα) επιδεικνύει βελτιωμένη απόδοση ως προς το BER σε σχέση με την DMT σε όλες τις περιπτώσεις των αστερισμών 16, 32 και 64-QAM για ρυθμούς μετάδοσης από 0.7-2.4Gbps. Η βελτιωμένη απόδοση της DFT-S οφείλεται στο μικρότερο λόγο PAPR και κατά συνέπεια στη μεγαλύτερη μέση ισχύ κατά τη μετάδοση.



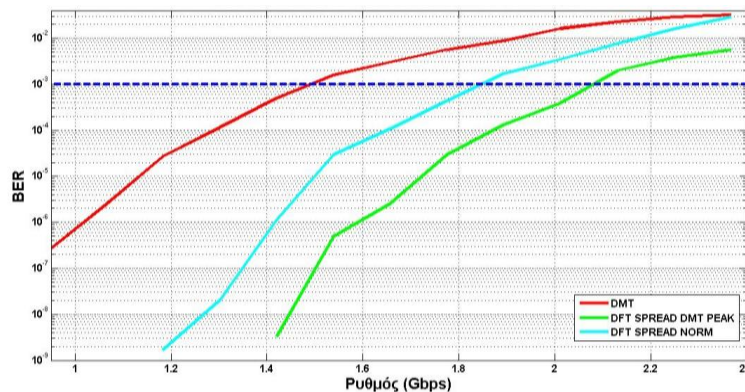
Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



Σχήμα 52: Σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού

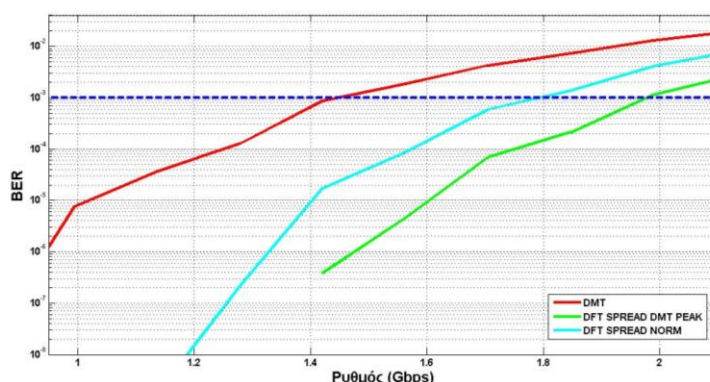
Ειδικότερα, αναφορικά με τον 16-QAM αστερισμό, η DMT επιτυγχάνει ρυθμό μετάδοσης 1.45Gbps για το όριο  $BER_{FEC-limit}$ , ενώ η DFT-S PEAK (πράσινο χρώμα) 1.94Gbps για το ίδιο όριο (Σχήμα 52). Ο όρος DFT-S PEAK αναφέρεται στην DFT-S, όταν μεταδίδεται με την κανονική ισχύ της, η οποία είναι μεγαλύτερη από αυτήν της συμβατικής DMT. Βάσει αυτού του πλεονεκτήματος, επαναλαμβάνουμε τις προσομοιώσεις μεταδίδοντας την DFT-S και την DMT με ίδια μέση ισχύ. Η περίπτωση αυτή για την DFT-S ονομάζεται περίπτωση NORM, στην οποία η DFT-S παρουσιάζει σημαντική βελτίωση σε σχέση με την DMT, αλλά χειρότερη επίδοση σε σχέση με την DFT-S PEAK. Η βελτίωση οφείλεται στη διάχυση, σε ένα άλλο χαρακτηριστικό της διαμόρφωσης DFT-S. Η διάχυση λαμβάνει χώρα στον πομπό, στον οποίο ο DFT πριν από το στάδιο του IDFT διαχέει τα σύμβολα στη συχνότητα. Στο δέκτη δε, ο IDFT από-διαχέει τα σύμβολα (διαδικασία de-spreading) μετά τον DFT της αποδιαμόρφωσης DMT. Η DFT-S NORM επιτυγχάνει για το όριο  $BER_{FEC-limit}$  ρυθμό μετάδοσης 1.73Gbps.

Όμοια αποτελέσματα σχετικά με την απόδοση της DFT-S εξαγονται και από τη μελέτη του BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για τις περιπτώσεις του 32 (Σχήμα 53) και 64-QAM αστερισμού (Σχήμα 54). Σύμφωνα με Σχήμα 53, η DMT επιτυγχάνει ρυθμό 1.5Gbps για το όριο  $BER_{FEC-limit}$ , ενώ η DFT-S (περιπτώσεις NORM και PEAK) επιτυγχάνει αντίστοιχα ρυθμό μετάδοσης 1.85 και 2.07 Gbps για το ίδιο όριο. Παρατηρούμε ότι στους χαμηλούς ρυθμούς η απόδοση της DFT-S είναι εμφανής, επειδή είναι πιο ανεκτική στο θόρυβο σε σχέση με την κλασική διαμόρφωση DMT, καθώς αποτελεί τεχνική διάχυσης.



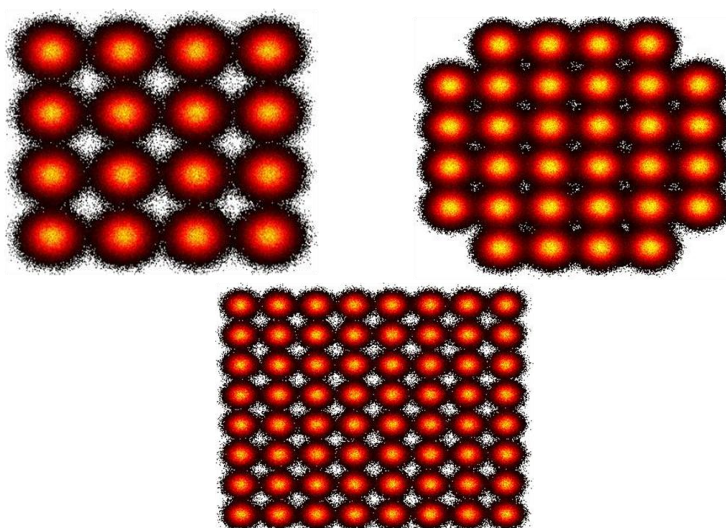
Σχήμα 53: Σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



Σχήμα 54: Σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού

Στην περίπτωση του 64-QAM αστερισμού, η DFT-S επιδεικνύει όμοια συμπεριφορά, βελτιωμένη σε σχέση με την DMT εξαιτίας του μικρότερου PAPR και της spreading φύσης της.



Σχήμα 55: Αστερισμοί 64 και 32-QAM των αποδιαμορφωμένων συμβόλων για την περίπτωση της DFT-S NORM για  $BER_{FEC-limit} = 1E-3$

Στο Σχήμα 55, απεικονίζονται οι αστερισμοί των αποδιαμορφωμένων DFT-S συμβόλων για την περίπτωση  $BER=BER_{FEC-limit}=1E-3$ , ενώ στον κάτωθι πίνακα (Πίνακας 6) συνοψίζονται οι τομές των ρυθμών μετάδοσης, που επιτυγχάνουν η DMT και η DFT-S για το όριο  $BER_{FEC-limit}$ .

Πίνακας 6: Συγκεντρωτικός πίνακας για τους ρυθμούς που επιτυγχάνουν η DMT και η DFT-S για  $BER=BER_{FEC-limit}=1E-3$

BER=BER <sub>FEC-limit</sub> =1E-3			
	16-QAM (Gbps)	32-QAM (Gbps)	64-QAM (Gbps)
DMT	1.45	1.5	1.45
DFT-SPREAD PEAK	1.94	2.07	1.98
DFT-SPREAD NORM	1.73	1.85	1.8

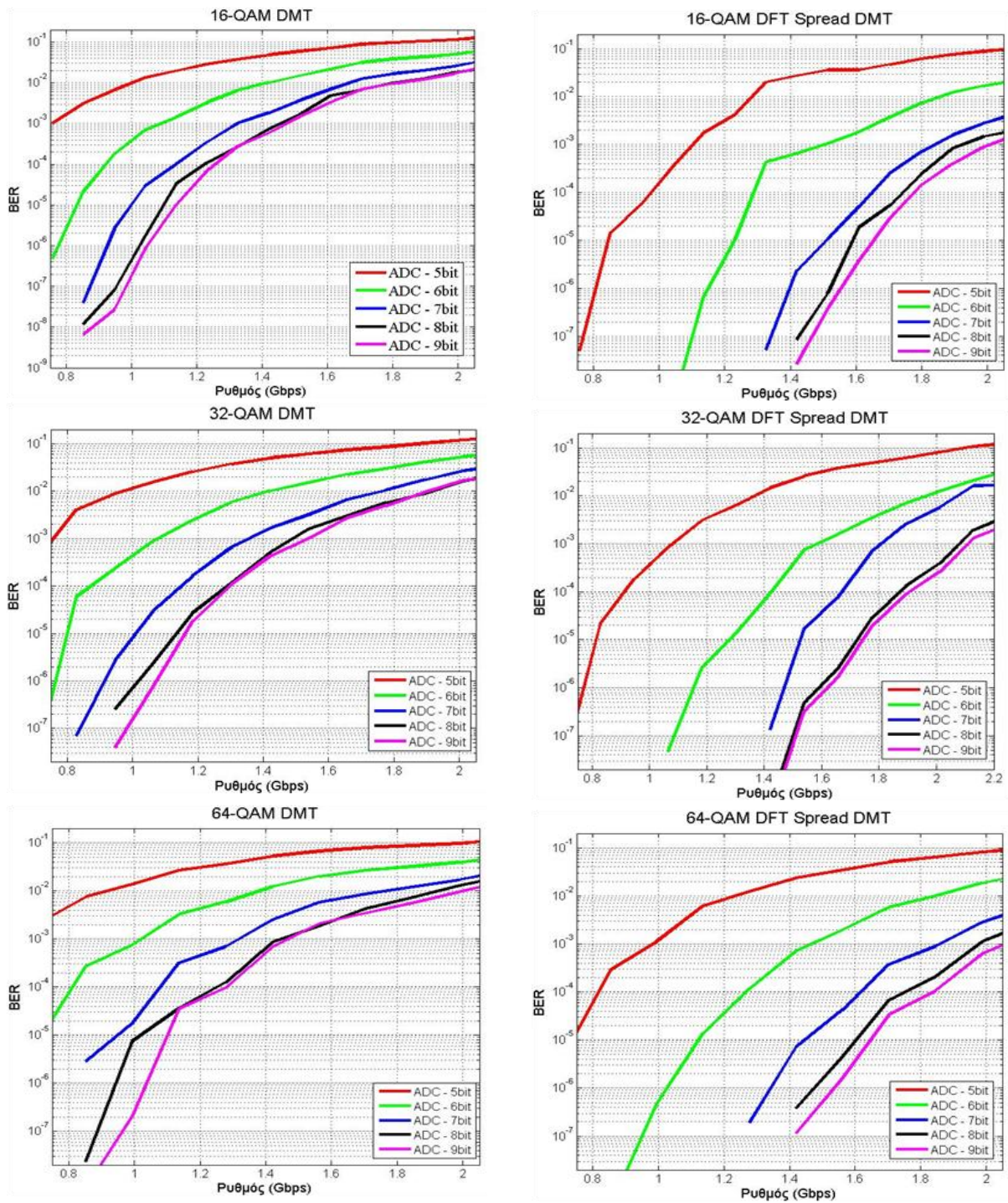


Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Από τις μετρήσεις, οι τιμές των οποίων αναγράφονται στον πίνακα, συνάγεται το συμπέρασμα ότι με τη χρήση της DFT-S επιτυγχάνεται μια σημαντική αύξηση του ρυθμού μετάδοσης για το όριο  $BER_{FEC-limit}$ .

### 3.2.3 Επίδραση της ανάλυσης των bit του ADC στην απόδοση των σχημάτων διαμόρφωσης DMT και DFT-S

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει στο δεύτερο κεφάλαιο, η ανάλυση των bit του DAC και ADC επιδρούν σημαντικά στην απόδοση της διαμόρφωσης DMT [64],[65]. Για αυτόν το λόγο, θεωρείται σκόπιμη η διερεύνηση της επίδρασης κυρίως της ανάλυσης των bit του ADC στην απόδοση των σχημάτων διαμόρφωσης με τη βοήθεια των προσομοιώσεων.



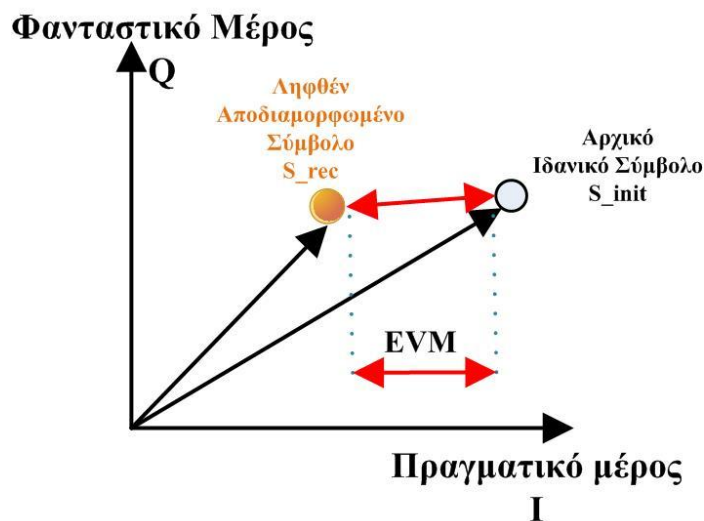
Σχήμα 56: Επίδραση της ανάλυσης των bit του ADC στην απόδοση των σχημάτων DMT και DFT-S για τις περιπτώσεις των 16, 32 και 64-QAM αστερισμού

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Από τις προσομοιώσεις, που λαμβάνουν χώρα καθώς και τις καμπύλες, που παράγονται, προκύπτει ότι η επίδραση της ανάλυσης των bit του ADC παίζει σημαντικό ρόλο στην απόδοση ενός DMT συστήματος. Η απόδοση αυτή εκφράζεται ως προς τον παράγοντα BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης (Σχήμα 56). Προς τούτο, χρησιμοποιείται το μοντέλο προσομοίωσης, το οποίο αναπτύχθηκε για τη μελέτη της διάδοσης στα 50m SI-POF ίνας τόσο για την DMT, όσο και την DFT-S. Σε αυτό το μοντέλο γίνεται μεταβολή της ακρίβειας των bit του ADC μετατροπέα για τιμές από 5 έως 9. Για αριθμό bit του ADC μικρότερο από 8bit η απόδοση της διαμόρφωσης DMT και της DFT-S μειώνεται σημαντικά κυρίως στους μεγαλύτερους αστερισμούς (64-QAM). Για αριθμό ανάλυσης bit του ADC μεγαλύτερο από 8bit, η επίδρασή του στην απόδοση των σχημάτων διαμόρφωσης δεν είναι ιδιαίτερα σημαντική παρά μόνο στους χαμηλούς ρυθμούς, καθώς το SNR στο δέκτη είναι μεγαλύτερο.

### 3.2.4 Απόδοση των σχημάτων διαμόρφωσης DFT-S και DMT ως προς το Error Vector Magnitude

Οι μετρήσεις για το Error Vector Magnitude (EVM) αποτελούν σήμερα αναπόσπαστο κομμάτι των σύγχρονων αναλυτών σήματος (Vector Signal Analyzers-VSA). Οι αναλυτές αυτοί πραγματοποιούν μετρήσεις και αποδιαμορφώνουν ψηφιακά σήματα διαφόρων τηλεπικοινωνιακών standards, όπως W-CDMA, LTE, WLAN κ.α. Ο υπολογισμός του EVM πραγματοποιείται από εξειδικευμένο λογισμικό, που υπάρχει στους ως άνω αναλυτές. Θόρυβος καναλιού, παραμόρφωση, θόρυβος φάσης και μη γραμμικότητες είναι κάποιοι από τους παράγοντες, που υποβαθμίζουν τις τιμές του EVM. Καταρχήν τα λαμβανόμενα σήματα υποβιβάζονται από την RF συχνότητα (RF Down Conversion) και αποδιαμορφώνονται ώστε να προκύψουν τα μιγαδικά σύμβολα, γίνεται μέτρηση του EVM [82].



Σχήμα 57: Παράδειγμα υπολογισμού του EVM σε διάγραμμα αστερισμού

Σύμφωνα με το Σχήμα 57, η RMS τιμή του EVM ορίζεται ως η απόσταση ενός ληφθέντος αποδιαμορφωμένου συμβόλου  $S_{rec}$  από το ιδανικό σύμβολο  $S_{init}$  και μπορεί να εκφραστεί από τη σχέση:

$$EVM_{RMS} = 100 \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |S_{rec} - S_{init}|^2}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |S_{init}|^2}} \quad (50)$$

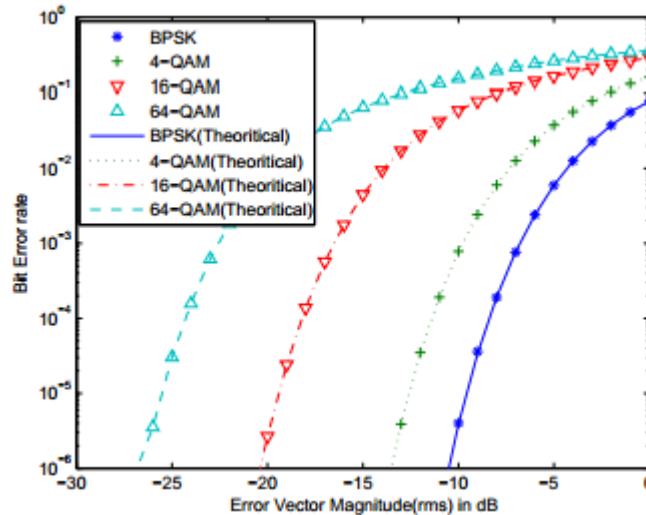
Η παρακάτω σχέση συνδέει την πιθανότητα σφάλματος bit, BER με την τιμή του EVM.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

$$\text{BER} \approx \frac{2 \cdot (1 - \frac{1}{L_1})}{\log_2(L_1)} Q \left[ \sqrt{\frac{3 \cdot \log_2(L_1)}{L_1^2 - 1}} \frac{2}{\text{EVM}^2 \cdot \log_2(M)} \right]$$

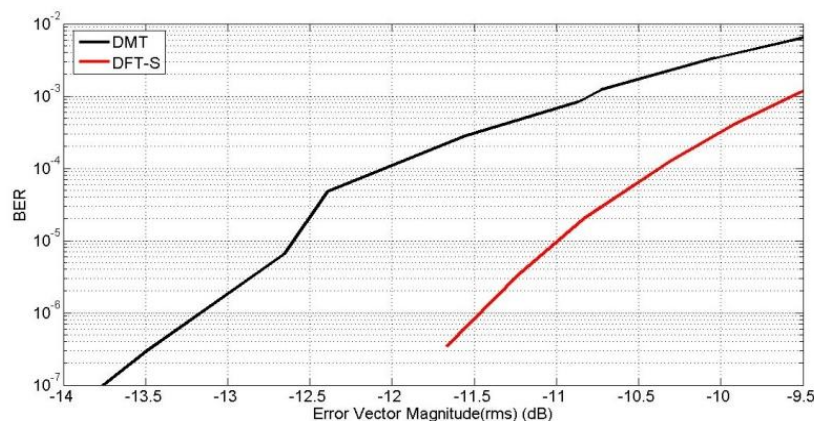
(51)

όπου  $L_1$  το πλήθος των σημείων ανά διάσταση του αστερισμού,  $M$  το πλήθος των σημείων του αστερισμού και  $Q$  η συνάρτηση σφάλματος. Ο τύπος αυτός ισχύει μόνο για Gaussian κανάλι. Η σχέση της πιθανότητας σφάλματος bit,  $P_b$  με την τιμή του EVM εμφανίζεται στο Σχήμα 58:



Σχήμα 58: BER σε συνάρτηση με την τιμή του EVM [82]

Από το σχήμα προκύπτει, ότι μια συγκεκριμένη τιμή του EVM έχει άλλο ποσοστό επίδρασης στην πιθανότητα σφάλματος bit για έναν 4-QAM αστερισμό και άλλο για έναν 64-QAM αστερισμό. Οι αστερισμοί πρέπει να είναι κανονικοποιημένοι ως προς τη μέση ισχύ του αστερισμού, προκειμένου να είναι ορθή η μέτρηση του EVM. Η μετρική του EVM δύναται να χρησιμοποιηθεί για να συγκριθεί η απόδοση της DFT-S με τη συμβατική διαμόρφωση DMT. Ειδικότερα, στο Σχήμα 59, απεικονίζεται η καμπύλη του BER σε συνάρτηση με το EVM για την DMT και την DFT-S για την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού.



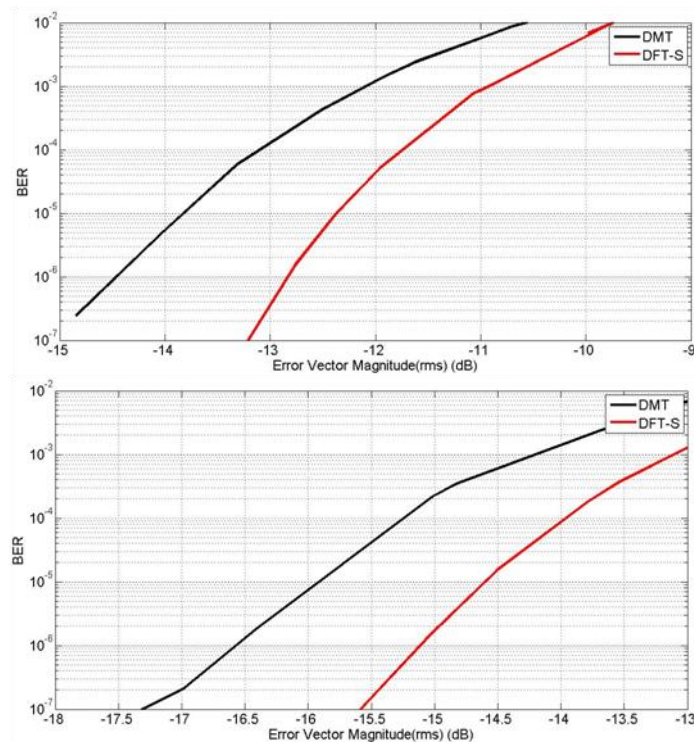
Σχήμα 59: BER σε συνάρτηση με την RMS τιμή του EVM σε dB για την περίπτωση της DMT και της DFT-S για την περίπτωση του 16-QAM

Παρατηρούμε, λοιπόν, ότι για να επιτευχθεί η ίδια πιθανότητα σφάλματος bit, απαιτείται για την DMT μικρότερο EVM σε σχέση με την DFT-S. Ομοίως, η DFT-S επιτυγχάνει μικρότερη πιθανότητα σφάλματος για ίδια τιμή του EVM. Στο επόμενο σχήμα απεικονίζονται οι καμπύλες για την πιθανότητα σφάλματος BER τόσο για την διαμόρφωση DMT όσο και για την DFT-S για τις περιπτώσεις του 32- (Σχήμα 60α) και



Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

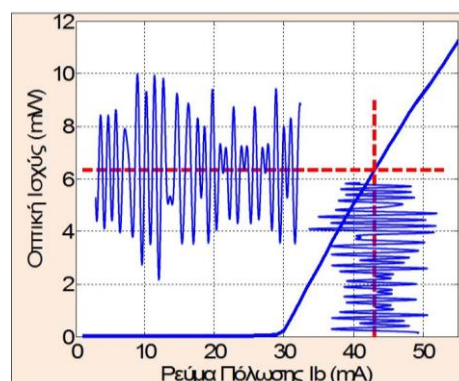
64-QAM (Σχήμα 60β) αστερισμού. Καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι η DFT-S επιτυγχάνει μικρότερη πιθανότητα σφάλματος σε σχέση με την DMT για ίδια τιμή του EVM.



Σχήμα 60: BER σε συνάρτηση με την RMS τιμή του EVM σε dB για την DMT και την DFT-S για την περίπτωση των 32 και 64-QAM

### 3.2.5 Απόδοση των σχημάτων διαμόρφωσης DMT και DFT-S για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας

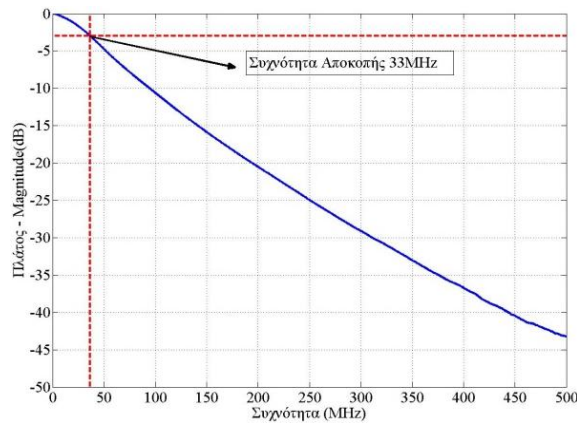
Για μία ποιοτική διερεύνηση της απόδοσης της διαμόρφωσης DMT και DFT-S για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας πραγματοποιούνται προσομοιώσεις σε περιβάλλον MATLAB/SIMULINK. Η χαρακτηριστική καμπύλη P-I (οπτικής ισχύος P σε συνάρτηση με το ρεύμα πόλωσης I) του laser για τις προσομοιώσεις αποτυπώνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 61). Το ρεύμα κατωφλίου του laser είναι 28.8 mA.



Σχήμα 61: Χαρακτηριστική καμπύλη οπτικής ισχύος σε συνάρτηση με το ρεύμα πόλωσης P-I για το laser των 10mW που χρησιμοποιείται για τη διάδοση στα 100m SI-POF ίνας

Η ηλεκτρική καμπύλη απόκρισης για την SI-POF ίνα των 100m, της οποίας η συχνότητα αποκοπής είναι 33MHz περίπου, παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 62).

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



**Σχήμα 62: Απόκριση συχνότητας της ίνας για την περίπτωση των 100m SI-POF ίνας**

Για κάθε μεταβολή του ρυθμού μετάδοσης από 0.5-1.2Gbps υπολογίζεται ο ρυθμός εμφάνισης των σφαλμάτων bit-BER για τις περιπτώσεις των 16, 32 και 64-QAM αστερισμών. Η πιθανότητα σφάλματος bit σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για τις τρεις περιπτώσεις εμφανίζεται στα σχήματα 64, 65 και 66, αντίστοιχα.

Από την παρατήρηση των σχημάτων συνάγεται ότι η συμπεριφορά της DFT-S για τη διάδοση στα 100m SI-POF ίνας ακολουθεί την ίδια τάση με εκείνη για διάδοση στα 50m ίνας. Συγκεκριμένα, η DFT-S επιτυγχάνει καλύτερη και σημαντική απόδοση σε σχέση με την κλασική DMT, όταν μεταδίδεται με μεγαλύτερη μέση ισχύ (περίπτωση PEAK). Παρατηρείται λοιπόν, βελτίωση ως προς τη πιθανότητα σφάλματος bit και το ρυθμό μετάδοσης.

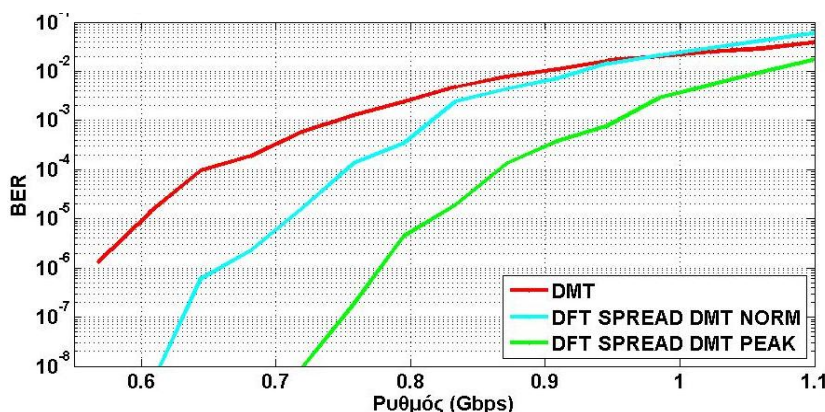
Οι λόγοι της βελτιωμένης αυτής απόδοσης είναι:

1. το μικρότερο λόγο PAPR και ως εκ τούτου η μεγαλύτερη μέση ισχύς, που έχει και
2. η spreading φύση της διαμόρφωσης αυτής.

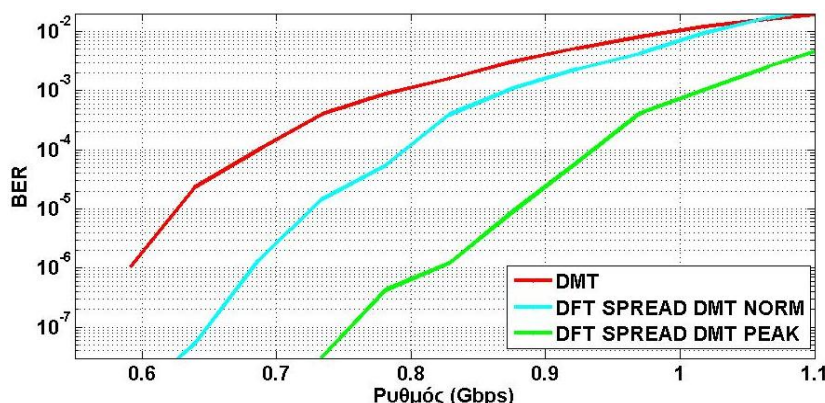
Στη συνέχεια, πραγματοποιούνται προσομοιώσεις, στις οποίες η DFT-S έχει την ίδια μέση ισχύ με την DMT (περίπτωση NORM). Και σε αυτήν την περίπτωση, η DFT-S επιδεικνύει καλύτερη συμπεριφορά ως προς το BER σε σύγκριση με τη συμβατική DMT. Η απόδοσή της, όμως, είναι ελαφρώς χειρότερη σε σχέση με την περίπτωση PEAK. Κατά συνέπεια, συνάγεται ότι η DFT-S τόσο στην περίπτωση PEAK, όσο και στη NORM εμφανίζει σημαντική βελτίωση ως προς το BER, ιδιαίτερα στους χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης, για τους οποίους οι τιμές του SNR είναι αρκετά μεγάλες.

Στα ακόλουθα σχήματα παρουσιάζεται BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την DMT και την DFT-S (PEAK και NORM) για τις περιπτώσεις των 16, 32 και 64-QAM αστερισμών. Ειδικότερα, στην περίπτωση του 16-QAM αστερισμού, παρατηρούμε ότι η DFT-S PEAK επιτυγχάνει ρυθμό μετάδοσης για όριο  $BER_{FEC-limit}$  ίσο με 950Mbps περίπου, ενώ η DMT επιτυγχάνει για το ίδιο όριο BER ρυθμό μετάδοσης ίσο με 750Mbps περίπου. Κατά συνέπεια, προκύπτει ένα κέρδος στην χωρητικότητα ίσο με 200Mbps περίπου. Στην περίπτωση, κατά την οποία η DFT-S και η κλασική DMT μεταδίδονται με την ίδια μέση ισχύ, η DFT-S NORM παρουσιάζει μειωμένη βελτίωση σε σχέση με την DFT-S PEAK, αλλά βελτιωμένη απόδοση σε σύγκριση με την παραδοσιακή DMT διαμόρφωση.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



Σχήμα 63: Σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού



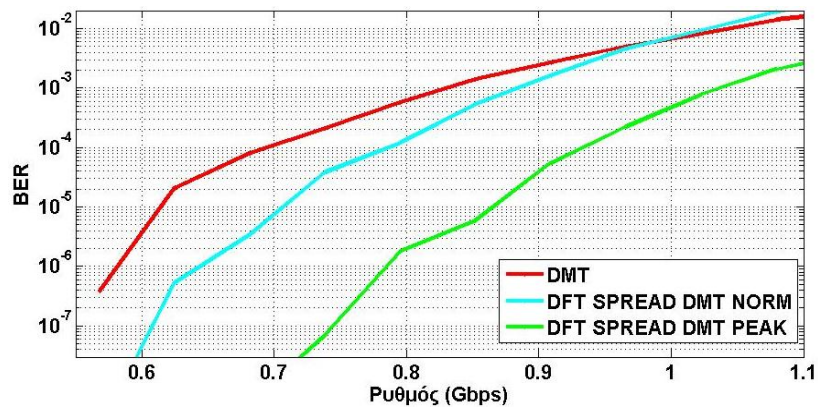
Σχήμα 64: Σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού

Στην περίπτωση του 32-QAM αστερισμού (Σχήμα 64), η DMT επιτυγχάνει ρυθμό μετάδοσης περίπου 800Mbps για όριο  $BER_{FEC-limit}$ , ενώ η DFT-S PEAK επιτυγχάνει την ίδια απόδοση BER για ρυθμό μετάδοσης 1.05Gbps περίπου. Σημειώνεται, δηλαδή, μια διαφορά στο ρυθμό μετάδοσης ίση με 200Mbps περίπου, η οποία οφείλεται στο μικρότερο PAPR της DFT-S σε σχέση με την DMT. Εξάλλου, όπως ήδη αναφέρθηκε, το μικρότερο PAPR προκύπτει και από τις καμπύλες που συγκρίνουν την CCDF του PAPR των ως άνω διαμορφώσεων.

Αναφορικά με τον 64-QAM αστερισμό (Σχήμα 65) καταλήγουμε σε παρόμοια συμπεράσματα για την απόδοση της DFT-S σε σχέση με αυτήν της DMT ως προς το BER. Ειδικότερα, αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης, που επιτυγχάνει η DFT-S, σε σχέση με την DMT για το όριο  $BER_{FEC-limit}$ . Η μεν DFT-S PEAK παρουσιάζει αρκετά βελτιωμένη απόδοση ως προς το BER σε σχέση με την DMT, γεγονός που οφείλεται στο ότι η τεχνική αυτή αποτελεί μια spreading τεχνική, αφού διαχέει τα σύμβολα με τη βοήθεια του DFT, που υπάρχει στον πομπό πριν από το στάδιο του IDFT. Ο ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνει η DFT-S για το όριο  $BER_{FEC-limit}$ , είναι 1.05Gbps. Η δε DFT-S NORM επιδεικνύει λιγότερο βελτιωμένη απόδοση σε σχέση με την DFT-S PEAK, καθώς χάνει το πλεονέκτημα της αυξημένης μέσης ισχύος εξαιτίας της κανονικοποίησης της ισχύος της με αυτή της DMT. Εξάλλου, για ρυθμό μετάδοσης 750Mbps περίπου η DFT-S PEAK επιτυγχάνει απόδοση ρυθμού σφαλμάτων bit ίση  $10^{-7}$  σε σύγκριση με την DMT, στην οποία η απόδοση BER είναι  $2 \cdot 10^{-4}$ . Ως εκ τούτου, παρατηρείται τρεις τάξεις μεγέθους βελτιωμένη απόδοση στο BER για την διαμόρφωση DFT-S.



Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



Σχήμα 65: Σύγκριση των DMT με την DFT-S PEAK και την NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού

Στον ακόλουθο πίνακα (Πίνακας 7) συνοψίζονται οι τιμές του ρυθμού μετάδοσης για  $BER_{FEC-limit}$  για την DMT και DFT-S για τις περιπτώσεις των 16, 32 και 64-QAM αστερισμών.

Πίνακας 7: Συγκεντρωτικός πίνακας για τους ρυθμούς που επιτυγχάνουν η DMT και η DFT-S για  $BER = BER_{FEC-limit} = 1E-3$

BER= $BER_{FEC-limit}=1E-3$			
	16-QAM (Gbps)	32-QAM (Gbps)	64-QAM (Gbps)
DMT	0.75	0.79	0.88
DFT-SPREAD PEAK	0.95	1.05	1.05
DFT-SPREAD NORM	0.81	0.87	0.83

### 3.2.6 Απόδοση της διαμόρφωσης CDMA-DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας

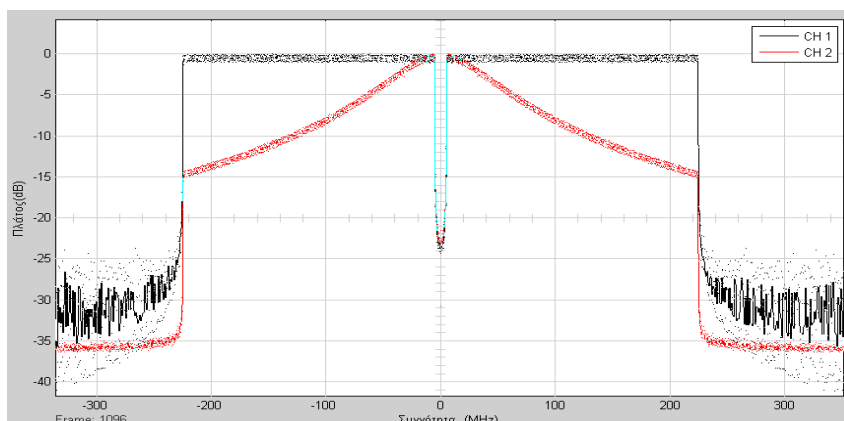
Έχει ήδη επισημανθεί στο δεύτερο κεφάλαιο ότι η διαμόρφωση CDMA-DMT συνδυάζει τα πλεονεκτήματα της OFDM (μετάδοση πολλών υπο-καναλιών) με εκείνα της συμβατικής CDMA (διάχυση των συμβόλων με χρήση ορθογώνιων κωδικών-ακολουθιών). Η διαμόρφωση αυτή εκτός από σχήμα πολλαπλής πρόσβασης αποτελεί και μια τεχνική διάχυτου φάσματος, η οποία προσφέρει ανοχή στις απώλειες και το θόρυβο [80]-[81].

Για να διερευνηθεί η απόδοση της τεχνικής CDMA-DMT, πραγματοποιούνται προσομοιώσεις για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας και ακολούθως γίνεται σύγκριση της CDMA-DMT με τη συμβατική διαμόρφωση DMT ως προς το ρυθμό εμφάνισης σφαλμάτων bit για ρυθμούς μετάδοσης από 800Mbps έως 2.3Gbps. Προς τούτο, χρησιμοποιείται η χαρακτηριστική καμπύλη P-I (παράγραφος 3.2.1), καθώς και η καμπύλη απόκρισης της ίνας SI-POF για τα 50m. Το αριθμητικό μοντέλο αναπτύσσεται σε προγραμματιστικό περιβάλλον MATLAB/Simulink.

Αφού το παραγόμενο από τον πομπό CDMA-DMT χρονικό σήμα διαμορφώσει το laser μέσω της χαρακτηριστικής του P-I, το οπτικό σήμα περνάει από το κανάλι της SI-POF ίνας μήκους 50m, της οποίας η ηλεκτρική συχνότητα αποκοπής είναι στα 90MHz. Στη συνέχεια, το ηλεκτρικό σήμα από τη φωτοδίοδο λαμβάνεται μέσω του ADC. Αφού πραγματοποιηθεί το στάδιο του συγχρονισμού και ισοστάθμισης του καναλιού, αρχίζει η διαδικασία της αποδιαμόρφωσης CDMA-DMT. Το φάσμα του μεταδιδόμενου (μαύρο

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

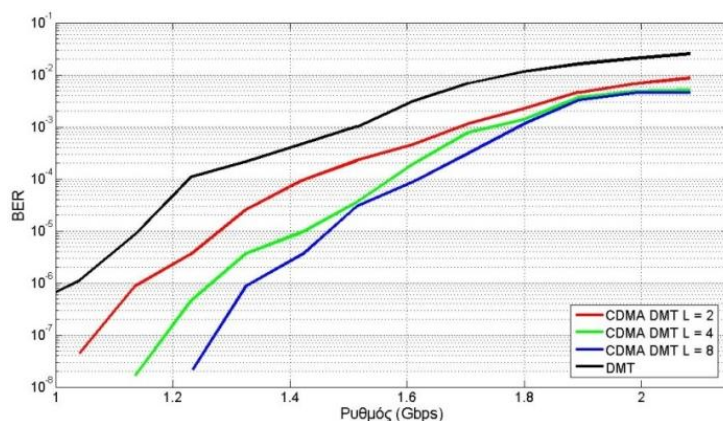
χρώμα) και του λαμβανόμενου CDMA-DMT σήματος (κόκκινο χρώμα) απεικονίζεται στο Σχήμα 66, όπου φαίνεται ξεκάθαρα η επίδραση της καμπύλης απόκρισης της ίνας.



Σχήμα 66: Φάσμα του μεταδιδόμενου και του λαμβανόμενου CDMA-DMT σήματος

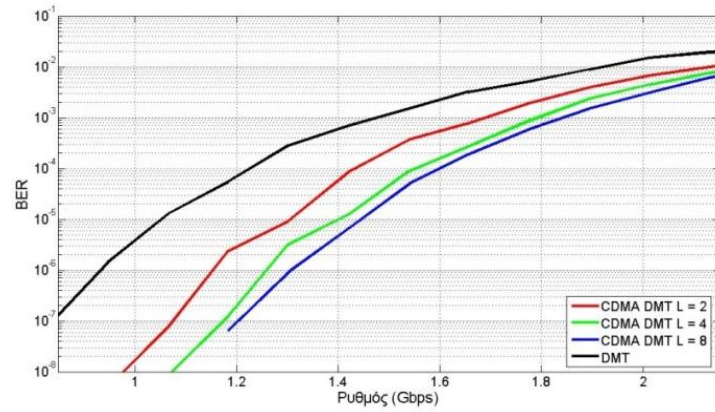
Ενόψει των ανωτέρω, η CDMA-DMT επιδεικνύει σημαντική βελτίωση σε σχέση με την κλασική DMT για όλες τις περιπτώσεις των αστερισμών (16, 32, 64-QAM) και για το σύνολο των τιμών του παράγοντα διάχυσης  $L$  {2,4 και 8}.

Αναφορικά με τον 16-QAM αστερισμό, η CDMA-DMT παρουσιάζει σε όλες τις περιπτώσεις του συντελεστή διάχυσης  $L$  καλύτερη απόδοση σε σχέση με την κλασική DMT, όπως απεικονίζεται στο ακόλουθο σχήμα (Σχήμα 67). Παρόμοια συμπεριφορά παρατηρείται και για την περίπτωση του 32 και του 64-QAM αστερισμού. Ειδικότερα, η CDMA-DMT παρουσιάζει καλύτερα αποτελέσματα ως προς το ρυθμό εμφάνισης σφαλμάτων bit για ένα συγκεκριμένο ρυθμό μετάδοσης σε σύγκριση με τη συμβατική διαμόρφωση DMT για όλες τις περιπτώσεις του  $L$ . Επίσης, η CDMA-DMT επιδεικνύει σημαντική βελτίωση ως προς το BER στους χαμηλούς ρυθμούς (0.7-1.3Gbps), καθώς είναι μια τεχνική διάχυσης, η οποία έχει μεγαλύτερη ανοχή στο θόρυβο σε σύγκριση με την DMT.

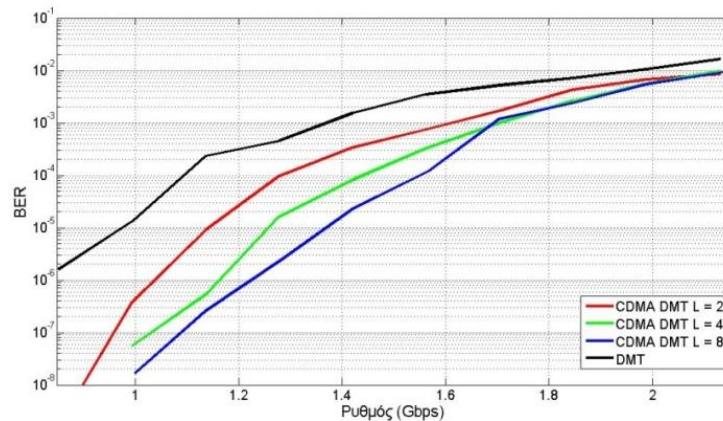


Σχήμα 67: Σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για  $L=2, 4$  και  $8$  ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού για μετάδοση στα 50m SI-POF ίνας, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



Σχήμα 68: Σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού για μετάδοση στα 50m SI-POF ίνας, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση



Σχήμα 69: Σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού για μετάδοση στα 50m SI-POF ίνας, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση

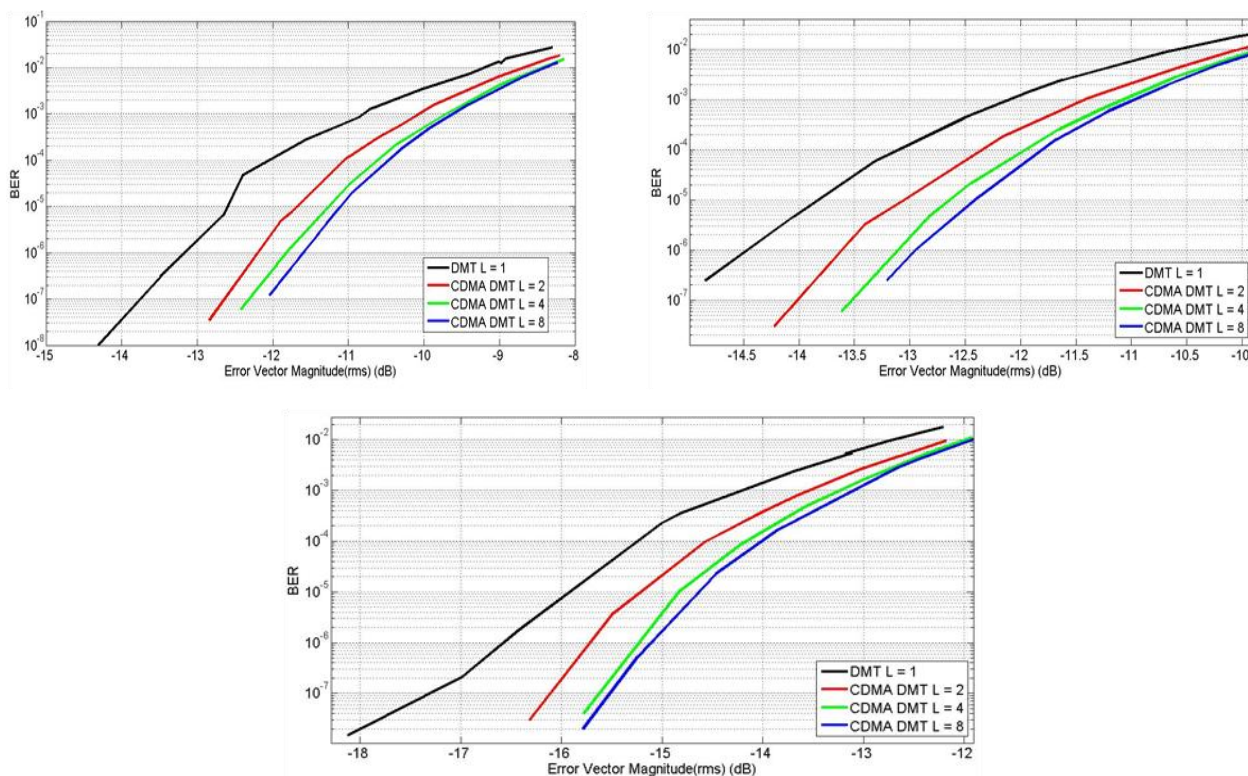
Στον κάτωθι πίνακα (Πίνακας 8) συγκεντρώνονται οι τιμές των ρυθμών μετάδοσης, που επιτυγχάνουν η DMT και η CDMA-DMT για όλες τις περιπτώσεις των αστερισμών (16, 32 και 64-QAM), καθώς και για τις τιμές του συντελεστή διάχυσης L (2, 4 και 8).

Πίνακας 8: Συγκεντρωτικός πίνακας για τους ρυθμούς, που επιτυγχάνουν η DMT και η CDMA-DMT για  $BER=BER_{FEC-limit}=1E-3$

Ρυθμοί (Gbps) για $BER_{FEC-limit}$				
M-QAM	DMT	CDMA-DMT		
	L=1	L=2	L=4	L=8
16-QAM	1.5	1.7	1.78	1.8
32-QAM	1.45	1.23	1.79	1.82
64-QAM	1.4	1.6	1.7	1.7

### 3.2.7 Απόδοση της διαμόρφωσης CDMA-DMT ως προς το BER σε συνάρτηση με το EVM

Το EVM αποτελεί ένα μέτρο ποιότητας της διαμόρφωσης. Στο επόμενο σχήμα (Σχήμα 70) παρουσιάζονται οι καμπύλες της πιθανότητας σφάλματος bit σε σχέση με την RMS τιμή του EVM. Παρατηρείται ότι η CDMA-DMT επιτυγχάνει για μια συγκεκριμένη τιμή του EVM, μικρότερη πιθανότητα σφάλματος σε σχέση με την κλασική DMT.



Σχήμα 70: BER σε συνάρτηση με την RMS τιμή του EVM (dB) για την περίπτωση της CDMA-DMT σε σύγκριση με την DMT διαμόρφωση για τις περιπτώσεις: α)16, β) 32 και γ)64-QAM και για τις τιμές του spreading factor L=2, 4 και 8

Ενδεικτικά, αναφέρεται η περίπτωση του 16-QAM αστερισμού, σύμφωνα με την CDMA-DMT επιτυγχάνει μικρότερη πιθανότητα σφάλματος bit σε σχέση με την DMT για μία συγκεκριμένη RMS τιμή του EVM ενώ για μία τιμή του BER (π.χ. 1E-7) η CDMA-DMT επιτυγχάνει την πιθανότητα αυτή με μεγαλύτερη RMS τιμή του EVM.

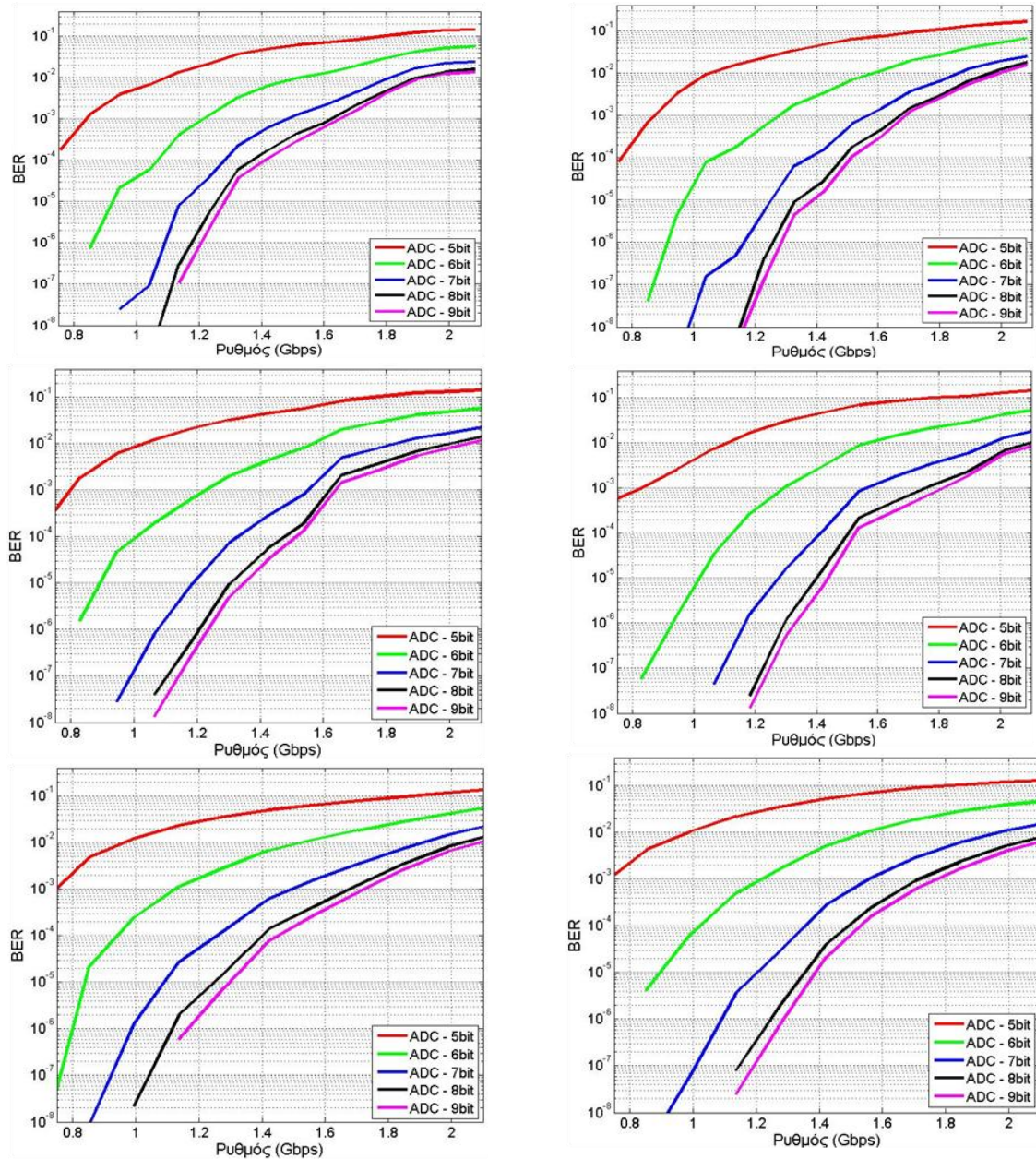
### 3.2.8 Επίδραση της ανάλυσης των bits του ADC μετατροπέα στην απόδοση της διαμόρφωσης CDMA-DMT

Προκειμένου να εξεταστεί η επίδραση της ανάλυσης των bits του ADC μετατροπέα στην απόδοση της διαμόρφωσης CDMA-DMT, η οποία εκφράζεται με τον παράγοντα BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης, πραγματοποιούνται προσομοιώσεις με χρήση του μοντέλου του ADC. Για το λόγο αυτόν, χρησιμοποιείται το μοντέλο, το οποίο έχει αναπτυχθεί για τη μελέτη της απόδοσης της CDMA-DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας.

Όπως προκύπτει από την παρατήρηση των καμπυλών του επόμενου σχήματος (Σχήμα 71), ο αριθμός των bits ανάλυσης του ADC μετατροπέα για τιμές μικρότερες από 8 bits έχει εμφανή επίδραση στη μείωση της απόδοσης της CDMA-DMT. Η βελτίωση που εισάγεται για την περίπτωση, κατά την οποία ο αριθμός των bit ανάλυσης του ADC είναι μεγαλύτερος από 8 bits, είναι πάρα πολύ μικρή.



Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



Σχήμα 71: Επίδραση της ανάλυσης των bits του ADC μετατροπέα στην απόδοση της διαμόρφωσης CDMA-DMT για τις περιπτώσεις των 16 (πρώτη γραμμή), 32 (δεύτερη γραμμή) και 64-QAM αστερισμών (τρίτη γραμμή) και  $L=2$  και 4

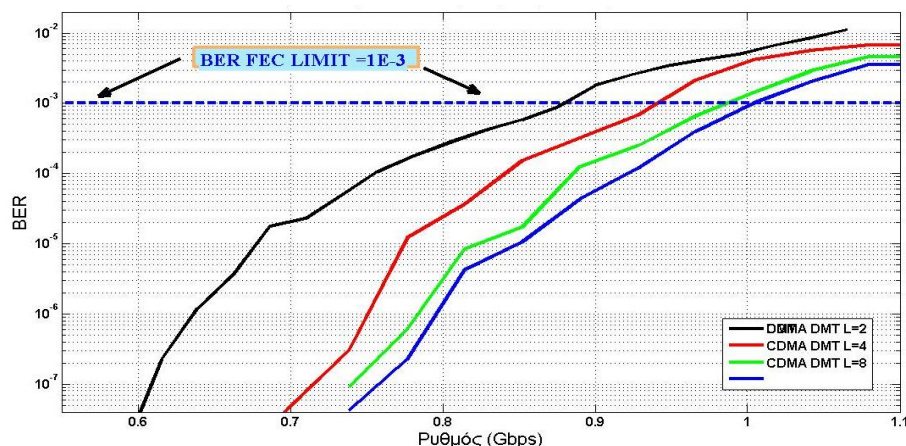
### 3.2.9 Απόδοση της διαμόρφωσης CDMA-DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας

Για να μελετηθεί η απόδοση της τεχνικής CDMA-DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας, πραγματοποιούνται προσομοιώσεις σε περιβάλλον SIMULINK-MATLAB. Με βάση τα αποτελέσματα αυτά, συγκρίνεται η CDMA-DMT με την κλασική DMT ως προς το ρυθμό εμφάνισης σφαλμάτων bit για ρυθμούς μετάδοσης από 500 έως 1100Mbps. Η τεχνική CDMA-DMT παρουσιάζει εμφανώς βελτιωμένη απόδοση για διάφορους M-QAM αστερισμούς και διαφορετικούς παράγοντες διάχυσης (spreading factor).

Στο ακόλουθο σχήμα (Σχήμα 72), απεικονίζονται οι καμπύλες του BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης στην κλίμακα από 0.5-1.1Gbps. Η CDMA-DMT για spreading factor  $L=2$  εμφανίζει σημαντική βελτίωση σε σχέση με την DMT στους χαμηλούς ρυθμούς για τους εξής δύο λόγους:

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

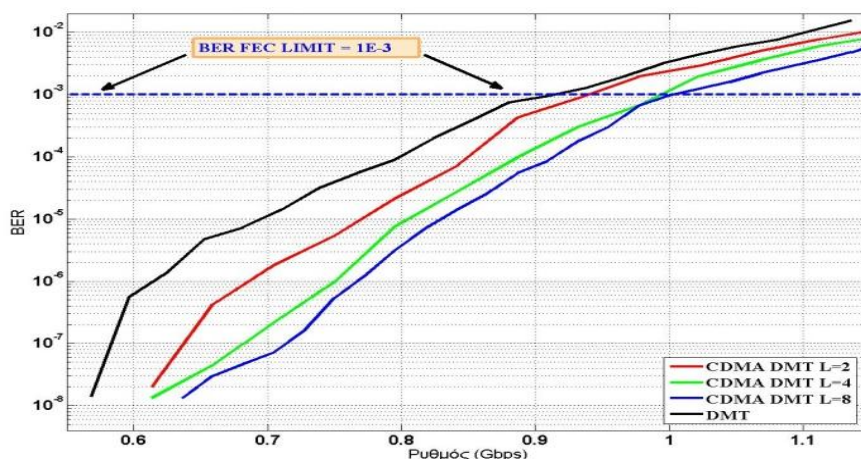
1. Την ύπαρξη μεγαλύτερου SNR στους χαμηλούς ρυθμούς, καθώς το σήμα καταλαμβάνει μικρότερο φάσμα και
2. Την spreading φύση της διαμόρφωσης αυτής.



**Σχήμα 72: Σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού**

Αναφορικά με την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού (Σχήμα 72), ο ρυθμός μετάδοσης για το όριο  $BER_{FEC-limit}$ , τον οποίο επιτυγχάνει η DMT, είναι περίπου 870Mbps. Αντιστοίχως, η CDMA-DMT με συντελεστή διάχυσης L=2, επιτυγχάνει ρυθμό μετάδοσης 950Mbps. Επιπροσθέτως, για παράγοντα διάχυσης L=2 και 4, η απόδοση της CDMA-DMT είναι αρκετά μεγαλύτερη για τους χαμηλούς ρυθμούς σε σχέση με αυτήν της DMT. Ειδικότερα, η DMT επιτυγχάνει BER περίπου της τάξης του  $2E-5$  για την περίπτωση του ρυθμού μετάδοσης των 700Mbps. Στην αντίστοιχη περίπτωση, η CDMA-DMT για L=2 επιτυγχάνει BER της τάξης του  $1E-7$  περίπου. Περαιτέρω, ο ρυθμός που επιτυγχάνεται για L=4 και 8 για το όριο FEC είναι περίπου της τάξης του 1Gbps.

Αναφορικά με τον 64-QAM αστερισμό (Σχήμα 73), η βελτίωση που παρατηρείται στους χαμηλούς ρυθμούς είναι εμφανής. Ο ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνει η CDMA-DMT για το όριο  $BER_{FEC-limit}$  είναι 940Mbps, 990Mbps και 1Gbps για τις τιμές του spreading factor 2, 4 και 8 αντίστοιχα, ενώ η συμβατική DMT επιτυγχάνει ρυθμό μετάδοσης 910Mbps.

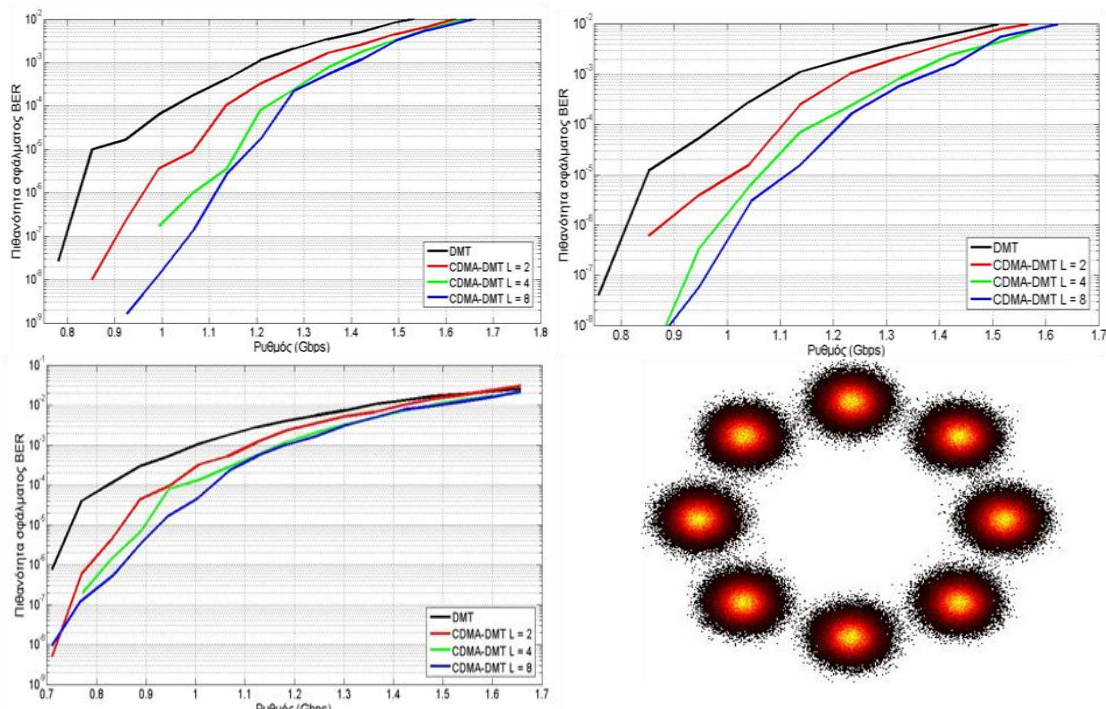


**Σχήμα 73: Σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού**



### 3.2.10 Απόδοση της διαμόρφωσης CDMA-DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας με χρήση της PSK διαμόρφωσης

Για να μελετήσουμε την απόδοση της CDMA-DMT με διαμόρφωση PSK για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας, επαναλαμβάνουμε τις προσομοιώσεις. Στο δομικό διάγραμμα του πομποδέκτη της CDMA-DMT της παραγράφου 2.5 στο δεύτερο κεφάλαιο, ο QAM Mapper αντικαθίσταται στον πομπό με τον PSK Mapper. Ομοίως και στον δέκτη ο QAM De-mapper αντικαθίσταται με τον PSK De-mapper. Ο ρυθμός μετάδοσης μεταβάλλεται από 700Mbps έως 1.7Gbps. Ακολούθως, μετράται η πιθανότητα σφάλματος bit τόσο για την DMT, όσο και για την CDMA-DMT. Από τις καμπύλες BER σε συνάρτηση με τον ρυθμό μετάδοσης, που προκύπτουν, συνάγεται το συμπέρασμα ότι η CDMA-DMT εμφανίζει καλύτερη απόδοση σε σχέση με την DMT σε όλες τις περιπτώσεις του συντελεστή διάχυσης (Σχήμα 74).



Σχήμα 74: Σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του: α) 8 (πάνω αριστερά), β) 16 (πάνω δεξιά) και γ) 32-PSK (κάτω αριστερά) αστερισμού για μετάδοση στα 50m SI-POF ίνας δ) Παράδειγμα λαμβανόμενου 8-PSK αστερισμού για ρυθμό 1.1Gbps (κάτω δεξιά)

Επειδή οι αστερισμοί PSK απαιτούν περισσότερο SNR, για να αποδιαμορφωθούν σωστά από το δέκτη, χρησιμοποιούνται μόνο οι 8, 16 και 32-PSK αστερισμοί.

Πίνακας 9: Οι ρυθμοί για την περίπτωση του BER=1E-3 για την DMT και για την CDMA-DMT με L=2, 4 και 8

Ρυθμοί (Gbps) για BER=1E-3				
M-PSK	DMT	CDMA-DMT		
	L=1	L=2	L=4	L=8
8-PSK	1.20	1.31	1.375	1.405
16-PSK	1.12	1.23	1.34	1.38
32-PSK	1.00	1.11	1.17	1.18

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

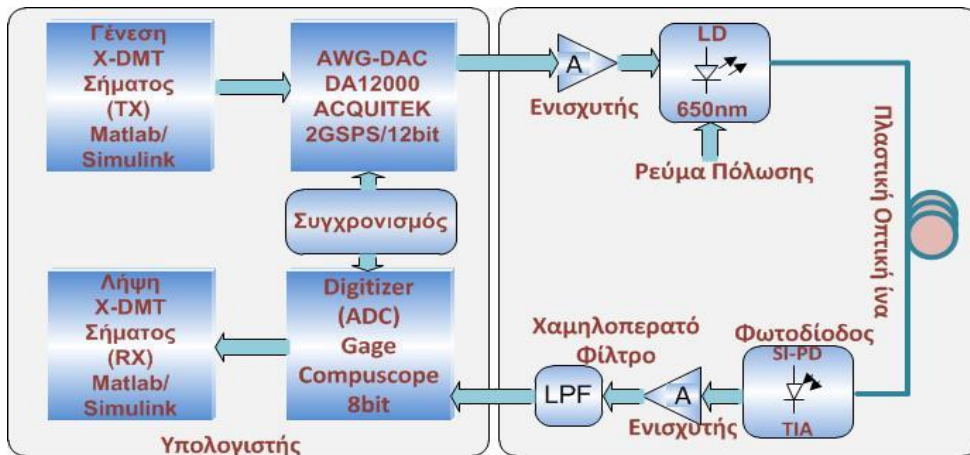
Στον ανωτέρω πίνακα αναφέρονται οι τιμές του ρυθμού μετάδοσης για το όριο FEC για την DMT και την διαμόρφωση CDMA-DMT για τους 8, 16 και 32-PSK αστερισμούς. Εξαιτίας της μειωμένης απόδοσης της τεχνικής CDMA-DMT με PSK αστερισμούς, δεν επαναλαμβάνονται οι μετρήσεις με τη βοήθεια της πειραματικής διάταξης.

### 3.3 Πειραματικά Αποτελέσματα

Το βασικό αντικείμενο της πειραματικής διερεύνησης, που διενεργείται με τη βοήθεια πειραματικών διατάξεων, είναι η επιβεβαίωση των αριθμητικά υπολογισμένων αποτελεσμάτων.

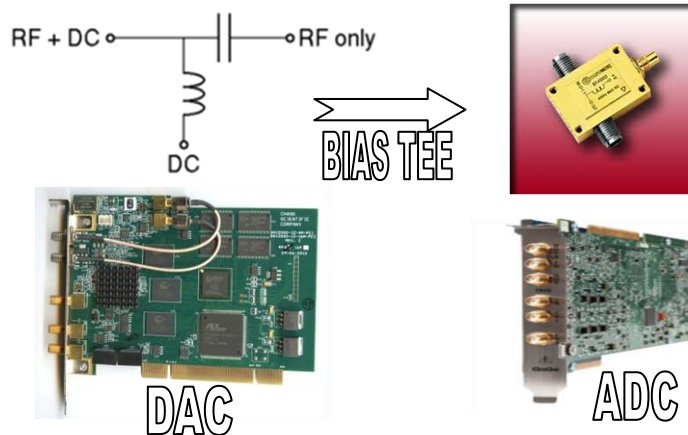
#### 3.3.1 Περιγραφή της πειραματικής διάταξης

Για την πειραματική διερεύνηση χρησιμοποιείται πειραματική διάταξη, της οποίας το δομικό διάγραμμα παρουσιάζεται στο Σχήμα 75.



Σχήμα 75: Δομικό διάγραμμα της πειραματικής διάταξης

Σύμφωνα με αυτό, το DMT σήμα γεννιέται, καταρχήν, ψηφιακά σε περιβάλλον MATLAB/Simulink. Εν συνεχεία, αποθηκεύεται στη μνήμη της κάρτας DA12000 [83] και παράγεται ως αναλογικό σήμα μέσω του DAC (Digital to Analog Converter) μετατροπέα, που διαθέτει η κάρτα. Η ανάλυση του DAC είναι 12-bit και χρονίζεται στα 2 GHz. Αφού ενισχυθεί κατάλληλα, το σήμα διαμορφώνει το laser μέσω μιας διάταξης, που ονομάζεται bias tee.

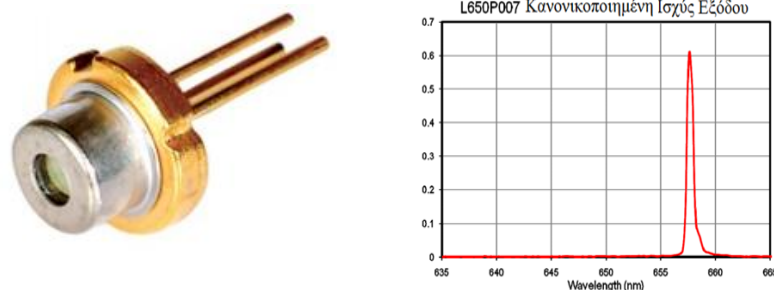


Σχήμα 76: Τα τρία από τα βασικά στοιχεία του πειράματος: το Bias Tee για τη διαμόρφωση του laser και οι PCI κάρτες με ενσωματωμένους DAC και ADC μετατροπείς



Το bias Tee [84] είναι ένα τρίθυρο, το οποίο διαθέτει δυο εισόδους και μία έξοδο. Στη μία θύρα εισόδου (RF only), η οποία διαθέτει πυκνωτή, εισάγεται το RF σήμα. Στην άλλη θύρα (DC), η οποία διαθέτει το πηνίο, εισάγεται το σήμα για την πόλωση του laser. Τα δύο σήματα αυτά συνδυάζονται και ακολούθως εξάγονται στην τρίτη θύρα (RF+DC) (Σχήμα 76). Προτού το RF σήμα οδηγηθεί στο bias Tee για τη διαμόρφωση του laser, δύναται να ενισχυθεί, προκειμένου να επιτευχθεί το κατάλληλο πλάτος διαμόρφωσης, σε περίπτωση που αυτό κρίνεται απαραίτητο. Στο Σχήμα 76, απεικονίζονται οι δύο PCI κάρτες του υπολογιστή, που περιέχουν τους DAC και ADC μετατροπείς. Οι δύο μετατροπείς DAC και ADC χρονίζονται από μια γεννήτρια με σήμα αναφοράς 10MHz.

Εν συνεχεία, το laser πολώνεται και διαμορφώνεται με κατάλληλο πλάτος ώστε η ελάχιστη τιμή του DC biased σήματος να είναι πάνω από το κατώφλι (threshold) του laser, με σκοπό να αποφευχθούν οι μη γραμμικότητες. Το φως από το laser εισάγεται στην πλαστική οπτική ίνα, στην οποία διαδίδεται και στο τέλος της οποίας λαμβάνεται από τη φωτοδίοδο. Η φωτοδίοδος μετατρέπει το φως σε ρεύμα και εν συνεχεία μέσω του ενισχυτή δια-αντίστασης (Transimpedance amplifier) σε ενισχυμένο ηλεκτρικό σήμα. Το παραγόμενο ηλεκτρικό σήμα ενισχύεται από ένα RF ενισχυτή και φιλτράρεται από ένα χαμηλοδιαβατό φίλτρο για τη μείωση της ισχύος του θορύβου. Ακολούθως, το σήμα λαμβάνεται από τον ADC μετατροπέα των 8-bits [85], που το μετατρέπει σε ψηφιακό. Μετά τη μετατροπή, το περιβάλλον SIMULINK λαμβάνει το σήμα αυτό από τη μνήμη της PCI κάρτας με τη χρήση κατάλληλων συναρτήσεων. Μετά τη λήψη του σήματος, το μοντέλο του δέκτη, που έχει αναπτυχθεί για την επεξεργασία των πειραματικών δεδομένων, υλοποιεί τις εξής διαδικασίες: α) το συγχρονισμό, β) την ισοστάθμιση του καναλιού και γ) την αποδιαμόρφωση του DMT σήματος. Τέλος, η πιθανότητα εμφάνισης σφαλμάτων συμβόλου και bit υπολογίζεται στο δέκτη. Στο Σχήμα 77 απεικονίζεται ένα από τα laser, που χρησιμοποιούνται με κεντρικό τρόπο στα 657nm. Η ονομαστική μέγιστη ισχύς εκπομπής του laser είναι τα 7mW.



**Σχήμα 77: Το 7mW/650nm laser και το οπτικό του φάσμα**

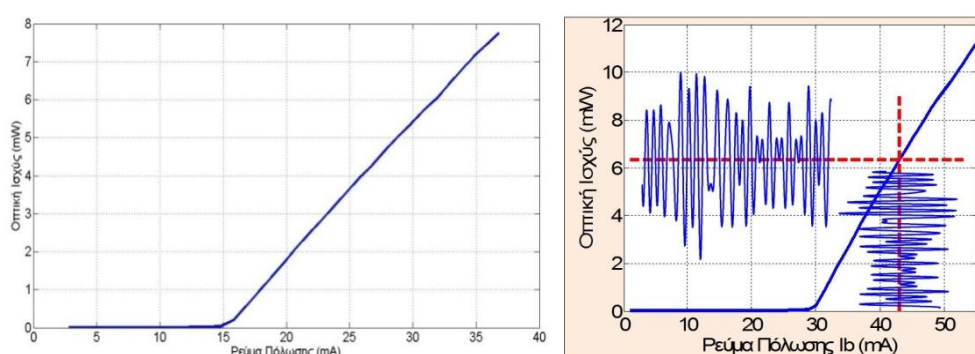
Χρησιμοποιούνται RF ενισχυτές (Σχήμα 78-α) με εύρος ζώνης λειτουργίας τα 10GHz και με ενίσχυση 10dB, προκειμένου να ενισχυθεί κατάλληλα το σήμα, τόσο πριν τη διαμόρφωση του laser, όσο και στην έξοδο της φωτοδίοδου. Σύμφωνα με τις προδιαγραφές των κατασκευαστών, οι ενισχυτές αυτοί παρουσιάζουν συντελεστή θορύβου (NF-Noise Figure) 6dB [86]. Επίσης, χρησιμοποιούνται χαμηλοδιαβατά φίλτρα (Σχήμα 78-β) με συχνότητα αποκοπής, η οποία εξαρτάται κάθε φορά από το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος, προκειμένου να περιορισθεί ο προσθετικός θόρυβος στο σήμα. Ο θόρυβος αυτός οφείλεται στη φωτοδίοδο και στους RF ενισχυτές. Το ηλεκτρικό εύρος ζώνης των οπτικών πηγών-lasers, που χρησιμοποιούνται, είναι περίπου 400MHz.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



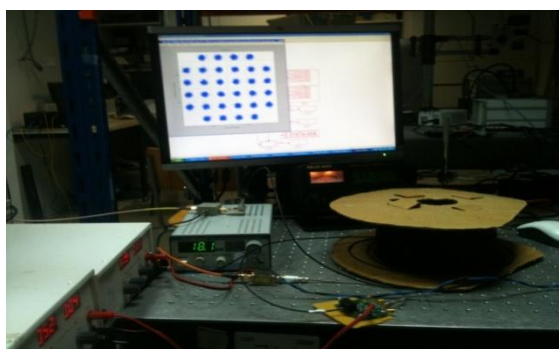
Σχήμα 78: Ο RF ενισχυτής (α) και τα μικροκυματικά χαμηλοδιαβατά φίλτρα (β)

Οι χαρακτηριστικές καμπύλες P-I (οπτικής ισχύος P σε συνάρτηση με το ρεύμα πόλωσης I) αφενός μεν του laser των 657nm/7mW, που χρησιμοποιείται για διάδοση στα 50m, αφετέρου δε του laser των 650nm/10mW [87], που χρησιμοποιείται στην πειραματική διάταξη για τη μετάδοση στα 100m SI-POF ίνας, απεικονίζονται στο Σχήμα 79.



Σχήμα 79: Χαρακτηριστική καμπύλη οπτικής ισχύος συναρτήσει του ρεύματος πόλωσης για τα lasers των 657nm/7mW και 650nm/10mW

Το κατώφλι του πρώτου laser είναι περίπου στα 15mA, ενώ του δεύτερου στα 29mA περίπου. Η μέγιστη ονομαστική ισχύς εκπομπής τους είναι αντίστοιχα 7 και 10mW. Το ρεύμα πόλωσης για το πρώτο laser είναι 18mA, ενώ το ρεύμα διαμόρφωσής του (peak-peak) 2.6mA. Η μέση μεταδιδόμενη οπτική ισχύς είναι περίπου  $P_{\text{mean}}=1\text{mW}$  (0 dBm), ενώ το OMA=1mW (0dBm). Το δεύτερο laser πολώνεται στα 43mA με ένα εύρος διαμόρφωσης 25mA p-p, που δίνει μέση οπτική ισχύ στα 6.3mW (8dBm) και OMA στα 7mW περίπου. Οι τιμές αυτές της οπτικής ισχύος του δεύτερου laser δεν ικανοποιούν τις απαιτήσεις των διεθνών κανόνων προστασίας του ματιού (eye-safety rules). Σε κάθε περίπτωση, απαιτούνται μεγάλης ισχύος laser, καθώς οι οπτικές ίνες, που χρησιμοποιούνται στα πειράματά μας σύμφωνα με τις προδιαγραφές τους, έχουν απώλειες περίπου 180dB/Km, δηλαδή 18dB περίπου στα 100m SI-POF [88].



Σχήμα 80: Πειραματική διάταξη στο εργαστήριο Οπτικών Επικοινωνιών στην οποία διακρίνονται: η γεννήτρια ρεύματος για την πόλωση των lasers, το bias Tee, η φωτοδίοδος, τα τροφοδοτικά τάσης που παρέχουν την τάση στους ενισχυτές και τη φωτοδίοδο, η χάρτινη κουλούρα, που περιλαμβάνει την SI-POF ίνα μήκους 50m, ο αστερισμός των αποδιαμορφωμένων 32-QAM συμβόλων

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Παρατηρούμε από το δομικό διάγραμμα της πειραματικής διάταξης ότι ένα από τα κύρια στοιχεία του διαγράμματος είναι ο υπολογιστής, ο οποίος περιέχει τις κάρτες DAC και ADC για τη γένεση του αναλογικού σήματος, καθώς και τη λήψη-ψηφιοποίηση του σήματος, που φθάνει στο δέκτη. Επισημαίνεται ότι η αποδιαμόρφωση δεν πραγματοποιείται σε πραγματικό χρόνο, αλλά σε συνθήκες "offline".

### 3.3.2 Απόδοση των σχημάτων διαμόρφωσης DMT και DFT-S για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας

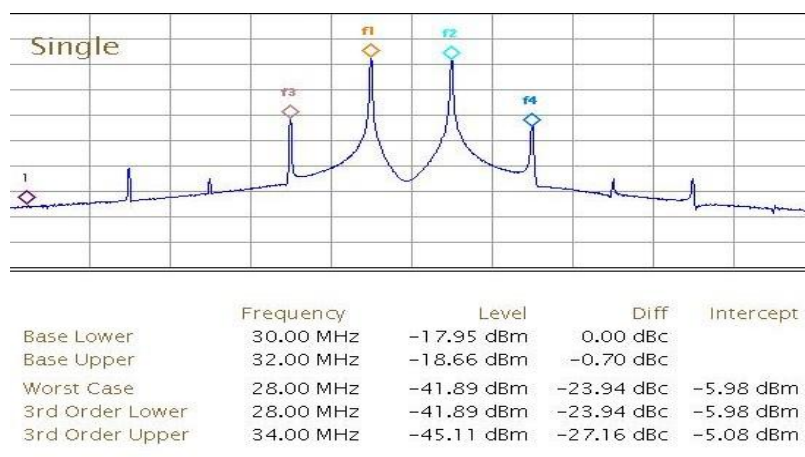
Σύμφωνα με την πειραματική διάταξη, γίνεται μελέτη της διαμόρφωσης DMT για μετάδοση σε 50m SI-POF ίνα με το laser 655nm/7mW. Η ίνα που χρησιμοποιείται είναι της εταιρείας LEONI, που ανήκει στην κατηγορία A4.a. Έχει αριθμητικό άνοιγμα 0.5 και απώλειες στα 650nm περίπου 180dB/Km ή 0.18dB/m [88]. Η λαμβανόμενη οπτική ισχύς μετά τη διάδοση των 50m μετρήθηκε στα -9.01dBm. Ακολουθεί πίνακας (Πίνακας 10) με τις τιμές για κάποιες από τις παραμέτρους, σύμφωνα με τις οποίες υλοποιούνται οι μετρήσεις με τη βοήθεια της πειραματικής διάταξης.

Πίνακας 10: Τιμές των τυπικών παραμέτρων για την DMT και την DFT Spread DMT

Παράμετρος	Τιμές
<b>Συχνότητα Δειγματοληψίας (<math>F_s</math>)</b>	<b>2GHz</b>
<b>Μήκος DFT/IDFT <math>N</math></b>	<b>8192</b>
<b>Απόσταση Υποφερόντων (<math>F_s/N</math>)</b>	<b>244.14KHz</b>
<b>Διάρκεια Συμβόλου (DMT/DFT SPREAD-DMT)</b>	<b>4.096μsec</b>
<b>Διάρκεια Κυκλικού Προθέματος (<math>t_{CP}</math>)</b>	<b>128nsec</b>
<b>Συνολική Διάρκεια DMT Συμβόλου <math>T_{SDFT-SDMT}</math> ή <math>T_{DMT}=N/F_s+t_{CP}</math></b>	<b>4.224μsec</b>
<b>Διαμόρφωση Υποφερόντων <math>M_c</math></b>	<b>16-QAM, 32-QAM, 64-QAM</b>
<b>Πλήθος Ενεργών Υποφερόντων(<math>M</math>)</b>	<b>Μεταβλητό</b>
<b>Ρυθμός Μετάδοσης (<math>R</math>): <math>R=M \log_2(Mc)/T_{SDFT-SPREAD/DMT}</math></b>	<b>Μεταβλητό</b>
<b>Ηλεκτρικό Εύρος Ζώνης (<math>B_w</math>) Για ρυθμό μετάδοσης <math>R=1Gbps</math> (<math>B_w=M \cdot F_s/N</math>) για τις περιπτώσεις της DMT και της DFT Spread για τον 32-QAM αστερισμό</b>	<b>226.6MHz</b>

Για την εξασφάλιση της γραμμικότητας του συστήματος πραγματοποιούνται μετρήσεις για το ποσοστό της συνολικής παραμόρφωσης (THD-Total Harmonic Distortion) [89],[90] και για τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης (3rd order Intermodulation Products) [91], [92]. Το ποσοστό της συνολικής παραμόρφωσης μετράται περίπου στο 1.64% και τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης περίπου 24dB κάτω από το φέρον αναφοράς. Η φωτοδίοδος που χρησιμοποιείται έχει ενσωματωμένο ενισχυτή TIA (Trans-impedance Amplifier) με εύρος ζώνης περίπου στο 1GHz. Επίσης η ευαισθησίας μετριέται -13dBm στα 1.25Gbps, στην περίπτωση που χρησιμοποιείται διαμόρφωση NRZ.

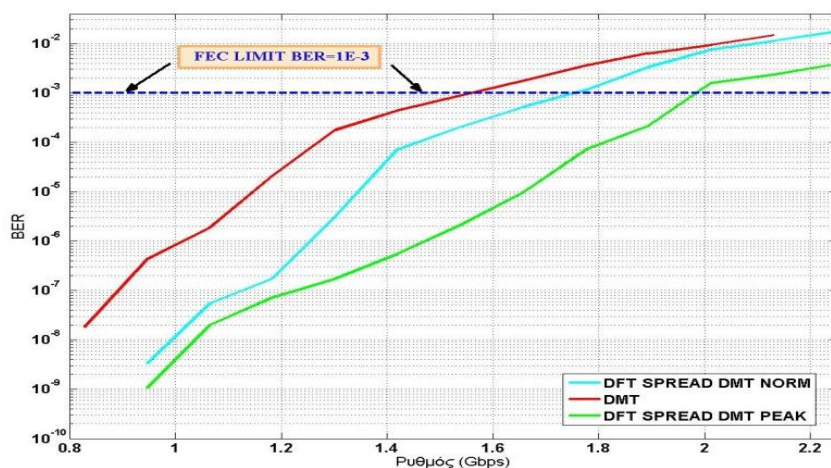
Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



Σχήμα 81: Μελέτη προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης

Στο Σχήμα 82 και το Σχήμα 83, παρουσιάζονται οι καμπύλες για το ρυθμό εμφάνισης των σφαλμάτων bit σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης στην περίπτωση της κλασσικής DMT και της DFT-S (περιπτώσεις PEAK και NORM). Η DFT-S παρουσιάζει καλύτερη συμπεριφορά σε σχέση με την DMT και για τις δύο περιπτώσεις των 32 και 64-QAM αστερισμών.

Ειδικότερα, στην περίπτωση του 32-QAM αστερισμού, η DFT-S PEAK, από τη μια επιτυγχάνει ρυθμό μετάδοσης 1.97Gbps για το όριο  $BER_{FEC-limit}$ . Παρουσιάζει δε εμφανή βελτίωση έναντι της συμβατικής διαμόρφωσης DMT με ρυθμό 1.6Gbps. Από την άλλη, η DFT-S NORM επιτυγχάνει ρυθμό μετάδοσης 1.75Gbps για το ίδιο όριο. Παρατηρείται παρόμοια συμπεριφορά για τον 64-QAM αστερισμό, σύμφωνα με την οποία η DFT Spread επιτυγχάνει ρυθμό μετάδοσης 2.05Gbps για το όριο  $BER_{FEC-limit}$ , ενώ η DMT 1.56Gbps. Η βελτίωση αυτή στην απόδοσή της οφείλεται τόσο στο μικρότερο PAPR, όσο και σε ένα άλλο εγγενές χαρακτηριστικό, που είναι η ικανότητά της να διαχέει τα δεδομένα στον πομπό πριν τη διαμόρφωση DMT.

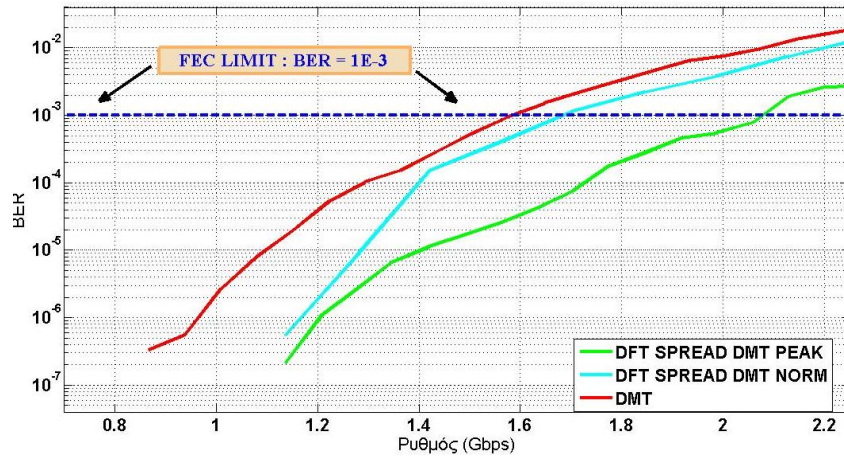


Σχήμα 82: Πειραματική σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού

Στην περίπτωση της DFT-S NORM, ο ρυθμός που επιτυγχάνει για το όριο  $BER_{FEC-limit}$  είναι 1.68Gbps. Αυτό οφείλεται μόνο στην spreading φύση της DFT-S.



Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



**Σχήμα 83:** Πειραματική σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού

Στον παρακάτω πίνακα (Πίνακας 11) συνοψίζονται οι τιμές του ρυθμού μετάδοσης, για τους οποίους τα υπό εξέταση σχήματα διαμόρφωσης επιτυγχάνουν BER ίσο με το  $BER_{FEC-limit}$ .

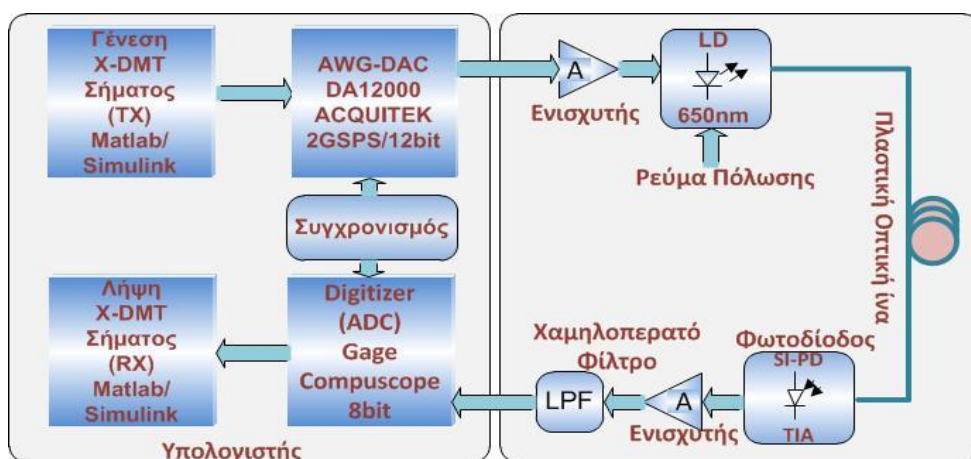
**Πίνακας 11:** Συγκεντρωτικός πίνακας για τους ρυθμούς που επιτυγχάνουν η DMT και η DFT-S για  $BER = BER_{FEC-limit} = 1E-3$

BER = 1E-3		
	32-QAM (Gbps)	64-QAM (Gbps)
DMT	1.56	1.58
DFT-SPREAD PEAK	1.97	2.05
DFT-SPREAD NORM	1.75	1.68

Εν όψει των ανωτέρω, συνάγεται το συμπέρασμα ότι η ταύτιση των πειραματικών αποτελεσμάτων με τα αριθμητικά είναι ιδιαίτερα ικανοποιητική, καθώς τα αριθμητικά μοντέλα που χρησιμοποιούνται, μπορούν να περιγράψουν με μεγάλη ακρίβεια την τάση-συμπεριφορά των δύο αυτών διαμορφώσεων για μετάδοση σε SI-POF ίνα. Η διαφορά στις απόλυτες τιμές, π.χ. στο όριο  $BER_{FEC-limit}$ , μπορεί να οφείλεται σε κάποια σφάλματα συγχρονισμού, σε μη ακριβή περιγραφή των επιπέδων των διαφόρων ειδών θορύβου κ.α.

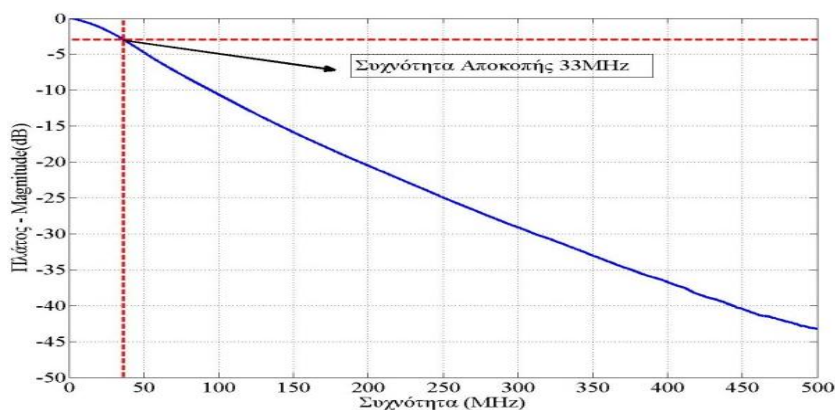
### 3.3.3 Απόδοση των σχημάτων διαμόρφωσης DMT και DFT-S για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας

Στο Σχήμα 84 περιγράφεται η πειραματική διάταξη για τη διάδοση στα 100m SI-POF ίνας, προκειμένου να γίνει σύγκριση της απόδοσης της DFT-S και της DMT.



Σχήμα 84: Πειραματική διάταξη για τη διάδοση στα 100m SI-POF ίνας για τη σύγκριση της απόδοσης της DFT-S και της DMT

Αφού το ψηφιακό σήμα μετατραπεί σε αναλογικό μέσω του DAC μετατροπέα, το τελευταίο ενισχύεται με τη χρήση ενός RF ενισχυτή και ακολούθως διαμορφώνει κατάλληλα ένα laser 650nm/10mW. Το laser αυτό πολώνεται στα 43mA με ένα εύρος διαμόρφωσης 25mA p-p, που δίνουν αντιστοίχως μέση οπτική ισχύ στα 6.3mW (8dBm) και OMA περίπου 7mW.



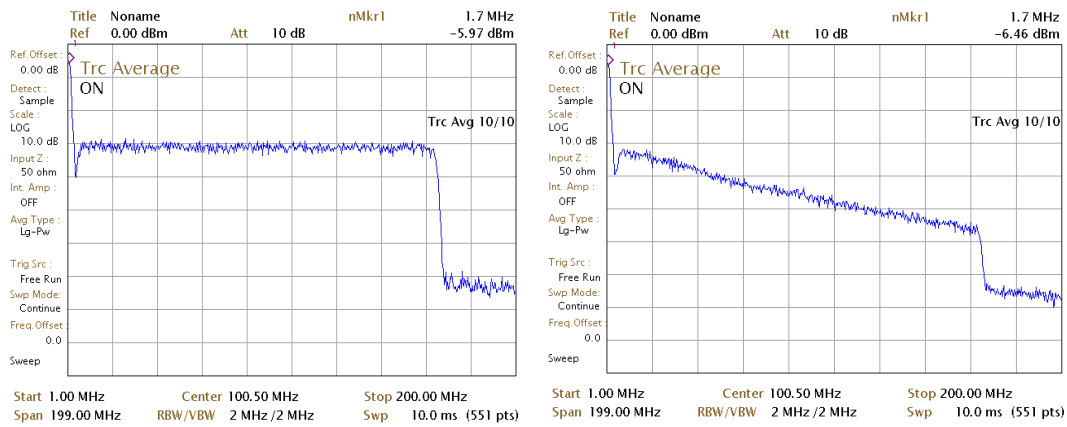
Σχήμα 85: Απόκριση συχνότητας για την περίπτωση των 100m SI-POF ίνας

Στο Σχήμα 85 παρουσιάζεται η κανονικοποιημένη απόκριση συχνότητας για την περίπτωση των 100m SI-POF ίνας. Η καμπύλη απόκρισης της ίνας έχει απότομη κλίση. Η συχνότητα αποκοπής της ίνας (δηλαδή η συχνότητα για τα -3dB) είναι περίπου στα 33MHz.

Στη συνέχεια, το οπτικό σήμα ταξιδεύει στην ίνα και εισάγεται στο τέλος αυτής στη φωτοδίοδο, στην οποία μετατρέπεται σε ηλεκτρικό σήμα. Με τη χρήση του ενισχυτή TIA, καθώς και του RF ενισχυτή, το σήμα ενισχύεται κατάλληλα. Για την απομάκρυνση του θορύβου, το σήμα φιλτράρεται με ένα χαμηλοδιαβατό φίλτρο, το οποίο έχει συχνότητα αποκοπής περίπου στα 250MHz. Το σήμα δειγματοληπτείται και κβαντίζεται από τον ADC μετατροπέα των 8-bit. Στη συνέχεια, το περιβάλλον SIMULINK αναλαμβάνει για την αποδιαμόρφωση του DMT σήματος και υπολογίζει το BER.

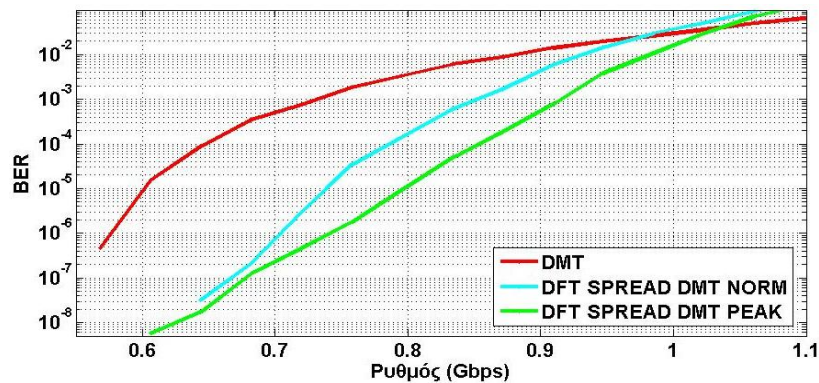
Στο Σχήμα 86 απεικονίζονται το φάσμα του μεταδιδόμενου DMT σήματος αμέσως μετά τον ψηφιακό-αναλογικό μετατροπέα, καθώς και το φάσμα του σήματος μετά τη διάδοση στην SI-POF ίνα μήκους 100m στην έξοδο του RF ενισχυτή. Τα φάσματα αυτά έχουν αποτυπωθεί μέσω του αναλυτή φάσματος (spectrum analyzer). Παρατηρούμε ότι η πτώση στην καμπύλη του φάσματος στα 166MHz είναι περίπου 22dB σε σχέση με τα πρώτα 10MHz.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

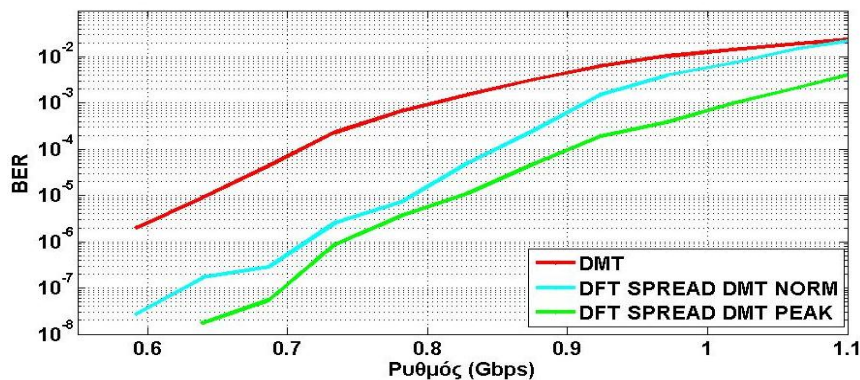


Σχήμα 86: Φάσμα του μεταδιδόμενου και του λαμβανόμενου DMT σήματος

Στα Σχήματα 88, 89 και 90 εμφανίζονται τα αποτελέσματα της πιθανότητας σφάλματος BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για τις διαμορφώσεις DFT-S και DMT για τις περιπτώσεις 16, 32 και 64-QAM αστερισμών. Η DFT-S επιτυγχάνει βελτιωμένη απόδοση ως προς το ρυθμό εμφάνισης σφαλμάτων σε σχέση με την DMT για διάδοση σε ίνα 100m SI-POF. Η DFT-S τόσο στην PEAK περίπτωση, η οποία έχει μεγαλύτερη μέση ισχύ σε σχέση με την ισχύ της DMT, όσο και στην NORM, η οποία έχει ίση ισχύ με την DMT, επιτυγχάνει μικρότερο BER σε όλες τις περιπτώσεις των QAM αστερισμών (16, 32 και 64).

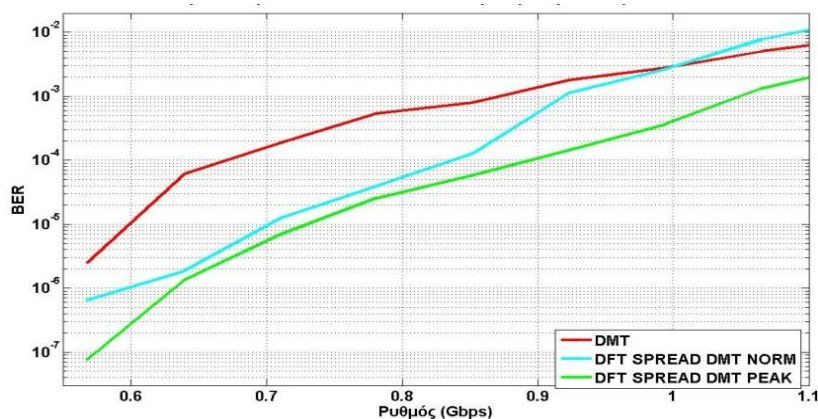


Σχήμα 87: Πειραματική σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού



Σχήμα 88: Πειραματική σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



**Σχήμα 89:** Πειραματική σύγκριση των DMT και DFT-S PEAK, καθώς και DFT-S NORM ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού

Η βελτιωμένη απόδοση της DFT-S PEAK σε σχέση με την DMT οφείλεται στο μικρότερο PAPR, το οποίο διαθέτει και το οποίο προκύπτει από τις καμπύλες του CCDF του PAPR, όπως έχει ήδη αναφερθεί στο δεύτερο κεφάλαιο. Στην περίπτωση της DFT-S NORM, η βελτίωση της ως προς την απόδοση του BER σε σχέση με την DMT οφείλεται στην ικανότητα διάχυσης των μιγαδικών συμβόλων στον πομπό. Καθίσταται λοιπόν, πιο ανεκτική στο θόρυβο και πιο αποδοτική, ιδιαίτερα στους χαμηλότερους ρυθμούς μετάδοσης.

Ειδικότερα, στην περίπτωση του 16-QAM αστερισμού για το όριο  $BER_{FEC-limit}$ , η DMT επιτυγχάνει ρυθμό μετάδοσης 750Mbps, ενώ η DFT-S PEAK επιτυγχάνει ρυθμό μετάδοσης 910Mbps και η DFT-S NORM 850Mbps για το ίδιο  $BER_{FEC-limit}$ . Κατά συνέπεια, επιτυγχάνεται κέρδος ως προς τη χωρητικότητα περίπου 160Mbps. Στον πίνακα (Πίνακας 12) που ακολουθεί καταγράφονται οι τιμές του ρυθμού μετάδοσης, που επιτυγχάνουν οι διαμορφώσεις DMT και DFT-S για το όριο  $BER_{FEC-limit}$ .

**Πίνακας 12:** Συγκεντρωτικός πίνακας για τους ρυθμούς που επιτυγχάνουν η DMT και η DFT-S για  $BER = BER_{FEC-limit} = 1E-3$

BER = 1E-3			
	16-QAM (Gbps)	32-QAM (Gbps)	64-QAM (Gbps)
DMT	0.75	0.81	0.89
DFT-SPREAD PEAK	0.91	1.02	1.05
DFT-SPREAD NORM	0.85	0.85	0.91

Το ίδιο παρατηρείται και στην περίπτωση του 32-QAM αστερισμού, όπου η DMT επιτυγχάνει ρυθμό μετάδοσης 810Mbps, ενώ η DFT-S 1020Mbps και 850Mbps για τις περιπτώσεις PEAK και NORM αντίστοιχως. Τέλος, στην περίπτωση του 64-QAM αστερισμού, οι ρυθμοί μετάδοσης που επιτυγχάνουν αντίστοιχα η DMT, η DFT-S PEAK και NORM, είναι 890Mbps, 1050Mbps και 910Mbps.

### 3.3.4 Απόδοση της CDMA-DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας

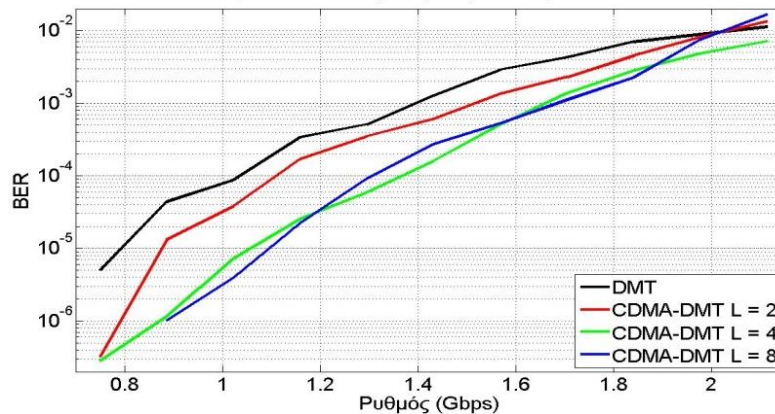
Με την ίδια πειραματική διάταξη εξετάζεται η απόδοση της διαμόρφωσης CDMA-DMT έναντι της συμβατικής DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας. Το laser 655nm/7mW, που χρησιμοποιείται, έχει κλίση στην P-I χαρακτηριστική καμπύλη του περίπου 0.38mW/1mA και πολώνεται στα 18mA. Η μέση οπτική ισχύς εκπομπής του μετράται



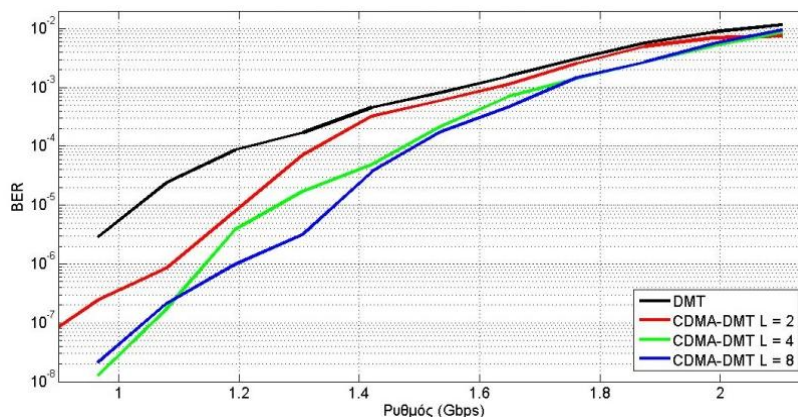
Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

μετά από 1m ίνας ίση με 0dBm, ενώ η λαμβανόμενη οπτική ισχύς μετά τη διάδοση στα 50m ίνας είναι -9dBm. Από το σύνολο των μετρήσεων συνάγεται το συμπέρασμα ότι η διαμόρφωση CDMA-DMT επιδεικνύει καλύτερη απόδοση σε σχέση με την DMT αναφορικά με όλες τις περιπτώσεις του συντελεστή διάχυσης  $L \{2, 4, 8\}$ . Η βελτιωμένη αυτή επίδοση οφείλεται στην έμφυτη ιδιότητα της διάχυσης, η οποία χαρακτηρίζει την διαμόρφωση CDMA-DMT. Σύμφωνα με αυτήν, αντίγραφα του ίδιου μιγαδικού συμβόλου μεταδίδονται σε διαφορετικά υποφέροντα, αφού πρώτα πολλαπλασιαστούν με τις ακολουθίες διάχυσης. Επίσης, η βελτιωμένη αυτή απόδοση οφείλεται στο γεγονός ότι ο δέκτης λαμβάνει την ενέργεια από όλα τα σύμβολα, που είναι διάσπαρτα στη συχνότητα, προκειμένου να αποκωδικοποιήσει τα αρχικά QAM σύμβολα.

Ειδικότερα, στην περίπτωση του 64-QAM αστερισμού (Σχήμα 90), η CDMA-DMT παρουσιάζει βελτιωμένη επίδοση ως προς το ρυθμό σφαλμάτων bit, ιδιαίτερα στους χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Για ρυθμό μετάδοσης 800Mbps, η DMT επιτυγχάνει BER=5E-6, ενώ η CDMA-DMT BER=3E-7 για  $L=2, 4$ . Για την περίπτωση του συντελεστή διάχυσης  $L=8$ , η μετάδοση είναι error free για το σύνολο των bits, που μετρώνται (περίπου 1-Gbit). Για το όριο FEC, η DMT επιτυγχάνει ρυθμό μετάδοσης ίσο με 1.4Gbps, ενώ η CDMA-DMT για συντελεστή διάχυσης  $L=2, 4$  και 8 επιτυγχάνει ρυθμούς μετάδοσης 1.52, 1.66 και 1.68Gbps, αντίστοιχα.



Σχήμα 90: Πειραματική σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για  $L=2, 4$  και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού για μετάδοση στα 50m SI-POF ίνας

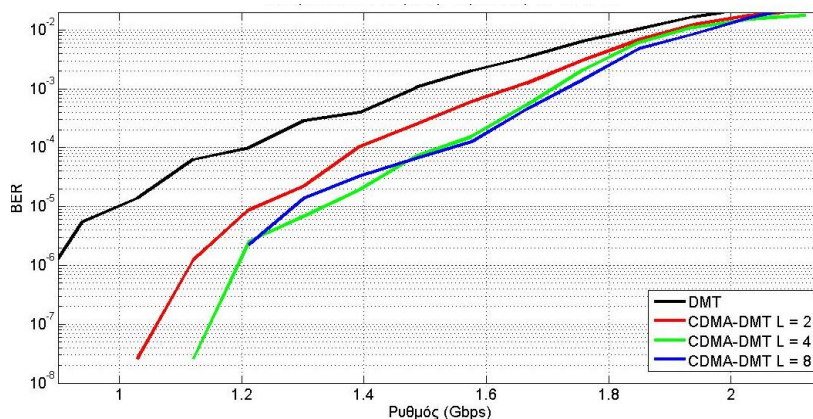


Σχήμα 91: Πειραματική σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για  $L=2, 4$  και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού για μετάδοση στα 50m SI-POF ίνας

Αναφορικά με την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού, για ρυθμό μετάδοσης 1Gbps, η CDMA-DMT εμφανίζει βελτίωση ως προς το BER από μία έως δύο τάξεις μεγέθους. Για το όριο  $BER_{FEC-limit}$ , η DMT επιτυγχάνει ρυθμό μετάδοσης ίσο με 1.57Gbps, ενώ η CDMA-DMT 1.63, 1.69 και 1.7Gbps για συντελεστές διάχυσης  $L=2, 4$  και 8 αντίστοιχα.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Τέλος, για την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού, η CDMA-DMT επιδεικνύει αρκετά βελτιωμένη απόδοση ως προς το BER (2 με 3 τάξεις μεγέθους) ιδιαίτερα στους χαμηλούς ρυθμούς. Επίσης, οι ρυθμοί που επιτυγχάνονται για το όριο FEC για την DMT είναι 1.48Gbps, ενώ για την CDMA-DMT είναι 1.64, 1.71 και 1.73Gbps για spreading factor 2, 4 και 8 αντίστοιχα.



Σχήμα 92: Πειραματική σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού για μετάδοση στα 50m SI-POF ίνας

Στον πίνακα (Πίνακας 13) που ακολουθεί αναγράφονται οι τιμές του ρυθμού μετάδοσης για την περίπτωση του ορίου  $BER_{FEC-limit}$  για την DMT και την CDMA-DMT για τις περιπτώσεις των 16, 32 και 64-QAM αστερισμών.

Πίνακας 13: Συγκεντρωτικός πίνακας για τους ρυθμούς που επιτυγχάνουν η DMT και η CDMA-DMT για  $BER=BER_{FEC-limit}=1E-3$

Ρυθμοί (Gbps) για BER=1E-3				
	DMT	CDMA - DMT		
	L=1	L=2	L=4	L=8
<b>16-QAM</b>	<b>1.48</b>	<b>1.64</b>	<b>1.71</b>	<b>1.73</b>
<b>32-QAM</b>	<b>1.57</b>	<b>1.63</b>	<b>1.69</b>	<b>1.70</b>
<b>64-QAM</b>	<b>1.40</b>	<b>1.52</b>	<b>1.66</b>	<b>1.68</b>

### 3.3.5 Απόδοση της διαμόρφωσης CDMA-DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας

Για την εξέταση της απόδοσης της CDMA-DMT για μετάδοση σε 100m SI-POF ίνας υλοποιείται πειραματική διάταξη. Προς τούτο, χρησιμοποιούνται:

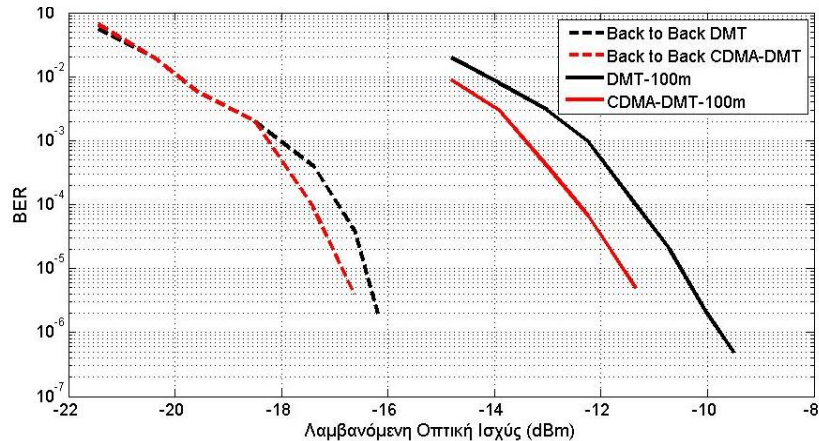
1. Γρήγοροι DAC (Digital to Analog Converter) και ADC (Analog to Digital Converter) μετατροπείς με συχνότητα δειγματοληψίας 2GHz.
2. Οπτική πηγή Fabry-Perot laser που εκπέμπει σε μήκος κύματος 650nm με μέγιστη ονομαστική ισχύ εξόδου στα 10mW.
3. Ίνα SI-POF με N.A.=0.5 και απώλειες 180dB/Km στα 650nm.
4. RF-ενισχυτές και φωτοδέκτες με εύρος ζώνης περίπου 1GHz.

Το 650nm/10mW Fabry-Perot laser, που χρησιμοποιείται, πολώνεται στα 43.2mA με μέση ισχύ εκπομπής στα 9.5dBm. Το πλάτος διαμόρφωσης (p-p) είναι 25mA περίπου,

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

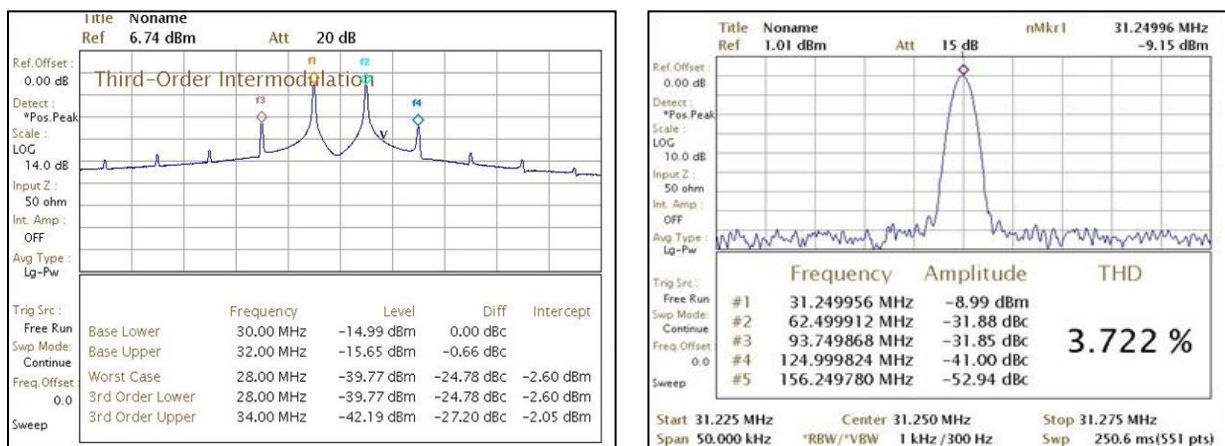
το οποίο αντιστοιχεί σε ένα OMA της τάξης των 9dBm σύμφωνα με την κλίση της P-I χαρακτηριστικής καμπύλης του laser. Οι απώλειες της ίνας των 100m μετρώνται περίπου 18dB. Η οπτική ισχύς που μετράται στο τέλος της ίνας μετά τη διάδοση σε 100m ίνας είναι -8.5dBm. Η ισχύς αυτή είναι αρκετά υψηλή για τη σωστή ανάκτηση των σήματος, δεδομένου ότι η ευαισθησία της φωτοδιόδου είναι -13dBm στα 1.25Gbps.

Στο Σχήμα 93, παρουσιάζεται ο ρυθμός εμφάνισης των σφαλμάτων bits σε συνάρτηση με τη λαμβανόμενη οπτική ισχύ για την περίπτωση του ρυθμού μετάδοσης 700Mbps για την DMT και την CDMA-DMT. Για την περίπτωση back-to-back χρησιμοποιείται η ίδια πειραματική διάταξη με χρήση ίνας SI-POF μήκους 1m.



**Σχήμα 93: BER σε συνάρτηση με τη λαμβανόμενη οπτική ισχύ για ρυθμό μετάδοσης 700Mbps για την DMT και την CDMA-DMT με L=2 για την περίπτωση της μετάδοσης back-to-back και σε 100m SI-POF ίνας**

Για να ελεγχθεί η γραμμικότητα του συστήματος, πραγματοποιούνται μετρήσεις σχετικά με τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης (3rd order intermodulation products), καθώς και με τη συνολική αρμονική παραμόρφωση THD (Total Harmonic Distortion). Τα αποτελέσματα αυτά εμφανίζονται στο Σχήμα 94.



**Σχήμα 94: Μέτρηση για τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης και τη συνολική αρμονική παραμόρφωση**

Η συνολική αρμονική παραμόρφωση μετράται σε ποσοστό 3.72%, ενώ τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης περίπου -25 dB χαμηλότερα από το φέρον αναφοράς. Η εκτίμηση καναλιού πραγματοποιείται με ένα εκπεμπόμενο πιλοτικό DMT σύμβολο με εφαρμογή της τεχνικής ZF για την ισοστάθμιση του καναλιού. Στον πίνακα που έπεται (Πίνακας 14) αναφέρονται οι τιμές των λειτουργικών παραμέτρων για την DMT και τη διαμόρφωση CDMA-DMT.

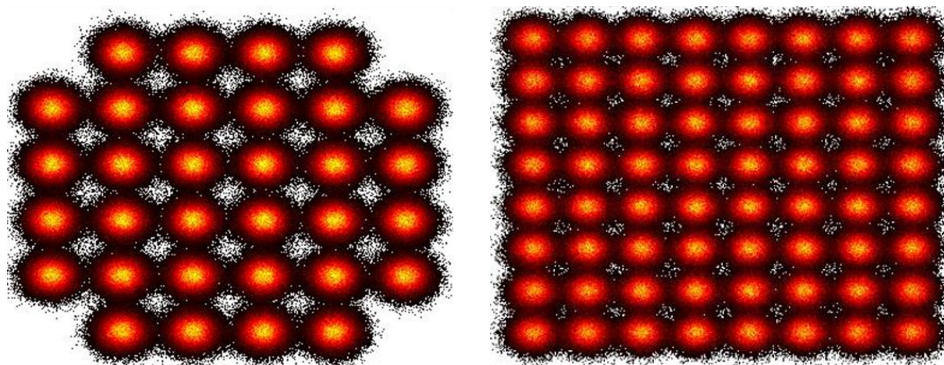


Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Πίνακας 14: Τιμές των τυπικών παραμέτρων για την DMT και την CDMA-DMT

Παράμετρος	Τιμές
Συχνότητα Δειγματοληψίας $F_s$	2GHz
Μήκος DFT/IDFT	8192
Απόσταση Υποφερόντων $F_s/N$	244.14KHz
Διάρκεια Συμβόλου (DMT/CDMA-DMT)	4.096μsec
Διάρκεια Κυκλικού Προθέματος $t_{CP}$	128nsec
Συνολική Διάρκεια DMT Συμβόλου $T_{SCDMA-DMT}$ ή $T_{DMT}=N/F_s+t_{CP}$	4.224μsec
Διαμόρφωση Υποφερόντων $M_c$	16, 32, 64-QAM
Συντελεστής Διάχυσης $L$	2, 4, 8, 16
Ρυθμός Μετάδοσης $R$ $R=L \cdot M \log_2(M_c)/T_{SCDMA-DMT}$	Μεταβλητό
Ηλεκτρικό Εύρος Ζώνης (Bw) για ρυθμό μετάδοσης $R=1Gbps$ ( $Bw=L \cdot M F_s/N$ ) για τις περιπτώσεις της DMT και της CDMA-DMT για $L=2$ και 32-QAM	207.6MHz

Στο Σχήμα 95 απεικονίζονται τα διαγράμματα αστερισμού για την περίπτωση των 32 και 64-QAM αστερισμών για ρυθμό μετάδοσης 1Gbps με spreading factor  $L=4$ .



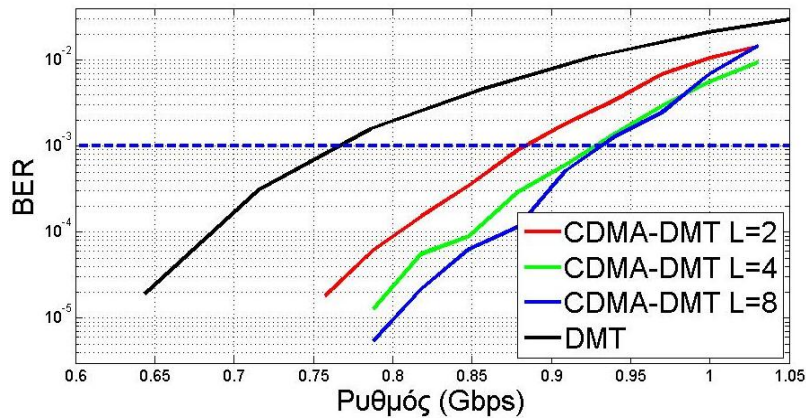
Σχήμα 95: Αστερισμοί των λαμβανομένων συμβόλων για την περίπτωση του 32-QAM και του 64-QAM αστερισμού

Τα συγκριτικά αποτελέσματα για την DMT και την CDMA-DMT ως προς την πιθανότητα σφάλματος, που οι τεχνικές αυτές επιτυγχάνουν σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης, παρουσιάζονται στα ακόλουθα σχήματα (Σχήματα 96, 97 και 98).

Η CDMA-DMT παρουσιάζει καλύτερη απόδοση σε σχέση με την DMT σε όλες τις υπό εξέταση περιπτώσεις. Η τεχνική της διάχυσης κατά μήκος της συχνότητας μέσω της διαμόρφωσης CDMA-DMT φαίνεται να παρέχει στο σύστημα μια βελτιωμένη απόδοση σε σχέση με τη συμβατική DMT. Η βελτίωση αυτή οφείλεται αφενός στην εγγενή ιδιότητα της τεχνικής της διάχυσης, κατά την οποία τμήματα-αντίγραφα του ίδιου μιγαδικού συμβόλου μεταδίδονται σε διαφορετικά υποφέροντα, αφετέρου στο γεγονός

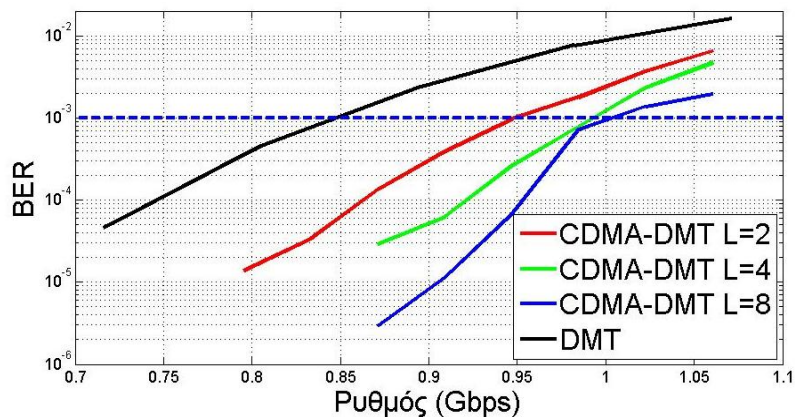
Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

ότι ο δέκτης λαμβάνει την ενέργεια από όλα τα σύμβολα, που είναι διάσπαρτα στη συχνότητα, προκειμένου να αποκωδικοποιήσει τα αρχικά QAM σύμβολα.



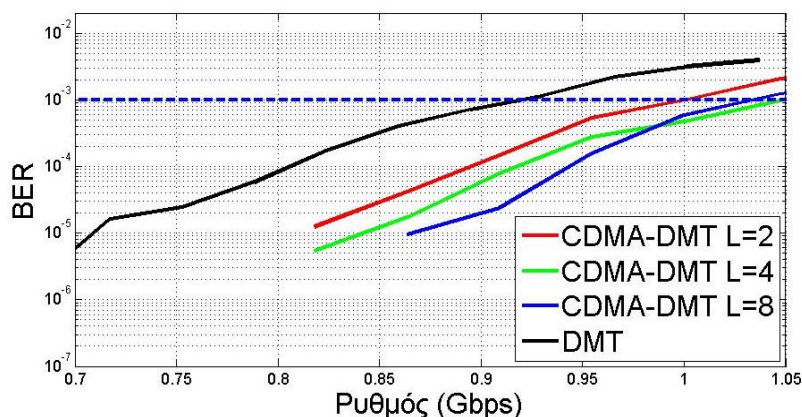
Σχήμα 96: Πειραματική σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για  $L = 2, 4$  και  $8$  ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού

Σημαντική είναι η βελτίωση που επιτυγχάνεται ιδιαίτερα για ρυθμούς μικρότερους του 0.9Gbps. Ειδικότερα, για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού με ρυθμό μετάδοσης 0.91Gbps, η DMT επιτυγχάνει BER της τάξης του  $10^{-3}$ , ενώ η CDMA-DMT της τάξης  $5 \cdot 10^{-4}$ ,  $3 \cdot 10^{-4}$  και  $1 \cdot 10^{-4}$  για συντελεστή διάχυσης  $L=2, 4$  και  $8$  αντίστοιχα. Ως εκ τούτου, με αύξηση του παράγοντα διάχυσης ( $L=2, 4, 8$ ) υπάρχει βελτίωση στην απόδοση της CDMA-DMT.



Σχήμα 97: Πειραματική σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για  $L=2, 4$  και  $8$  ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού

Καθώς το μέγεθος του αστερισμού αυξάνει, παρατηρείται βελτίωση της απόδοσης για την CDMA-DMT σε σχέση με την κλασική DMT. Ειδικότερα, στην περίπτωση του 16-QAM αστερισμού για ρυθμό μετάδοσης της τάξης του 1Gbps, η CDMA-DMT επιτυγχάνει BER της τάξης του  $1E-2$ . Ενώ για τον ίδιο ρυθμό με αστερισμό 64-QAM το BER είναι της τάξης του  $5E-4$ .



Σχήμα 98: Πειραματική σύγκριση των DMT και CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 ως προς το BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού

### 3.4 Συμπεράσματα

Στο παρόν κεφάλαιο, εξετάστηκε αριθμητικά η απόδοση των υπό μελέτη σχημάτων διαμόρφωσης με τη χρήση προσομοιώσεων, που αναπτύχθηκαν σε περιβάλλον MATLAB/Simulink. Στα μοντέλα προσομοίωσης λήφθηκαν υπόψη τόσο οι χαρακτηριστικές καμπύλες P-I των laser, που χρησιμοποιούνται στις πειραματικές διατάξεις, όσο και η καμπύλη απόκρισης της ίνας PMMA SI-POF του 1mm. Για να επιτευχθεί όσο το δυνατόν μεγαλύτερη σύγκλιση μεταξύ των αριθμητικών και πειραματικών αποτελεσμάτων, πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις ως προς τον θόρυβο της φωτοδιόδου, οι οποίες συμπεριελήφθησαν στα αριθμητικά μοντέλα. Επιπρόσθετα, χρησιμοποιήθηκε ένα αριθμητικό μοντέλο ADC μετατροπέα για τη διερεύνηση της επίδρασης της ανάλυσης των bit του ως προς την απόδοση των σχημάτων διαμόρφωσης.

Η σύγκριση της απόδοσης των σχημάτων διαμόρφωσης πραγματοποιήθηκε συναρτήσει των ακόλουθων παραγόντων: α) της πιθανότητας σφάλματος συμβόλου και bit, β) του ρυθμού μετάδοσης, γ) της μέσης μεταδιδόμενης ισχύος και δ) του λόγου ισχύος κορυφής προς τη μέση ισχύ του σήματος (PAPR).

Η αριθμητική διερεύνηση για τα υπό μελέτη σχήματα διαμόρφωσης επέδειξε βελτιωμένα χαρακτηριστικά για την περίπτωση της διαμόρφωσης DFT-S σε σχέση με τη συμβατική διαμόρφωση DMT. Συγκεκριμένα, η τεχνική DFT-S παρουσιάζει βελτιωμένη απόδοση για διάδοση σε μήκη ίνας 50 και 100m έναντι της κλασσικής διαμόρφωσης DMT για όλες τις περιπτώσεις των M-QAM αστερισμών. Η βελτιωμένη αυτή συμπεριφορά οφείλεται στο εγγενές χαρακτηριστικό της, το οποίο είναι ο μικρότερος λόγος PAPR. Εξαιτίας αυτού του χαρακτηριστικού, η μέση ισχύ εκπομπής της DFT-S είναι μεγαλύτερη σε σχέση με αυτήν της DMT (DFT-S PEAK).

Στη συνέχεια, επαναλάβαμε τις προσομοιώσεις, μεταδίδοντας την DFT-S με ίδια μέση ισχύ με εκείνη της DMT (DFT-S NORM). Η DFT-S επέδειξε βελτιωμένη απόδοση ως προς την πιθανότητα σφάλματος bit σε σύγκριση με την DMT, αλλά μειωμένη απόδοση σε σχέση με την DFT-S PEAK. Η βελτιωμένη αυτή επίδοση οφείλεται στο δεύτερο σημαντικό χαρακτηριστικό της πέρα του μειωμένου PAPR, δηλαδή στην εγγενή δυνατότητα της να διαχέει τα μιγαδικά σύμβολα στον πομπό, μιας και αποτελεί τεχνική διάχυσης μέσω του DFT μετασχηματισμού που χρησιμοποιεί στο στάδιο προεπεξεργασίας των συμβόλων. Με τον τρόπο αυτό, καθίσταται πιο ανεκτική στους θορύβους. Η βελτιωμένη αυτή επίδοση της DFT-S ήταν εμφανής στους χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης.

Η τάση αυτή επιβεβαιώθηκε από τα πειραματικά αποτελέσματα βάσει πειραματικών διατάξεων, που υλοποιήθηκαν. Σύμφωνα με αυτά, τόσο η DFT-S PEAK όσο και η NORM επέδειξαν βελτιωμένη απόδοση σε σχέση με την κλασική DMT. Σε κάθε περίπτωση, η DFT-S PEAK υπερείχε έναντι των άλλων δύο τεχνικών. Αναφορικά με την DFT-S PEAK και NORM, η απόδοσή τους ως προς το BER για το ανώτερο όριο άμεσης διόρθωσης σφαλμάτων FEC, ήταν ιδιαίτερως ικανοποιητική. Επετεύχθη αύξηση του ρυθμού μετάδοσης με χρήση της διαμόρφωσης DFT-S.

Εν συνεχεία, εισήχθη μια νέα διαμόρφωση για μετάδοση μέσα από κανάλια πλαστικών οπτικών ινών (SI-POF) με διαμόρφωση έντασης και άμεση φώραση IM/DD (Intensity Modulation-Direct Detection), που καλείται CDMA-DMT. Η τεχνική αυτή αποτελεί μια τεχνική διάχυσης, κατά την οποία αντίγραφα του ίδιου μιγαδικού συμβόλου μεταφέρονται σε περισσότερα από ένα υποφέροντα. Με τον τρόπο αυτό, καθίσταται πιο ανεκτική στο θόρυβο και στις παρεμβολές. Ως εκ τούτου, η CDMA-DMT συνδυάζει τόσο τα πλεονεκτήματα της OFDM ως διαμόρφωση πολλών υποφερόντων, όσο και της κλασικής DS-CDMA (Direct Sequence CDMA).

Η ως άνω διαμόρφωση (CDMA-DMT) εξετάστηκε με τη βοήθεια των μοντέλων προσομοίωσης, καθώς και των πειραματικών διατάξεων. Από τα αριθμητικά και πειραματικά αποτελέσματα προέκυψε ότι η CDMA-DMT παρουσιάζει βελτιωμένη απόδοση σε σύγκριση με την παραδοσιακή DMT τόσο για τις περιπτώσεις των M-QAM αστερισμών, όσο και για το σύνολο των τιμών του συντελεστή διάχυσης  $L \{2, 4 \text{ και } 8\}$ . Η απόδοσή της εμφανίζεται ιδιαίτερως ικανοποιητική στους χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης.

Στο κεφάλαιο που ακολουθεί εξετάζονται οι τεχνικές μείωσης του λόγου ισχύος κορυφής προς τη μέση ισχύ του σήματος PAPR, προκειμένου να επιτευχθεί αύξηση της απόδοσης του συστήματος.

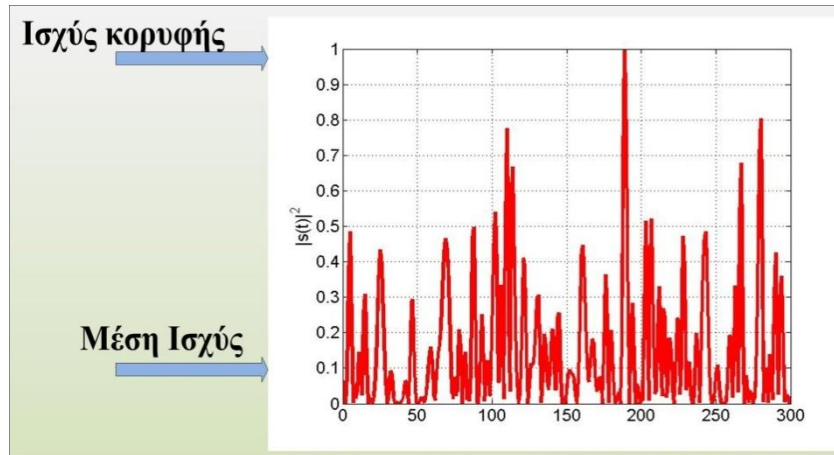
Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



## 4. Μελέτη της τεχνικής Ψαλιδισμού Πλάτους (Amplitude Clipping)

### 4.1 Εισαγωγή

Η τεχνική OFDM αποτελεί μια πολυπλεξία, η οποία προσφέρεται για χρήση σε πολλές εφαρμογές, όπως για παράδειγμα στην ασύρματη μετάδοση δεδομένων, στη μετάδοση δεδομένων μέσω οπτικής ίνας [50], [69], [93]. Όμως, σημαντικό μειονέκτημα της και κατά ακολουθία της DMT αποτελεί ο μεγάλος λόγος PAPR. Τούτο οφείλεται στο γεγονός ότι το OFDM και κατ' επέκταση το DMT σήμα αποτελεί άθροισμα πολλών υποφερόντων. Όταν πολλά υποφέροντα βρεθούν συμφασικά, δηλαδή έχουν την ίδια φάση και προστεθούν λόγω του IDFT, το χρονικό σήμα, που προκύπτει, έχει πολύ μεγάλη ισχύ κορυφής [94]-[97] (Σχήμα 99).



Σχήμα 99: Σχηματική αναπαράσταση του PAPR

Ο λόγος του PAPR δίνεται από τη σχέση (28). Από τη σχέση αυτή συνάγεται ότι όσο πιο μεγάλος είναι αυτός ο λόγος, τόσο πιο αναγκαία καθίσταται η εξεύρεση μίας μεθόδου μείωσης του λόγου αυτού.

Ενδεικτικά, αναφέρονται στη βιβλιογραφία μεταξύ άλλων οι εξής μέθοδοι μείωσης PAPR:

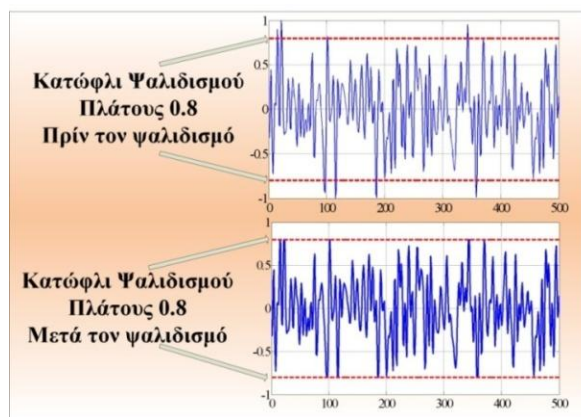
- ⊕ Ψαλιδισμός Τιμής Πλάτους (Amplitude Clipping) [97], [98].
- ⊕ Ακύρωση Κορυφών με χρήση Παραθύρου (Peak Window Cancellation) [99].
- ⊕ Χρήση Κατάλληλων Κωδίκων [99], [100].
- ⊕ Διεμπλοκή Συμβόλων (Symbol Scrambling) [99], [100].
- ⊕ Τεχνική συμπίεσης και από-συμπίεσης πλάτους (Companding and expanding technique) [101]-[103].

Λαμβάνοντας υπόψη το μεγάλο αριθμό των υποφερόντων που χρησιμοποιούνται για την γένεση του DMT σήματος, στην παρούσα διατριβή εφαρμόζεται η πιο απλή μέθοδος μείωσης του λόγου PAPR, η τεχνική Amplitude Clipping.

### 4.2 Μείωση του λόγου PAPR μέσω της τεχνικής Amplitude Clipping (AC)

Στην τεχνική μείωσης του λόγου PAPR AC, το χρονικό σήμα  $s(t)$  ψαλιδίζεται συμμετρικά από μια τιμή πλάτους και άνω στις θετικές, καθώς και στις αρνητικές τιμές του. Σχετική απεικόνιση του ψαλιδισμού του DMT σήματος ακολουθεί στο Σχήμα 100.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



Σχήμα 100: Παράδειγμα ψαλιδισμού του DMT σήματος στα 0.8V

Έστω ότι το πλάτος ψαλιδισμού είναι 0.8 Volts, το σήμα μετά τη διαδικασία του ψαλιδισμού δεν ξεπερνάει την τιμή των 0.8V στα θετικά και δεν παίρνει τιμές μικρότερες από την τιμή των -0.8V. Το ψαλιδισμένο χρονικό σήμα δύναται να περιγραφεί ως εξής:

$$\widehat{s(t)} = \begin{cases} s(t) & \text{για } |s(t)| \leq A_{\text{clip}} \\ A_{\text{clip}} & \text{για } |s(t)| > A_{\text{clip}} \end{cases} \quad (52)$$

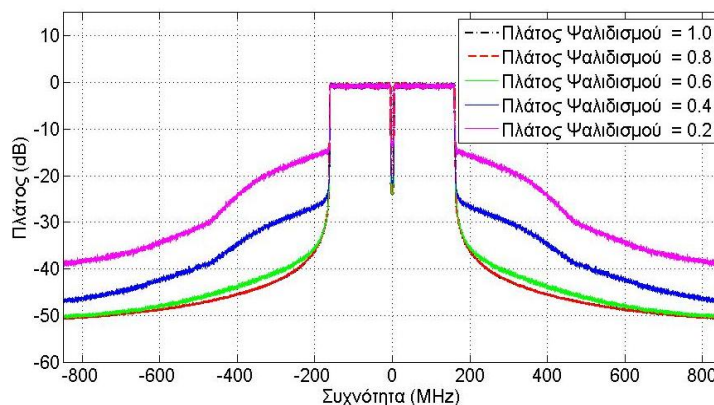
όπου  $A_{\text{clip}}$  το πλάτος ψαλιδισμού, το οποίο εν προκειμένω, έχει τιμή ίση με 0.8V.

Άλλη σημαντική παράμετρος της μεθόδου ψαλιδισμού, που αναφέρεται στη βιβλιογραφία για τη μελέτη μείωσης του PAPR [97], [98], αποτελεί ο λόγος ψαλιδισμού (clipping ratio) ή αλλιώς συντελεστής κορυφής (Crest factor-C.F.), που ορίζεται ως:

$$\mu = \frac{S_{\text{peak}}}{S_{\text{rms}}} = \frac{A_{\text{clip}}}{\sqrt{\langle s(t)^2 \rangle}} \quad (53)$$

όπου  $S_{\text{rms}}$  η μέση ισχύς του σήματος.

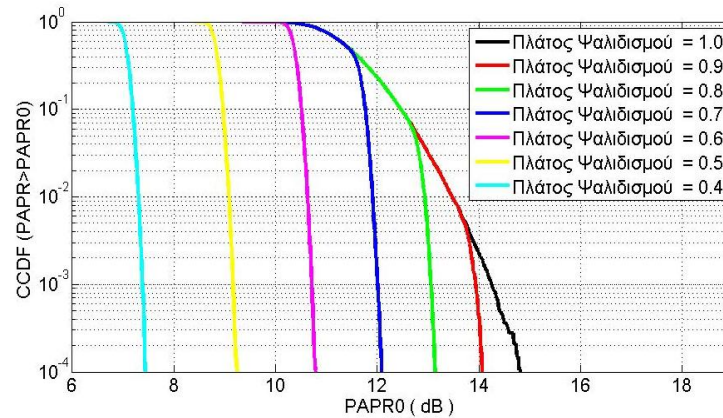
Αν και η μέθοδος της τεχνικής AC είναι απλή και εφαρμόζεται εύκολα σε ένα DMT σήμα, ως μη γραμμική μέθοδος εισάγει παραμόρφωση στο σήμα με αποτέλεσμα τη μείωση της απόδοσης του συστήματος. Η παραμόρφωση αυτή παρουσιάζεται τόσο εντός της ωφέλιμης ζώνης του φάσματος του DMT σήματος (In Band), όσο και εκτός αυτής (Out of Band). Επιπροσθέτως, προκαλεί αύξηση της ισχύος των πλαϊνών λοβών για διάφορες τιμές του πλάτους ψαλιδισμού (Σχήμα 101).



Σχήμα 101: Επίδραση του πλάτους ψαλιδισμού στο φάσμα του DMT σήματος

Με τη μείωση του πλάτους ψαλιδισμού επέρχεται παραμόρφωση στο πεδίο του χρόνου, καθώς και στο πεδίο της συχνότητας με την αύξηση της ισχύος των πλαϊνών λοβών (Σχήμα 101). Στο Σχήμα 102 εμφανίζεται η επίδραση του πλάτους ψαλιδισμού στην CCDF του  $\text{PAPR} > \text{PAPR}_0$  σε συνάρτηση με την τιμή  $\text{PAPR}_0$  για πλάτη ψαλιδισμού από 0.4-1Volts.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



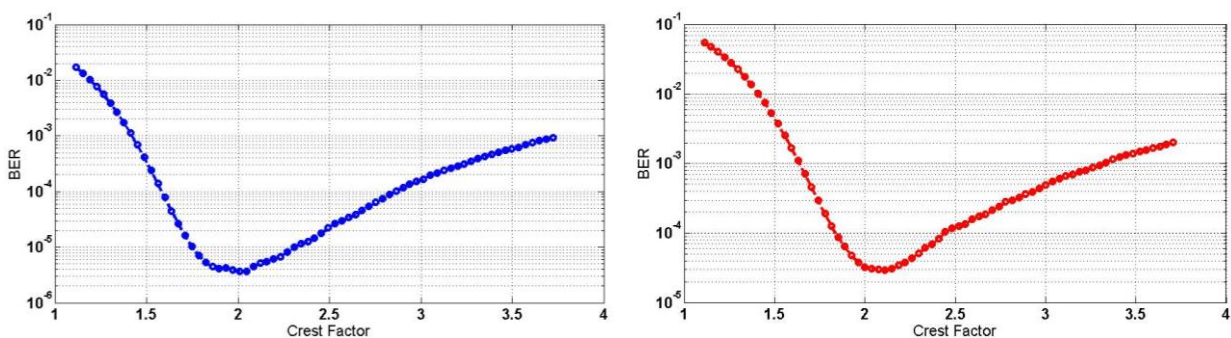
Σχήμα 102: Συμπληρωματική αθροιστική συνάρτηση πυκνότητας CCDF του PAPR για την DMT στην περίπτωση του 64-QAM αστερισμού σε συνάρτηση με την τιμή PAPR0

### 4.3 Αριθμητικά αποτελέσματα

#### 4.3.1 Προσομοίωση της τεχνικής AC στη διαμόρφωση DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας

Για μία ποιοτική διερεύνηση της απόδοσης της τεχνικής AC στην DMT για μετάδοση στα 50m SI-POF ίνας πραγματοποιούνται προσομοιώσεις σε περιβάλλον MATLAB/SIMULINK.

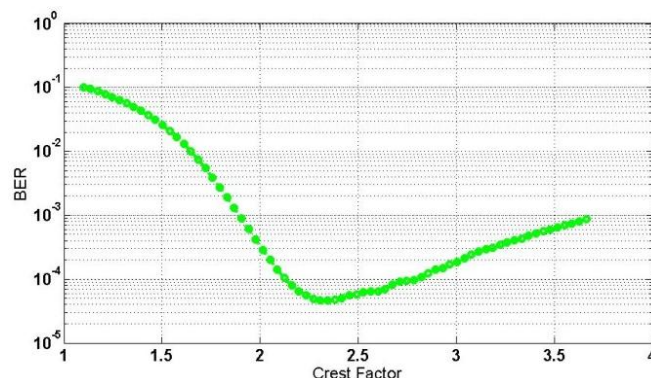
Με τη χρήση της τεχνικής AC παρατηρείται βελτίωση των επιδόσεων του συστήματος καταρχήν ως προς το BER, καθώς αυτό ελαχιστοποιείται με τη διατήρηση σταθερού του αριθμού των υποφερόντων και με ταυτόχρονη μεταβολή του πλάτους ψαλιδισμού. Με την επίτευξη του ελάχιστου BER, για ένα συγκεκριμένο πλάτος ψαλιδισμού, (βέλτιστη τιμή του C.F.), ο αριθμός των υποφερόντων αυξάνεται. Με τον τρόπο αυτό, επιτυγχάνεται αύξηση του ρυθμού μετάδοσης έτσι ώστε  $BER = BER_{Fec\_limit}$ . Η τιμή του πλάτους ψαλιδισμού και ως εκ τούτου του C.F., για την οποία ελαχιστοποιείται το BER, ονομάζεται βέλτιστη τιμή  $\mu$ . Στο Σχήμα 103 απεικονίζεται η πιθανότητα σφάλματος bit σε συνάρτηση με το CF για τις περιπτώσεις των 16 και 32-QAM αστερισμών (μπλε και κόκκινο χρώμα), αντίστοιχα.



Σχήμα 103: BER σε συνάρτηση με τον Crest Factor παράγοντα για την περίπτωση των 16 και 32-QAM αστερισμών

Στον 16-QAM αστερισμό, η βέλτιστη τιμή του CF, για την οποία ελαχιστοποιείται η πιθανότητα σφάλματος bit, είναι περίπου  $\mu = 2.05$ , η οποία αντιστοιχεί σε πλάτος ψαλιδισμού 0.45V. Με αυτήν τη τιμή αυξάνουμε τον αριθμό των υποφερόντων έτσι ώστε να επιτευχθεί πιθανότητα σφάλματος bit της τάξης του  $1E-3$ . Με τον τρόπο αυτό, αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης για την DMT από 1.4Gbps σε 1.9Gbps.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

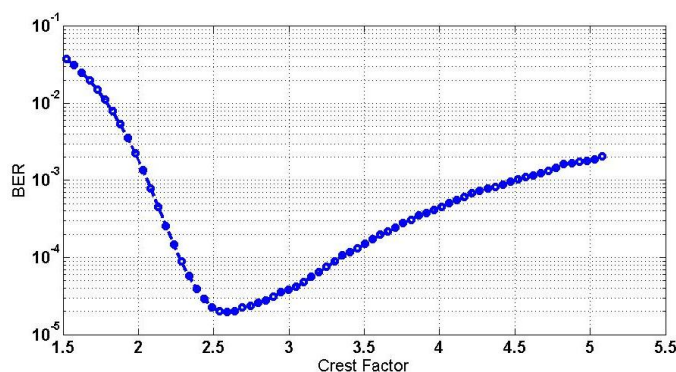


**Σχήμα 104: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού**

Στον 32-QAM αστερισμό παρατηρείται αύξηση του ρυθμού μετάδοσης από 1.5Gbps σε 2.01Gbps με βέλτιστο παράγοντα C.F.=2.11 (Σχήμα 103). Τέλος, στην περίπτωση του 64-QAM αστερισμού, επιτυγχάνεται αύξηση του ρυθμού μετάδοσης από 1.5Gbps σε 1.98Gbps με βέλτιστο παράγοντα  $\mu=2.34$  (Σχήμα 104).

#### 4.3.2 Προσομοίωση της τεχνικής AC στη διαμόρφωση DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας

Για μία ποιοτική διερεύνηση της απόδοσης της τεχνικής AC στην DMT για την μετάδοση στα 100m SI-POF ίνας πραγματοποιούνται προσομοιώσεις σε περιβάλλον MATLAB/SIMULINK. Κατά την εφαρμογή της τεχνικής AC στο μοντέλο προσομοίωσης, μεταβάλλεται το πλάτος ψαλιδισμού και κατά συνέπεια ο παράγοντας C.F., ενώ διατηρείται σταθερός ο αριθμός των υποφερόντων. Για κάθε τιμή του πλάτους ψαλιδισμού γίνεται η μετάδοση του DMT σήματος και υπολογίζεται η πιθανότητα σφάλματος bit στο δέκτη (Σχήμα 105). Από το σχήμα αυτό προκύπτει ότι η βέλτιστη τιμή του C.F., για την οποία ελαχιστοποιείται το BER στην τιμή  $2E-5$ , είναι  $\mu=2.54$ .

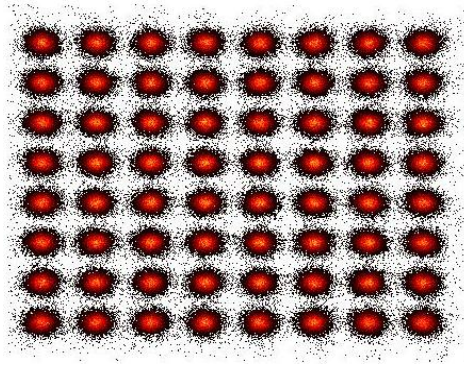


**Σχήμα 105: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού**

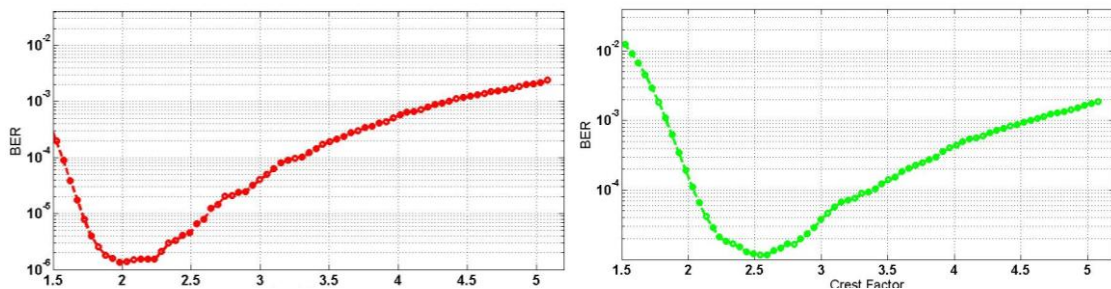
Με τη χρήση αυτής της τιμής του C.F., η οποία αντιστοιχεί σε πλάτος ψαλιδισμού 0.51V, αυξάνουμε τον αριθμό των υποφερόντων και ως εκ τούτου τον ρυθμό μετάδοσης, εωσότου επιτευχθεί ρυθμός σφαλμάτων bit της τάξης του  $1E-3$ . Ο νέος αριθμός υποφερόντων που χρησιμοποιείται είναι ίσος με 740, ο οποίος αντιστοιχεί σε ρυθμό μετάδοσης 1.04Gbps, επιτυγχάνοντας, με αυτόν τον τρόπο, αύξηση του ρυθμού μετάδοσης περίπου 250Mbps. Στο Σχήμα 106, παρουσιάζεται το διάγραμμα του αστερισμού των λαμβανομένων συμβόλων μετά τη διάδοση στα 100m SI-POF ίνας για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού και για ρυθμό μετάδοσης ίσο με 1.04Gbps.



Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

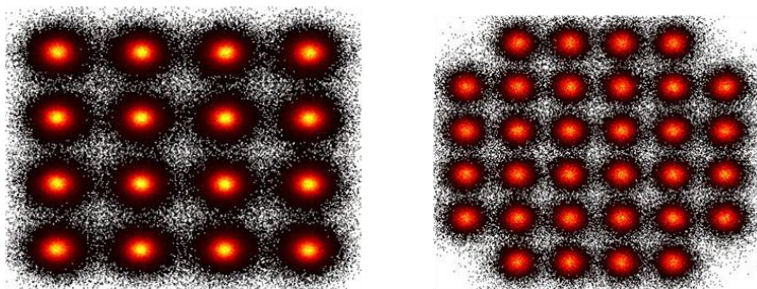


Σχήμα 106: Διάγραμμα αστερισμού 64-QAM για βέλτιστη τιμή του παράγοντα C.F.  $\mu=2.51$



Σχήμα 107: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα Crest Factor για τις περιπτώσεις του 16-QAM (κόκκινο χρώμα) και του 32-QAM (πράσινο χρώμα) αστερισμού

Η ίδια διαδικασία ακολουθείται και για τις περιπτώσεις του 16 και του 32-QAM αστερισμού. Σε αυτές, η πιθανότητα σφάλματος bit σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. απεικονίζεται στο Σχήμα 107. Αναφορικά με την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού, αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης από τα 750Mbps στα 975Mbps με βέλτιστη τιμή του παράγοντα C.F. ίση με 2.15V, που αντιστοιχεί σε πλάτος ψαλιδισμού 0.39V. Ομοίως, στην περίπτωση του 32-QAM αστερισμού, ο αριθμός των υποφερόντων αυξάνεται από 680 στα 870 με παράλληλη αύξηση του ρυθμού μετάδοσης από τα 800Mbps στα 1030Mbps. Η βέλτιστη τιμή του παράγοντα C.F. είναι ίση με 2.54, που αντιστοιχεί σε πλάτος ψαλιδισμού ίσο με 0.5Volt.



Σχήμα 108: Διαγράμματα των αστερισμών 16 και 32-QAM των λαμβανομένων συμβόλων για τις βέλτιστες τιμές του Crest Factor  $\mu=2.54$

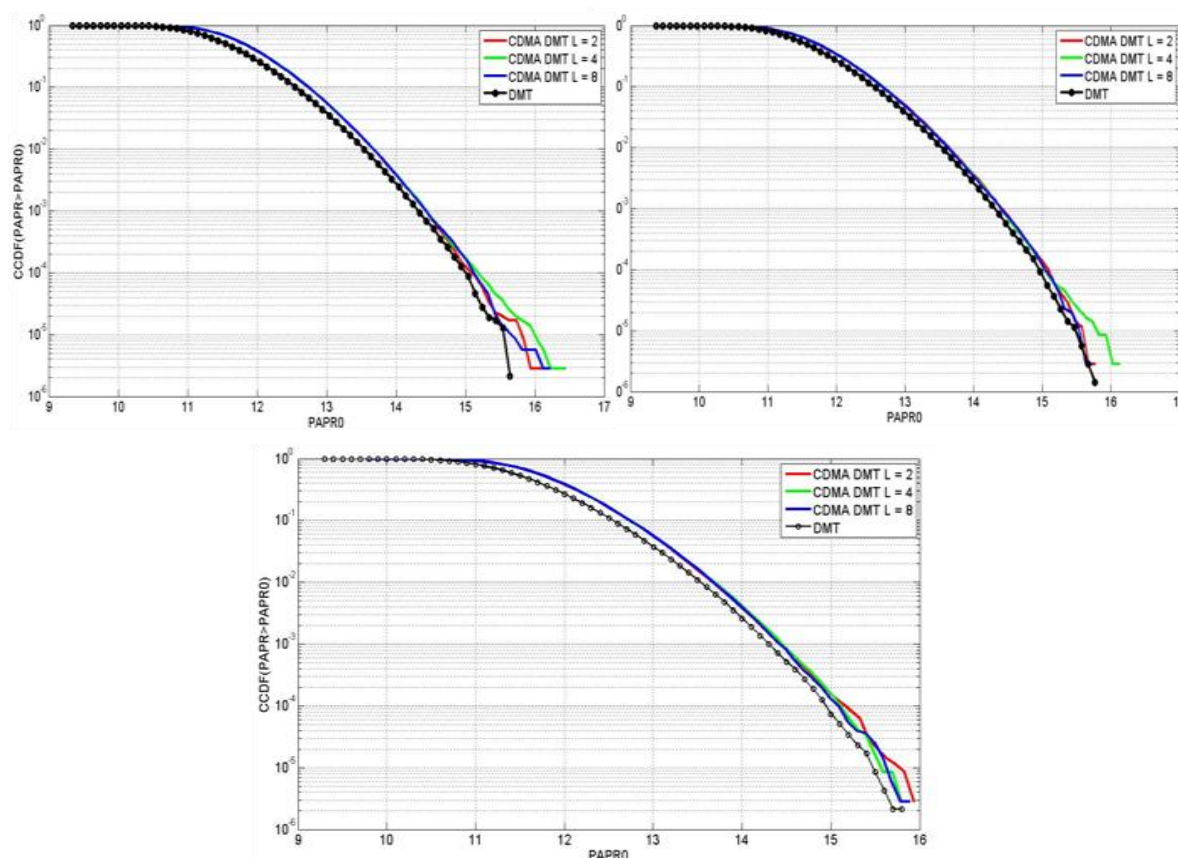
Στο Σχήμα 108 εμφανίζονται τα διαγράμματα αστερισμού των λαμβανομένων QAM συμβόλων για τις βέλτιστες τιμές του παράγοντα C.F. και για τις περιπτώσεις των 16 και 32-QAM αστερισμών. Επίσης, στον Πίνακα 15 αναφέρονται τα αποτελέσματα για τις τρεις περιπτώσεις των M-QAM αστερισμών, που χρησιμοποιούνται.

Πίνακας 15: Συγκεντρωτικός πίνακας των ρυθμών μετάδοσης πριν και μετά την εφαρμογή της AC τεχνικής

100m SI-POF ίνας				
QAM	Ρυθμός (Mbps) Χωρίς Clipping	Πλάτος Ψαλιδισμού	C.F. μ	Ρυθμός (Mbps) Μετά το Clipping
16	750	0.39	2.15	975
32	790	0.5	2.54	1030
64	890	0.51	2.54	1040

#### 4.3.3 Προσομοίωση της εφαρμογής της τεχνικής AC στη CDMA-DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας

Η CDMA-DMT έχει παρόμοια χαρακτηριστικά ως προς το PAPR σε σχέση με την κλασική διαμόρφωση DMT. Η συμπεριφορά αυτή επιβεβαιώνεται από τις καμπύλες που απεικονίζονται στο Σχήμα 109. Έτσι, μελετάται καταρχήν η μείωση του PAPR για την περίπτωση της διαμόρφωσης CDMA-DMT με τη χρήση της τεχνικής AC και στη συνέχεια αξιολογείται η απόδοση του συστήματος.

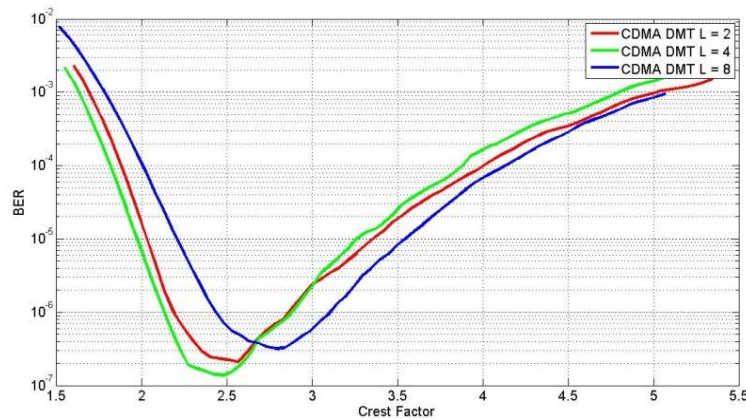


Σχήμα 109: Σύγκριση της CCDF του PAPR για την CDMA-DMT και την DMT στην περίπτωση των 16, 32 και 64-QAM αστερισμών



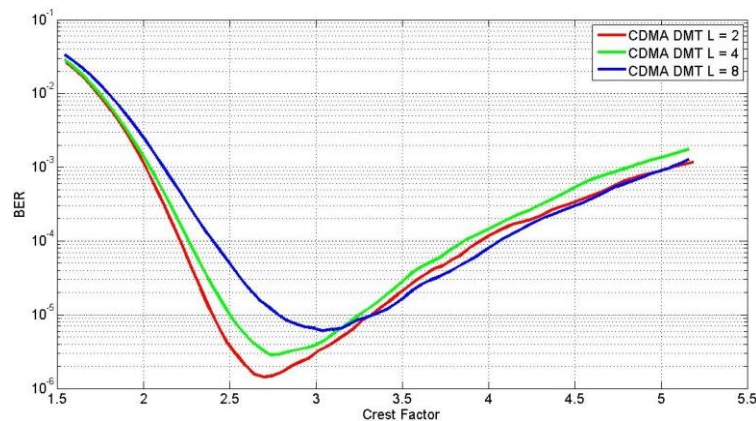
Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Προς διερεύνηση της επίδρασης της τεχνικής AC στην απόδοση της CDMA-DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας, πραγματοποιούνται προσομοιώσεις, στις οποίες μεταβάλλεται το πλάτος ψαλιδισμού από το 1Volt μέχρι τα 0.3 Volt. Για κάθε τιμή του παράγοντα C.F. υπολογίζεται η πιθανότητα σφάλματος bit στο δέκτη. Λαμβάνοντας, εν συνεχεία, τη βέλτιστη τιμή του παράγοντα C.F. για την οποία ελαχιστοποιείται η πιθανότητα σφάλματος bit, επαναλαμβάνεται η μετάδοση με αύξηση του αριθμού των ενεργών υποφερόντων, μέχρις ότου ο ρυθμός των σφαλμάτων bit στο δέκτη εξομοιωθεί με το  $BER_{FEC\_Limit}$ . Για τη βέλτιστη απόδοση της AC τεχνικής χρησιμοποιείται όλη η διαθέσιμη δυναμική περιοχή του μετατροπέα DAC, εφόσον αυτή δεν οδηγεί τον ενδιάμεσο ενισχυτή σε μη γραμμική περιοχή λειτουργίας πριν τη διαμόρφωση του laser. Οι προσομοιώσεις επαναλαμβάνονται για όλες τις τιμές του συντελεστή διάχυσης  $L=2, 4$  και  $8$  και για τις περιπτώσεις των αστερισμών 16, 32 και 64-QAM, τα αποτελέσματα των οποίων εμφανίζονται στα επόμενα τρία σχήματα (Σχήματα 110-112).



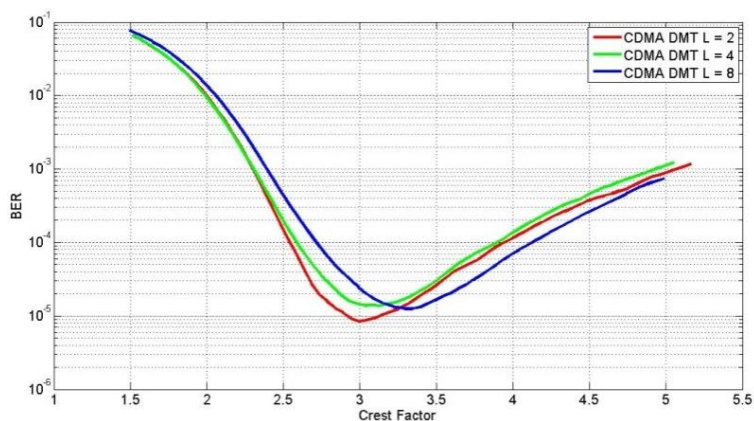
Σχήμα 110: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για τη CDMA-DMT για  $L=2, 4$  και  $8$  για την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού, όπως προέκυψαν από τις προσομοιώσεις

Αναφορικά με τον 16-QAM αστερισμό, για βέλτιστη τιμή του παράγοντα C.F. ίση με 2.37 και για συντελεστή διάχυσης  $L=2$ , αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης στα 2.22 Gbps εξαιτίας της μείωσης του λόγου του PAPR.



Σχήμα 111: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για τη CDMA-DMT για  $L=2, 4$  και  $8$  για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού, όπως προέκυψαν από τις προσομοιώσεις

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



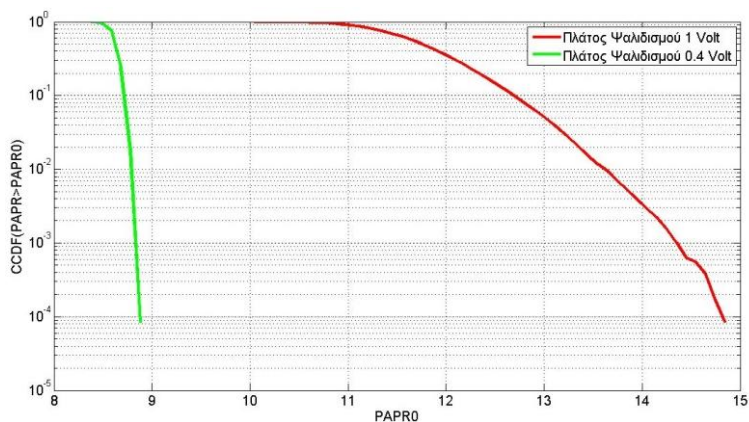
Σχήμα 112: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για τη CDMA-DMT για L=2, 4 και 8 για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού, όπως προέκυψαν από τις προσομοιώσεις

Στον κάτωθι πίνακα (Πίνακα 16) συγκεντρώνονται τα αποτελέσματα της τεχνικής AC για την περίπτωση της CDMA-DMT.

Πίνακας 16: Συγκεντρωτικός πίνακας των τιμών του ρυθμού μετάδοσης μετά την εφαρμογή του clipping για την περίπτωση της CDMA-DMT για διάδοση στα 50m με βάση τις προσομοιώσεις

CDMA-DMT			
L	16-QAM	32-QAM	64-QAM
	Ρυθμός (Gbps)/ Πλάτος Ψαλ. (Volt)/ C.F.	Ρυθμός (Gbps)/ Πλάτος Ψαλ. (Volt)/ C.F.	Ρυθμός (Gbps)/ Πλάτος Ψαλ. (Volt)/ C.F.
2	2.22/0.48/2.37	2.31/0.52/2.69	2.25/0.59/3.04
4	2.32/0.48/2.48	2.36/0.53/2.73	2.28/0.61/3.08
8	2.38/0.56/2.83	2.40/0.60/3.01	2.29/0.66/3.31

Στο Σχήμα 113, απεικονίζεται η CCDF του  $PAPR > PAPR_0$  σε συνάρτηση με την τιμή  $PAPR_0$  για την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού. Από αυτό προκύπτει ότι επιτυγχάνεται μείωση του PAPR με χρήση της τεχνικής AC κατά 6dB περίπου.

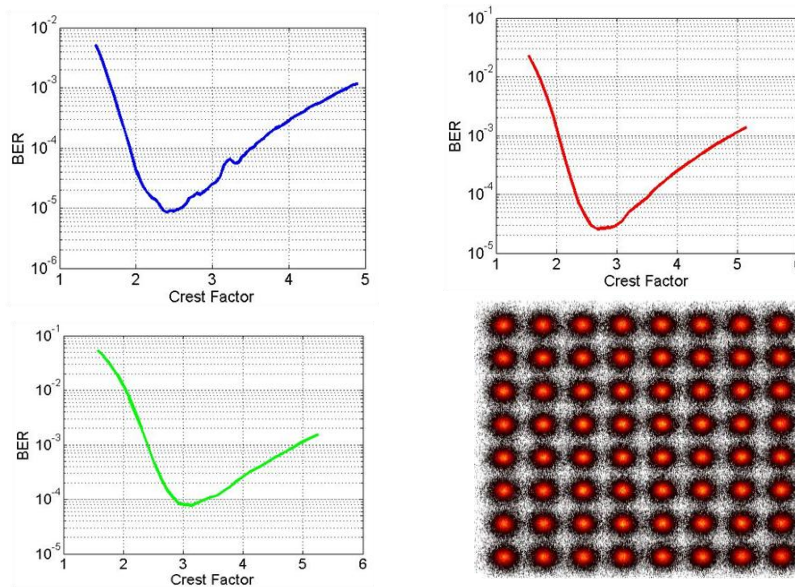


Σχήμα 113: Συμπληρωματική αθροιστική συνάρτηση πυκνότητας (CCDF) του PAPR για τη CDMA-DMT στην περίπτωση του 16-QAM αστερισμού και του παράγοντα διάχυσης L=2

## 4.4 Πειραματικά αποτελέσματα

### 4.4.1 Εφαρμογή της τεχνικής AC στην διαμόρφωση DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας

Προκειμένου να επαληθευτεί πειραματικά η επίδραση της τεχνικής AC στην απόδοση της διαμόρφωσης DMT επαναλαμβάνονται οι μετρήσεις της πιθανότητας σφάλματος bit ως προς τον παράγοντα C.F. για τις περιπτώσεις των 16, 32 και 64-QAM αστερισμών για διάδοση στα 50m ίνας με τη πειραματική διάταξη που απεικονίζεται στο Σχήμα 84. Η τεχνική AC δύναται να προσδώσει στην DMT βελτιωμένη απόδοση σε όλες τις ως άνω περιπτώσεις. Αφού εφαρμοστεί η τεχνική AC, το ψηφιακό σήμα κανονικοποιείται ξανά στα όρια της δυναμικής περιοχής της κάρτας DAC. Στο Σχήμα 114, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για τις περιπτώσεις των 16, 32 και 64-QAM αστερισμών.



**Σχήμα 114:** Πειραματική σύγκριση του BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα Crest Factor  $\mu$  για την περίπτωση των 16-QAM (μπλε χρώμα), 32-QAM (κόκκινο χρώμα) και 64-QAM (πράσινο χρώμα) αστερισμών για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας

Αναφορικά με την περίπτωση του 16-QAM αστερισμού, ο ρυθμός μετάδοσης που είχε επιτύχει η DMT για το όριο  $BER_{FEC-limit}$  για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας ήταν περίπου 1.4Gbps. Διατηρώντας σταθερό το ρυθμό αυτό, μεταβάλλουμε την τιμή του πλάτους ψαλιδισμού από 1Volt μέχρι 0.3Volt και μεταδίδουμε ξανά το DMT σήμα εκμεταλλευόμενοι τη συνολική δυναμική κλίμακα πλάτους του DAC μετατροπέα. Από το ανωτέρω σχήμα (Σχήμα 114), συνάγεται ότι η βέλτιστη τιμή του παράγοντα C.F., για την οποία επιτυγχάνεται ελάχιστη τιμή της πιθανότητας σφάλματος bit ίση με  $9E-6$ , είναι 2.4. Για την τιμή αυτή του παράγοντα C.F. αυξάνουμε τον αριθμό των ωφέλιμων υποφερόντων, έως ότου επιτευχθεί ξανά το όριο  $BER_{FEC-limit}$ . Ο ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνεται τώρα είναι 1.82Gbps. Με άλλα λόγια, αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης κατά 420 Mbps.

Όμοια συμπεριφορά παρατηρείται και για την περίπτωση του 32-QAM αστερισμού. Σε αυτήν, αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης από τα 1.56 Gbps στα 1.85Gbps με βέλτιστη τιμή του παράγοντα C.F. ίση με  $\mu=2.64$ , η οποία αντιστοιχεί σε πλάτος ψαλιδισμού ίσο με 0.58V. Ανάλογη συμπεριφορά παρατηρείται και για την περίπτωση του 64-QAM αστερισμού. Σε αυτήν, ο ρυθμός μετάδοσης αυξάνεται σε 1.9Gbps για βέλτιστη τιμή του C.F. ίση με  $\mu=3.05$ . Ακολουθεί πίνακας (Πίνακας 17) με τις βέλτιστες τιμές για τον C.F.,

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

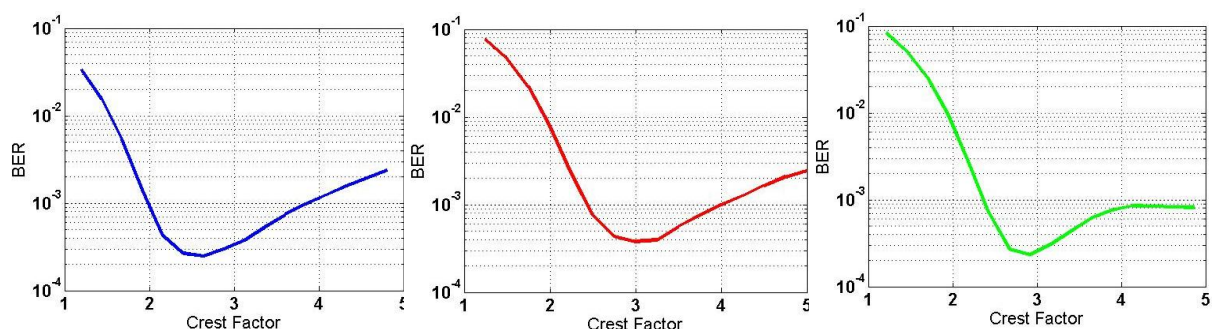
σύμφωνα με τις οποίες παρατηρείται αύξηση του ρυθμού μετάδοσης στη διαμόρφωση DMT για τις περιπτώσεις των 16, 32 και 64-QAM αστερισμών.

Πίνακας 17: Βέλτιστη τιμή του C.F. για την αύξηση του ρυθμού στην περίπτωση της DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας

50m SI-POF ίνα για τη διαμόρφωση DMT		
QAM	C.F.	Ρυθμός (Gbps)(Με clipping)
16	2.4	1.82
32	2.64	1.85
64	3.05	1.90

#### 4.4.2 Εφαρμογή της τεχνικής AC στην διαμόρφωση DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας

Επαναλαμβάνονται οι μετρήσεις του BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F., προκειμένου να επαληθευτεί πειραματικά η απόδοση της τεχνικής AC στην διαμόρφωση DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας.



Σχήμα 115: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα Crest Factor για την περίπτωση των 16, 32 και 64-QAM αστερισμών (από αριστερά προς τα δεξιά), όπως προέκυψαν από την πειραματική διάταξη για διάδοση σε 100m SI-POF ίνας

Η απόδοση της τεχνικής AC στην DMT για διάδοση στα 100m SI-POF είναι βελτιωμένη αρχικά ως προς το BER και εν συνεχεία ως προς το ρυθμό μετάδοσης, που τελικά επιτυγχάνεται με τη βέλτιστη τιμή του παράγοντα C.F. Οι βέλτιστες τιμές για τον C.F. παράγοντα, σύμφωνα με τις οποίες παρατηρείται αύξηση του ρυθμού μετάδοσης στην διαμόρφωση DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας για τις περιπτώσεις των 16, 32 και 64-QAM αστερισμών εμφανίζονται στον ακόλουθο πίνακα (Πίνακας 18).

Πίνακας 18: Βέλτιστη τιμή του C.F. για την αύξηση του ρυθμού στην περίπτωση της DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας

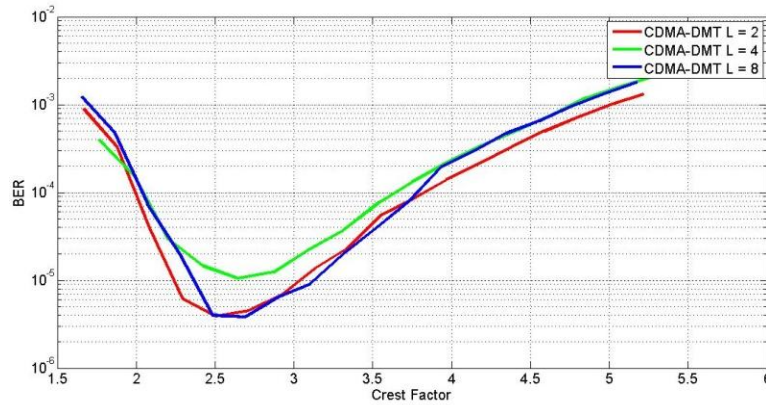
100m SI-POF ίνα / Διαμόρφωση DMT		
QAM	C.F.	Ρυθμός (Mbps)(Με clipping)
16	2.42	900
32	3.02	940
64	2.96	950



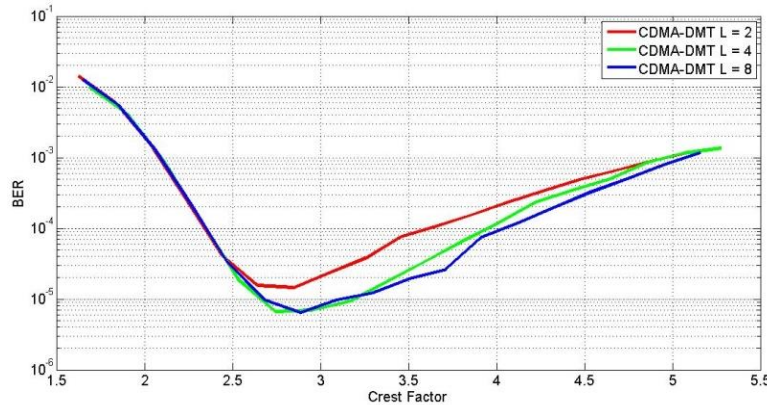
Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

#### 4.4.3 Εφαρμογή της τεχνικής AC στη διαμόρφωση CDMA-DMT για μετάδοση στα 50m και 100m SI-POF ίνας

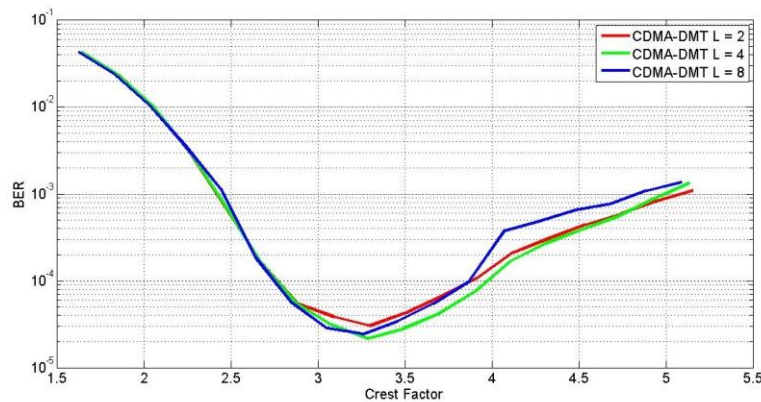
Για να διερευνηθεί η επίδραση της τεχνικής AC στην απόδοση της διαμόρφωσης CDMA-DMT στις πειραματικές συνθήκες, πραγματοποιούνται μετρήσεις του BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. . Λαμβάνοντας υπόψη τη βέλτιστη τιμή του C.F, αυξάνεται ο αριθμός των υποφερόντων με ταυτόχρονη αύξηση του ρυθμού μετάδοσης, έως ότου επιτευχθεί το όριο  $BER_{FEC-limit}$ . Οι μετρήσεις αυτές πραγματοποιούνται για τις περιπτώσεις των 16, 32 και 64-QAM αστερισμών με συντελεστή διάχυσης  $L=2, 4$  και  $8$ .



Σχήμα 116: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για τη CDMA-DMT για  $L=2, 4$  και  $8$  στην περίπτωση του 16-QAM αστερισμού



Σχήμα 117: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για τη CDMA-DMT για  $L=2, 4$  και  $8$  στην περίπτωση του 32-QAM αστερισμού



Σχήμα 118: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για τη CDMA-DMT για  $L=2, 4$  και  $8$  στην περίπτωση του 64-QAM αστερισμού

Από τα ως άνω σχήματα (Σχήματα 116-118) παρατηρείται ότι στην περίπτωση που εφαρμόζεται η τεχνική AC, αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης για τη CDMA-DMT.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Ειδικότερα, στην περίπτωση του 16-QAM αστερισμού για τιμή του συντελεστή διάχυσης  $L=2$ , αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης από τα 1.64Gbps στα 1.9Gbps με βέλτιστη τιμή C.F.  $\mu=2.56$ , που αντιστοιχεί σε πλάτος ψαλιδισμού 0.48V. Ενώ στην περίπτωση του 32-QAM αστερισμού, για τιμή του συντελεστή διάχυσης  $L=2$  ο ρυθμός μετάδοσης αυξάνεται από τα 1.63Gbps στα 2.1Gbps. Τα αποτελέσματα εφαρμογής της τεχνικής AC στην CDMA-DMT για μετάδοση στα 50m και στα 100m SI-POF ίνας παρουσιάζονται αναλυτικά κατωτέρω (Πίνακες 18, 19).

**Πίνακας 19:** Συγκεντρωτικός πίνακας των ρυθμών μετά την εφαρμογή του clipping για την περίπτωση της CDMA-DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας

CDMA-DMT			
L	16-QAM	32-QAM	64QAM
	Ρυθμός (Gbps)/ Πλάτος Ψαλ. (Volt)/ C.F.	Ρυθμός (Gbps)/ Πλάτος Ψαλ. (Volt)/ C.F.	Ρυθμός (Gbps)/ Πλάτος Ψαλ. (Volt)/ C.F.
2	1.90/0.48/2.56	2.05/0.54/2.75	1.95/0.64/3.22
4	2.00/0.46/2.55	2.10/0.54/2.85	2.00/0.62/3.19
8	2.05/0.46/2.42	2.1/0.54/2.79	2.00/0.62/3.19

**Πίνακας 20:** Συγκεντρωτικός πίνακας των ρυθμών μετά την εφαρμογή του clipping για την περίπτωση της CDMA-DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας

CDMA-DMT			
L	16-QAM	32-QAM	64-QAM
	Ρυθμός (Mbps)/ Πλάτος Ψαλ. (Volt)/ C.F.	Ρυθμός (Mbps)/ Πλάτος Ψαλ. (Volt)/ C.F.	Ρυθμός (Mbps)/ Πλάτος Ψαλ. (Volt)/ C.F.
2	940 /0.52/2.74	1000/0.54/2.85	1050/0.67/3.32
4	960 /0.48/2.61	1050/0.52/2.81	1090/0.65/3.25
8	1000/ 0.48/2.61	1100/0.51/2.79	1100/0.65/3.26

## 4.5 Εφαρμογή της τεχνικής AC στην DFT-S

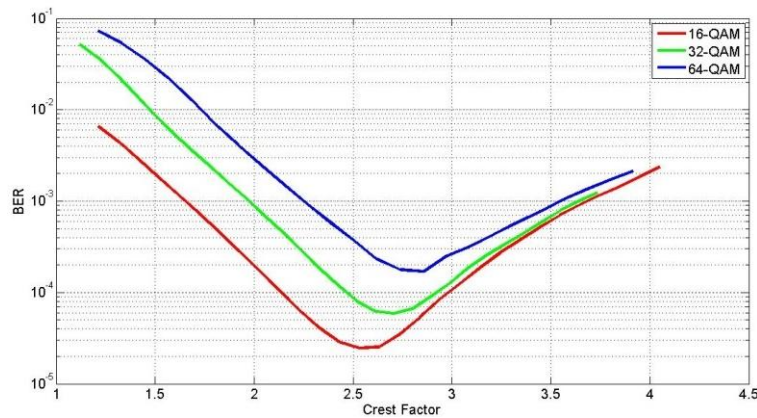
### 4.5.1 Εφαρμογή της τεχνικής AC στη διαμόρφωση DFT-S για μετάδοση στα 50m SI-POF ίνας

Πλεονέκτημα της DFT-S ως διαμόρφωση μονού φέροντος (Single Carrier), αποτελεί το μικρότερο PAPR έναντι της συμβατικής DMT, όπως έχει ήδη επισημανθεί στο δεύτερο κεφάλαιο. Περαιτέρω, με τη χρήση της τεχνικής AC μειώνεται στην DFT-S ο λόγος PAPR ακόμα περισσότερο με ταυτόχρονη αύξηση του ρυθμού μετάδοσης.



Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Για να μελετηθεί η απόδοση της τεχνικής AC στην διαμόρφωση DFT-S, υπολογίζουμε την πιθανότητα σφάλματος bit σε σχέση με τις διάφορες τιμές του C.F.. Όπου επιτυγχάνεται ελαχιστοποίηση του BER, προκύπτει η βέλτιστη τιμή του C.F.. Με την τιμή αυτή, αυξάνεται ο αριθμός των υποφερόντων, προκειμένου να επιτευχθεί ξανά πιθανότητα σφάλματος bit, ίση με  $BER_{FEC-limit}$ .



**Σχήμα 119: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα C.F. για την DFT-S για την περίπτωση των 16, 32 και 64-QAM αστερισμών**

Στην περίπτωση του 32-QAM αστερισμού, επιτυγχάνεται αύξηση του ρυθμού μετάδοσης από τα 1.97Gbps στα 2.36Gbps με βέλτιστη τιμή του C.F. παράγοντα  $\mu=2.53$ , η οποία αντιστοιχεί σε πλάτος ψαλιδισμού ίσο με 0.62Volt. Ομοίως, στην περίπτωση του 64-QAM αστερισμού, για τιμή του C.F. ίση με 2.86, η οποία αντιστοιχεί σε πλάτος ψαλιδισμού ίσο με 0.72Volts, παρατηρείται αύξηση του ρυθμού μετάδοσης από 2.05Gbps στα 2.3Gbps. Τα αποτελέσματα για την περίπτωση διάδοσης στα 50 και 100m SI-POF ίνας εμφανίζονται αναλυτικά στον Πίνακα 21.

**Πίνακας 21: Συγκεντρωτικός πίνακας των ρυθμών μετάδοσης μετά την εφαρμογή του clipping για την περίπτωση της DFT-S για διάδοση στα 50m και 100m ίνας**

DFT-S/ 50m SI-POF ίνα								
16-QAM			32-QAM			64-QAM		
Ρυθμός (Gbps)	Πλάτος Ψαλιδισμού (Volt)	CR	Ρυθμός (Gbps)	Πλάτος Ψαλιδισμού (Volt)	CR	Ρυθμός (Gbps)	Πλάτος Ψαλιδισμού (Volt)	CR
2.36	0.62	2.53	2.38	0.72	2.71	2.37	0.72	2.86
DFT-S/ 100m SI-POF ίνα								
16-QAM			32-QAM			64-QAM		
Ρυθμός (Gbps)	Πλάτος Ψαλιδισμού (Volt)	CR	Ρυθμός (Gbps)	Πλάτος Ψαλιδισμού (Volt)	CR	Ρυθμός (Gbps)	Πλάτος Ψαλιδισμού (Volt)	CR
1.00	0.65	2.45	1.07	0.71	2.68	1.15	0.68	2.72

## 4.6 Συμπεράσματα

Έχει ήδη αναφερθεί ότι σημαντικό μειονέκτημα των διαμορφώσεων πολλών υποφερόντων [97], όπως είναι η OFDM και κατ' επέκταση η DMT, αποτελεί ο λόγος PAPR. Εξαιτίας αυτού μειώνεται η απόδοση των RF συστημάτων. Το PAPR εμφανίζεται, όταν  $N$  υποφέροντα βρεθούν συμφασικά και προστεθούν μέσω του IDFT. Τότε, το παραγόμενο χρονικό σήμα παρουσιάζει μεγάλη ισχύ κορυφής με αποτέλεσμα να οδηγεί τον τελικό RF ενισχυτή σε μη γραμμική λειτουργία [94]-[99]. Έχουν προταθεί διάφορες μέθοδοι περιορισμού του λόγου PAPR όπως α) η τεχνική AC (Ψαλιδισμα πλάτους), στην οποία το σήμα ψαλιδίζεται συμμετρικά από μια τιμή τάσης και πάνω [97] β) η ακύρωση πλάτους κορυφών με χρήση παραθύρου (Peak Window Cancellation) [98], γ) η χρήση κατάλληλων κωδίκων με σκοπό τη μείωση του PAPR [100] και δ) η τεχνική συμπίεσης και από-συμπίεσης πλάτους (Companding and expanding technique) [101]-[103].

Στο παρόν κεφάλαιο, η τεχνική AC εφαρμόστηκε σε όλα τα υπό διερεύνηση σχήματα διαμόρφωσης (DMT, DFT-S και CDMA-DMT). Επειδή η τεχνική αυτή είναι μια μη γραμμική τεχνική, εισάγει παραμόρφωση στο σήμα. Η παραμόρφωση αυτή παρουσιάζεται τόσο εντός της ωφέλιμης ζώνης του φάσματος του DMT σήματος (In Band), όσο και εκτός (Out of Band) αυτής, με ταυτόχρονη αύξηση της ισχύος των πλαϊνών λοβών. Σημαντικός παράμετρος της τεχνικής αυτής αποτελεί ο λόγος του πλάτους ψαλιδισμού προς τη μέση τιμή της ισχύος του σήματος πριν τον ψαλιδισμό, που ονομάζεται συντελεστής κορυφής (Crest Factor) και συμβολίζεται ως CF ή CR.

Ωστόσο, θετικό αποτέλεσμα της τεχνικής αυτής συνιστά η αύξηση της μέσης ισχύος του σήματος, στην περίπτωση που το σήμα πριν και μετά τον ψαλιδισμό κανονικοποιηθεί στην ίδια μέγιστη τιμή πλάτους. Με τον τρόπο αυτό, προσφέρεται σημαντική βελτίωση σε συστήματα άμεσης διαμόρφωσης για διάδοση σε SI-POF ίνα, εφόσον το πλάτος διαμόρφωσης παραμείνει σταθερό πριν και μετά την εφαρμογή της τεχνικής αυτής.

Με βάση τα ανωτέρω, συγκρίθηκε η απόδοση των υπό μελέτη σχημάτων διαμόρφωσης ως προς την πιθανότητα σφάλματος bit και ως προς τον τελικό ρυθμό μετάδοσης με ταυτόχρονη μεταβολή της παραμέτρου CF. Με τη βέλτιστη τιμή της παραμέτρου CF, με την οποία ελαχιστοποιήθηκε το BER στο δέκτη, πραγματοποιήθηκαν οι μετρήσεις με την αύξηση του αριθμού των ενεργών υποφερόντων, προκειμένου να αυξηθεί ο ρυθμός μετάδοσης.

Λαμβάνοντας υπόψη τα αριθμητικά και τα πειραματικά αποτελέσματα, στα οποία σημειώθηκε ικανοποιητική ταύτιση, η τεχνική AC μείωσε σε σημαντικό βαθμό το λόγο PAPR. Επιπροσθέτως, η βέλτιστη τιμή της παραμέτρου CF οδήγησε στην αύξηση του ρυθμού μετάδοσης για όλα τα υπό διερεύνηση σχήματα διαμορφώσεων. Στην περίπτωση της διαμόρφωσης DMT αυξήθηκε ο ρυθμός μετάδοσης τόσο για τα 50m, όσο και για τα 100m διάδοσης σε SI-POF ίνα. Ειδικότερα, στην περίπτωση των 50m, η DMT πέτυχε ρυθμό μετάδοσης 1.82, 1.85 και 1.90Gbps για τις περιπτώσεις των 16, 32 και 64-QAM αστερισμών, αντίστοιχα. Στο σημείο αυτό, πρέπει να επισημανθεί ότι ο τελικός ρυθμός που επετεύχθη για την DMT με τη βοήθεια της τεχνικής AC είναι μικρότερος από το ρυθμό, που επιτυγχάνει η DFT-S για ίδιο αστερισμό M-QAM χωρίς τη χρήση της τεχνικής αυτής. Ενισχύεται λοιπόν, η απόδοση της διαμόρφωσης DFT-S έναντι της συμβατικής DMT. Στην περίπτωση της DFT-Spread και της διαμόρφωσης CDMA-DMT, παρατηρήθηκε βελτίωση ως προς το ρυθμό μετάδοσης για όλες τις περιπτώσεις των M-QAM αστερισμών, καθώς και των τιμών του συντελεστή διάχυσης. Ειδικότερα, στις περιπτώσεις του 32 και του 64-QAM αστερισμού, η DFT-S πέτυχε ρυθμό μετάδοσης για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας 2.38 και 2.37Gbps, αντίστοιχα με βέλτιστη τιμή του CF ίση με 2.71 και 2.86, αντίστοιχα. Με τον τρόπο αυτό, η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης ήταν της τάξης των 400 και 320Mbps.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Στο κεφάλαιο που ακολουθεί εξετάζεται η τεχνική της δυναμικής προσαρμογής του ρυθμού μετάδοσης (Bit Loading Rate Adaptive), που επιτρέπει αύξηση του ρυθμού μετάδοσης για ένα συγκεκριμένο κανάλι.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

## 5. Δυναμική προσαρμογή ρυθμού (Rate Adaptive Bit Loading)

### 5.1 Εισαγωγή στην τεχνική bit-loading

Μία από τις πρώτες εφαρμογές της DMT ήταν η χρήση της στις τεχνολογίες xDSL για την πιο αποδοτική χρήση του καναλιού του χάλκινου καλωδίου. Το μέσο μετάδοσης αυτό διαθέτει περιορισμένο εύρος ζώνης και αποτελεί ένα αρκετά θορυβώδες κανάλι [104]. Λαμβάνοντας υπόψη ότι δεν μεταβάλλεται με το χρόνο (non time-varying channel), δεν υπάρχει ανάγκη για συνεχή έλεγχο του και ανανέωση της υπάρχουσας κατανομής των bits. Η ισοστάθμιση του καναλιού, που υλοποιείται στο πεδίο της συχνότητας (FDE-Frequency Domain Equalization), καθώς και το γεγονός ότι κάθε υποφέρων μπορεί να θεωρηθεί ως ένα ξεχωριστό στενό υπό-κανάλι, παρέχουν τη δυνατότητα κατανομής διαφορετικού αριθμού bits ανά υποφέρων για την DMT. Για την πιο αποδοτική κατανομή των bit και της ενέργειας ανά υποφέρων χρησιμοποιείται η πληροφορία της κατανομής του καναλιού ανά συχνότητα, δηλαδή η απόκριση συχνότητας του καναλιού. Η τεχνική αυτή καλείται τεχνική bit loading.

Οι τεχνικές bit loading μπορούν να χωριστούν στις ακόλουθες δύο ομάδες:

1. Σε αυτές που στοχεύουν στη δυναμική προσαρμογή του ρυθμού μετάδοσης (Rate Adaptive Bit Loading-RABL), δηλαδή την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης με ταυτόχρονη αύξηση των bit και της ενέργειας ανά υποφέρων για ένα συγκεκριμένο κανάλι και για μια συγκεκριμένη πιθανότητα σφάλματος συμβόλου.
2. Σε αυτές που στοχεύουν στη δυναμική προσαρμογή του κέρδους (Margin Adaptive Bit Loading), δηλαδή τον έλεγχο της ενέργειας ανά υποφέρων με σκοπό την ελαχιστοποίηση του BER για ένα συγκεκριμένο κανάλι, που υποστηρίζει κάποιο ρυθμό μετάδοσης.

Το κύριο πλεονέκτημα της δυναμικής προσαρμογής ρυθμού μετάδοσης είναι ότι όσο "μη αποδοτικό φασματικά" και αν είναι το κανάλι μετάδοσης (π.χ. βυθίσματα - fading, μεγάλη κλίση στην καμπύλη απόκρισης, κ.α), η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης είναι δεδομένη, ακόμα και όταν υποστηρίζεται η μετάδοση μικρών ρυθμών.

Στην παρούσα διατριβή, χρησιμοποιείται η τεχνική δυναμικής προσαρμογής του ρυθμού μετάδοσης. Σύμφωνα με αυτήν, μεγιστοποιείται ο αριθμός των bits, που μεταδίδεται σε ένα DMT σύμβολο, αφού ληφθεί υπόψη ο περιορισμός ισχύος  $P_n$ , που τίθεται από τις απαιτήσεις του συστήματος. Συγκεκριμένα, το πρόβλημα βελτιστοποίησης ρυθμού και ισχύος περιγράφεται ως εξής [104]-[107]:

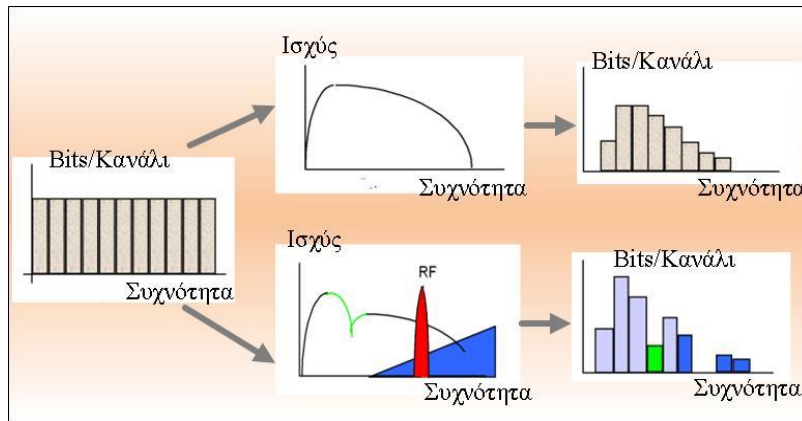
$$\begin{aligned} \max_{P_n}(R) &= \max_{P_n} \left( \frac{1}{N} \sum_0^{N-1} b_n \right) \cdot B = \max_{P_n} \left[ \frac{1}{N} \sum_0^{N-1} \log_2 \left( 1 + \frac{SNR_n}{\Gamma} \right) \right] \cdot B \\ &= \max_{P_n} \left[ \frac{1}{N} \sum_0^{N-1} \log_2 \left( 1 + \frac{P_n \cdot g_n}{\Gamma} \right) \right] \cdot B \end{aligned} \quad (54)$$

$$\sum_0^{N-1} E_n = E_{tot} \quad (55)$$

όπου  $N$  ο αριθμός των υποφερώντων,  $E_n$  η ενέργεια του  $n$ -ιστού υποφέρωντος,  $b_n$  ο αριθμός των bits, που μεταφέρει το  $n$ -ιστό υποφέρων και  $g_n$  το SNR για το  $n$ -ιστό υποφέρων, όταν εφαρμόζεται ενέργεια ίση με τη μονάδα. Το  $\Gamma$  (gap) είναι η διαφορά από το SNR, που απαιτείται για να επιτευχθεί σύμφωνα με τον τύπο του Shannon η χωρητικότητα  $C$ , η οποία δίνεται από τη σχέση:

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (56)$$

όπου  $S/N$  ο λόγος σήματος προς θόρυβο και  $B$  το εύρος ζώνης του σήματος, για να επιτευχθεί μια χωρητικότητα για μια δεδομένη πιθανότητα σφάλματος bit.



Σχήμα 120: Προσαρμοσμένη μετάδοση δεδομένων στο κανάλι [104],[105]

Για να μεγιστοποιήσουμε τον αριθμό των bits ανά υποφέρων, θέτοντας στο συγκεκριμένο υποφέρων μια ενέργεια για τη μετάδοσή του σύμφωνα με τον περιορισμό της ολικής μεταδιδόμενης ισχύος, ακολουθείται η προσέγγιση της "συμπλήρωσης του νερού" (water-filling) [20].

Αριθμητικές επιλύσεις του water-filling αλγορίθμου έχουν προταθεί [104],[107] και υλοποιηθεί. Ωστόσο, ο αριθμός των bits που παράγουν δεν είναι ακέραιος για κάθε υποφέρων. Εξαιτίας αυτού, οι αλγόριθμοι αυτοί δεν είναι κατάλληλοι για πρακτικές υλοποιήσεις. Άλλοι αλγόριθμοι, όπως ο αλγόριθμος του Chow, χρησιμοποιούν "πεπερασμένη διακριτότητα" (finite granularity) και αποτελούν μια πολύ καλή υλοποίηση του water-filling προβλήματος [105], [105] αποδίδοντας ακέραιο αριθμό bit ανά υποφέρων, του οποίου μια σχηματική αναπαράσταση φαίνεται στο Σχήμα 121.

Σύμφωνα με τον αλγόριθμο αυτό, αρχικά, ταξινομούνται οι τιμές του SNR  $g_n$  ( $g_n = \frac{|H_n|^2}{\sigma_n^2}$ ) με φθίνουσα σειρά έτσι ώστε  $g_1$  να είναι η μεγαλύτερη τιμή του SNR. Το  $H_n$  συμβολίζει την απόκριση συχνότητας του καναλιού για το  $n$  υπό-κανάλι και  $\sigma_n^2$  την ισχύ του θορύβου. Στη συνέχεια, ο αλγόριθμος αυτός υπολογίζει τις τιμές  $E_n$  και  $SNR_n$ , που αντιστοιχούν στο SNR του  $n$ -ιστού υποφέροντος, όταν εφαρμόζεται ενέργεια ίση με τη μονάδα ( $E_x=1$ ), δηλαδή:

$$E_n = \frac{NE_x}{i} \text{ και } SNR_n = g_n \cdot E_n \quad (57)$$

όπου  $N$  το πλήθος όλων των υποφερόντων.

Ακολούθως, υπολογίζεται η κατανομή των bits σύμφωνα με τη σχέση

$$b_{\text{temp}}(i) = \sum_{n=1}^i \frac{1}{2} \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{SNR_n}{\Gamma} \right) \quad (58)$$

όπου  $\Gamma$  (gap) η διαφορά από το SNR, που απαιτείται, για να επιτευχθεί η χωρητικότητα σύμφωνα με τον τύπο του Shannon και του SNR, που απαιτείται, για να επιτευχθεί μια χωρητικότητα bit για μια δεδομένη πιθανότητα σφάλματος bit.

Με τον έλεγχο του βήματος πέντε, όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 121, ο αλγόριθμος ουσιαστικά απορρίπτει εκείνα τα υποφέροντα, των οποίων η ενέργεια είναι πολύ χαμηλή και ανακατανέμει την ενέργεια στα πιο αποτελεσματικά υποφέροντα (μεγαλύτερου SNR), για να υποστηρίξουν μεγαλύτερο ρυθμό δεδομένων. Επειδή μπορεί να προκύψει δεκαδικός αριθμός, ο αλγόριθμος στη συνέχεια στρογγυλοποιεί τον αριθμό αυτό στον κοντινότερο ακέραιο αριθμό bit. Τέλος, ο αλγόριθμος υπολογίζει ξανά και κανονικοποιεί την ενέργεια ανά υποφέρων, προκειμένου να διατηρηθεί η συνολική ενέργεια σταθερή και ίση με την ενέργεια, που έχει τεθεί αρχικά ως περιορισμός.



Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Ακολουθεί μια σύνδεση της πιθανότητας σφάλματος με την παράμετρο  $\Gamma$ . Καταρχήν, γνωρίζουμε ότι η πιθανότητα σφάλματος ενός QAM συμβόλου μπορεί να δοθεί από τη σχέση:

$$P_M = 4 \cdot Q \left( \sqrt{\frac{3kE_{\text{bav}}}{(M-1)N_0}} \right) \quad (59)$$

όπου  $E_{\text{bav}}$  η μέση ενέργεια ανά bit,  $M$  το πλήθος των σημείων του αστερισμού,  $k = \log_2(M)$  ο αριθμός των bits ανά σύμβολο QAM και  $N_0$  η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου με  $N_0/2 = \sigma^2$ . Για την παράμετρο  $\Gamma$ , ισχύει:  $\Gamma = \frac{d_{\text{min}}^2}{12 \cdot \sigma^2}$ , όπου  $d_{\text{min}}$  η ελάχιστη απόσταση μεταξύ των σημείων του αστερισμού [105].

Η μέση ενέργεια  $E_m$  του συμβόλου QAM δίνεται από τη σχέση  $E_m = kE_{\text{bav}}$ , οπότε η πιθανότητα σφάλματος του QAM συμβόλου γίνεται:

$$P_M = 4 \cdot Q \left( \sqrt{\frac{3 \cdot E_m}{(M-1) \cdot 2 \cdot \sigma^2}} \right) \quad (60)$$

Δεδομένου ότι η μέση ενέργεια δίνεται από τον τύπο  $E_m = \frac{(M-1) \cdot d_{\text{min}}^2}{6}$

και συνδυάζοντας τις τρεις τελευταίες σχέσεις προκύπτει ότι

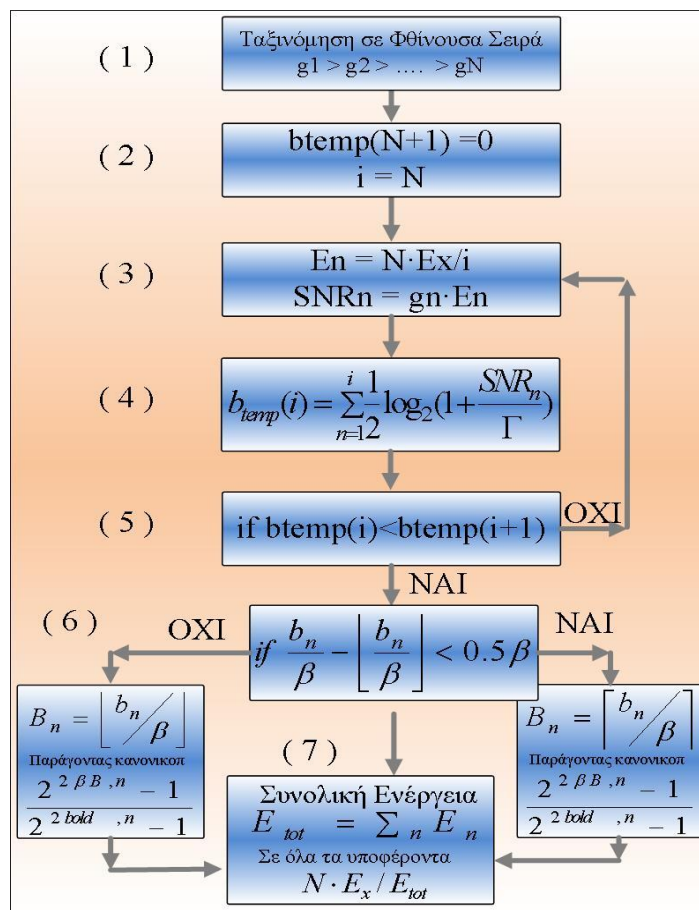
$$P_M = 4 \cdot Q \left( \sqrt{\frac{3 \cdot (M-1) \cdot d_{\text{min}}^2}{6 \cdot (M-1) \cdot 2 \cdot \sigma^2}} \right) = 4 \cdot Q \left( \sqrt{\frac{d_{\text{min}}^2}{4 \cdot \sigma^2}} \right) = 4 \cdot Q(\sqrt{3} \cdot \Gamma) \Rightarrow \Gamma = \frac{[Q^{-1}(\frac{\text{SER}}{4})]^2}{3} \quad (61)$$

Κατά συνέπεια, καταλήγουμε σε μια σχέση, που συνδέει το  $\Gamma$  με την πιθανότητα σφάλματος του QAM συμβόλου.

Από τη σχέση αυτή προκύπτει ότι για  $\text{SER}=1\text{E}-3$ ,  $\Gamma=4.0386$  (6.023 dB). Στον παρακάτω πίνακα (Πίνακας 22) αναγράφονται οι τυπικές τιμές του  $\Gamma$  και της πιθανότητας σφάλματος του QAM συμβόλου.

Πίνακας 22: Τυπικές τιμές της πιθανότητας σφάλματος και της παραμέτρου  $\Gamma$

$P_e$ Πιθανότητα Σφάλματος	$P_e'$ Πιθανότητα Σφάλματος/Διάσταση	$\Gamma$	$\Gamma(\text{dB})$
$10^{-3}$	$0.5 \cdot 10^{-3}$	<b>4.0386</b>	<b>6.023</b>
$10^{-4}$	$0.5 \cdot 10^{-4}$	<b>5.4827</b>	<b>7.39</b>
$10^{-5}$	$0.5 \cdot 10^{-5}$	<b>6.9458</b>	<b>8.42</b>
$10^{-6}$	$0.5 \cdot 10^{-6}$	<b>8.4213</b>	<b>9.26</b>
$10^{-7}$	$0.5 \cdot 10^{-7}$	<b>9.9058</b>	<b>9.95</b>



Σχήμα 121: Σχηματική αναπαράσταση του αλγορίθμου του Chow [104]-[105]

Ο αλγόριθμος του Chow φορτώνει στο  $i$  υποφέρον αριθμό bit ίσο με  $b_{temp}(i)$  για μια δεδομένη πιθανότητα σφάλματος συμβόλου με βάση τους εξής δύο τύπους για το  $\Gamma$  και τον αριθμό των bit ανά υποφέρον  $b_{temp}(i)$ :

$$\Gamma = \frac{[Q^{-1}(\frac{SER}{4})]^2}{3} \quad (62)$$

$$b_{temp}(i) = \sum_{n=1}^i 0.5 \cdot \log_2(1 + \frac{SNR_n}{\Gamma}) \quad (63)$$

Στις προσομοιώσεις και στην πειραματική διερεύνηση η πιθανότητα σφάλματος συμβόλου τίθεται  $SER=1E-3$ .

## 5.2 Αριθμητικά και πειραματικά αποτελέσματα εφαρμογής της τεχνικής RABL

Ένα πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό της DMT είναι η δυνατότητά της για κατανομή διαφορετικού αριθμού bits ανά υποφέρον σύμφωνα με την κατανομή του SNR ανά υποφέρον [104].

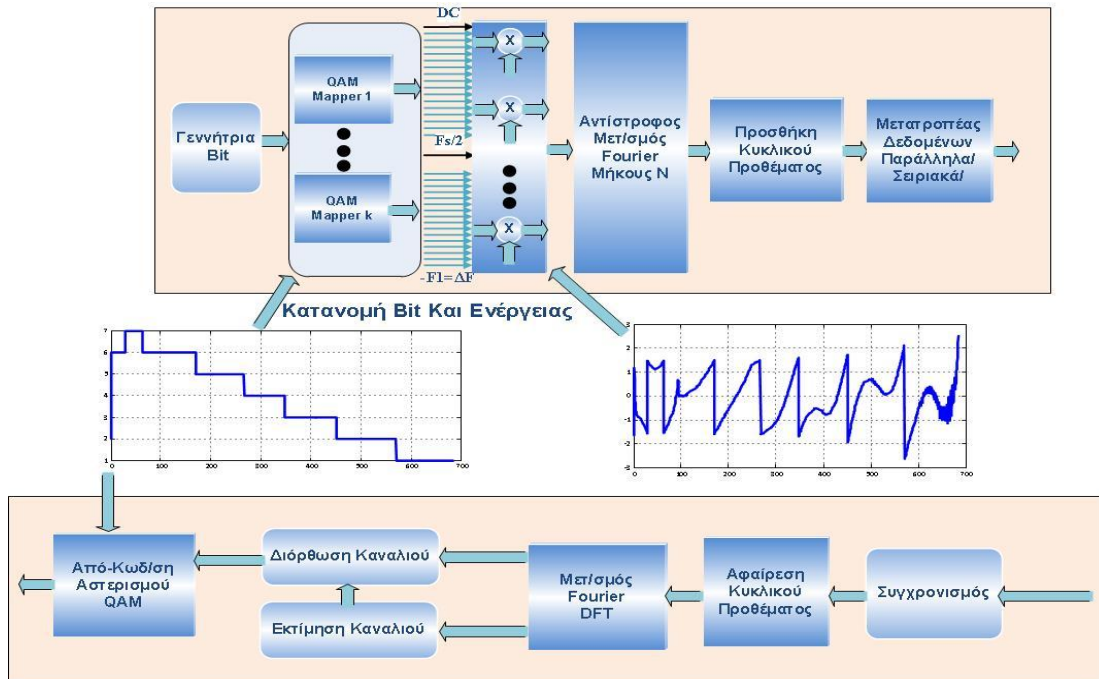
Για μια πρώτη εκτίμηση της απόδοσης του αλγορίθμου του Chow στις υπό μελέτη διαμορφώσεις, πραγματοποιούνται κάποιες προσομοιώσεις σε περιβάλλον MATLAB /Simulink. Αρχικά, εξετάζεται η επίδραση της τεχνικής RABL στην διαμόρφωση DMT.

Η οπτική πηγή που χρησιμοποιείται είναι ένα laser 655nm/7mW με ρεύμα πόλωσης στα 18mA και μέση οπτική ισχύ εξόδου 0dBm, με OMA=0dBm. Το laser μοντελοποιείται μέσω της χαρακτηριστικής καμπύλης του P-I. Η πλαστική ίνα μοντελοποιείται μέσω ενός χαμηλοπερατού ψηφιακού φίλτρου με κατάλληλους συντελεστές, οι οποίοι δίνουν απόκριση συχνότητας ίδια με αυτήν της ίνας μήκους 50m. Προκειμένου να επιτευχθεί μεγαλύτερη ταύτιση των αριθμητικών αποτελεσμάτων με τα πειραματικά, λαμβάνεται υπόψη ο θόρυβος της φωτοδίοδου, μέσω της παραμέτρου NEP, καθώς και των

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

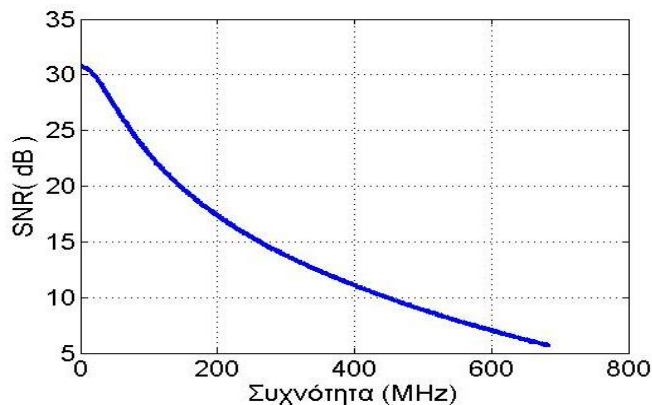
ενισχυτών μέσω της παραμέτρου Noise Figure (NF) που δίνονται από τον κατασκευαστή [86].

Σύμφωνα με το δομικό διάγραμμα του πομποδέκτη DMT, το οποίο παρουσιάζεται παρακάτω (Σχήμα 122), όταν εφαρμόζεται σε αυτόν η τεχνική RABL, οι κατανομές Bit και ενέργειας χρησιμοποιούνται τόσο από τον πομπό, όσο και από το δέκτη.



Σχήμα 122: Δομικό διάγραμμα της DMT με χρήση της τεχνικής Bit Loading

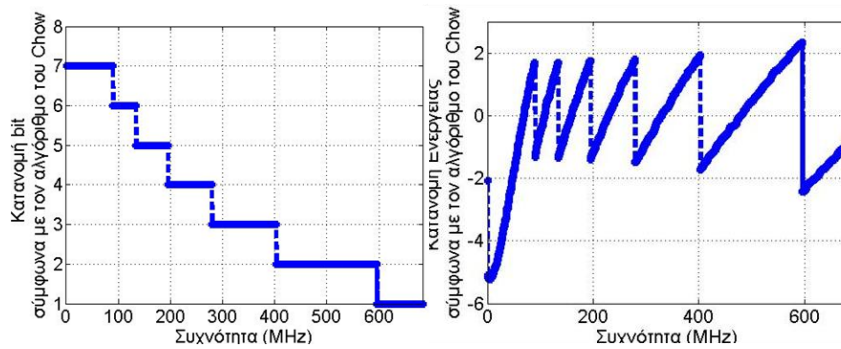
Αρχικά, υπολογίζεται το  $SNR_n$  ανά υποφέρων. Ο υπολογισμός του  $SNR_n$  μπορεί να γίνει με τη μετάδοση από τον πομπό ενός DMT σήματος, το οποίο έχει την ίδια διαμόρφωση βασικής ζώνης (π.χ. BPSK) σε όλα τα υποφέροντα με μέση ενέργεια ανά υποφέρων ίση με μονάδα. Στη συνέχεια, ο δέκτης με τη λήψη του σήματος υλοποιεί το τετράγωνο του μετασχηματισμού Fourier, οπότε, προκύπτει η ισχύς  $S_n$  για κάθε υποφέρων. Παρόμοια διαδικασία πραγματοποιείται για την περίπτωση του θορύβου, όταν ο πομπός δεν μεταδίδει και υπολογίζεται με αυτόν τον τρόπο η ισχύς του θορύβου  $N_n$  ανά υποφέρων  $n$ . Από το λόγο  $S_n$  προς  $N_n$  δίνεται το  $SNR_n$  ανά υποφέρων  $n$ .



Σχήμα 123: Κατανομή του SNR ανά συχνότητα (υποφέρων)

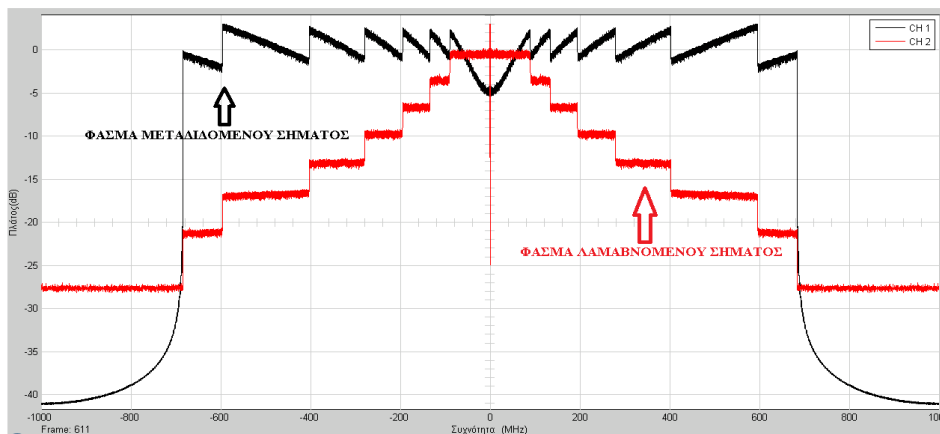
Τροφοδοτώντας, λοιπόν, τον αλγόριθμο του Chow με την κατανομή του SNR, με πιθανότητα σφάλματος QAM συμβόλου ίση με  $1E-3$ , δηλαδή  $\Gamma(\text{dB})=6.023$ , προκύπτουν οι κατανομές των bits και της ενέργειας ανά υποφέρων (συχνότητα), όπως απεικονίζονται στο Σχήμα 124. Ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνεται είναι 2.308Gbps. Ο ρυθμός αυτός είναι μεγαλύτερος σε σχέση με αυτόν, που επιτυγχάνεται

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες (1.5Gbps), όταν στην DMT χρησιμοποιείται η ίδια διαμόρφωση M-QAM σε όλα τα υποφέροντα.



**Σχήμα 124: Κατανομή των bits και της ενέργειας για την περίπτωση της DMT**

Στο ακόλουθο σχήμα (Σχήμα 125) παρουσιάζεται το φάσμα του μεταδιδόμενου DMT σήματος, καθώς και του ληφθέντος σήματος, το οποίο έχει υποστεί την επίδραση του καναλιού της ίνας.



**Σχήμα 125: Φάσμα του μεταδιδόμενου και του λαμβανόμενου σήματος για την διαμόρφωση DMT**

Οι τιμές των παραμέτρων για την προσομοίωση συνοψίζονται στον επόμενο πίνακα (Πίνακας 23).

**Πίνακας 23: Τυπικές τιμές των παραμέτρων του συστήματος**

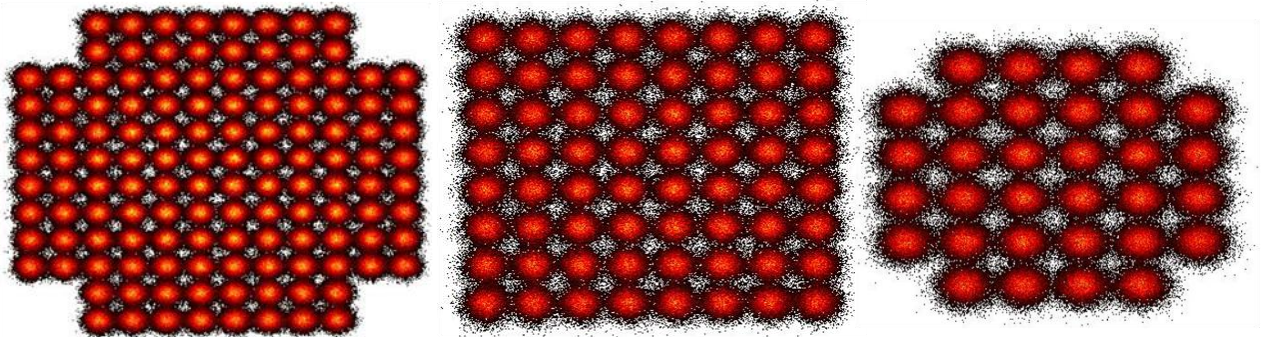
ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	
Συχνότητα Δειγματοληψίας (Fs)	2GHz
Μήκος DFT/ IDFT (NFFT)	8192
Απόσταση μεταξύ των υποφερόντων (df)	$df = Fs/NFFT = 2E9/8192 = 244.14 \text{ KHz}$
Διάρκεια Κυκλικού Προθέματος $T_{cp}$	128 nsec
Συνολική Διάρκεια DMT Συμβόλου $T_{SDMT}=(NFFT/Fs+T_{cp})$	4.224 usec
Διαμόρφωση Βασικής Ζώνης	M-QAM (M = 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128)



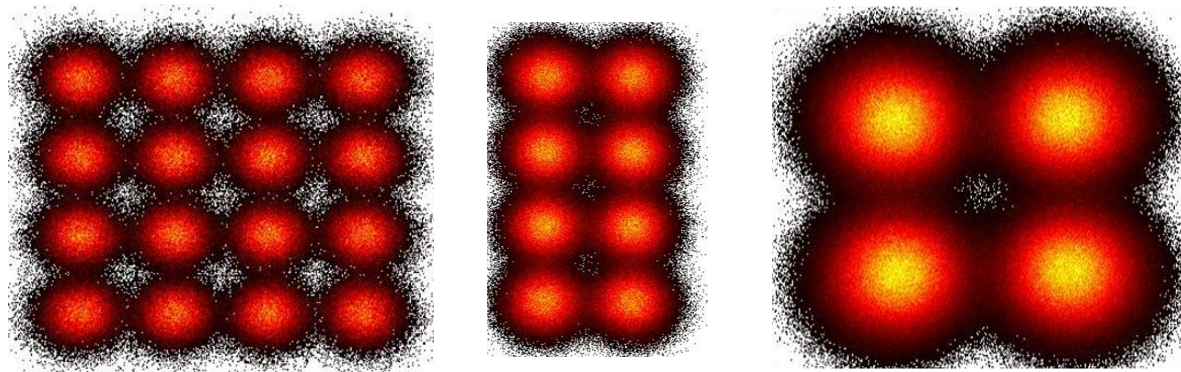
Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

<b>Αριθμός Υποφερόντων</b>	<b>2800</b>
<b>Bit Rate - Ρυθμός Μετάδοσης</b> $(\sum_{l=0}^{num\_sub} \log_2(M))/T_{sDMT}$	<b>2.308 Gbit/sec</b>
<b>Φάσμα των Ενεργών Υποφερόντων</b>	<b>683.6 MHz</b>

Αφού το οπτικό σήμα μεταδοθεί και μετατραπεί σε ηλεκτρικό σήμα μέσω της φωτοδιόδου, το ηλεκτρικό σήμα φθάνει στο δέκτη, όπου αποδιαμορφώνεται και υπολογίζεται το μέσο BER και SER ανά υποφέρον. Η τεχνική ισοστάθμισης που χρησιμοποιείται είναι η τεχνική μηδενικού εξαναγκασμού (Zero Forcing). Η τεχνική αυτή υλοποιείται με τη χρήση ενός DMT πιλοτικού συμβόλου. Το ίδιο σύμβολο χρησιμοποιείται και για την διαδικασία συγχρονισμού των συμβόλων. Στα ακόλουθα σχήματα (Σχήματα 126 και 127), απεικονίζονται οι αστερισμοί των λαμβανομένων συμβόλων για όλες τις περιπτώσεις των M-QAM αστερισμών, που χρησιμοποιήθηκαν.



Σχήμα 126: Αστερισμοί των αποδιαμορφωμένων συμβόλων για τις περιπτώσεις των 128, 64 και 32-QAM αστερισμών

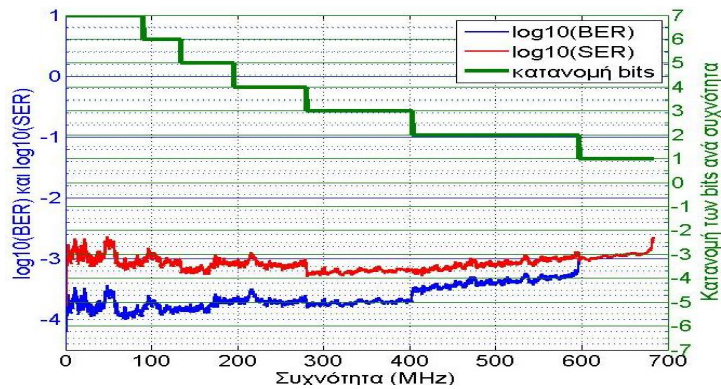


Σχήμα 127: Αστερισμοί των αποδιαμορφωμένων συμβόλων για τις περιπτώσεις των 16, 8 και 4-QAM αστερισμών

Παρατηρούμε ότι με τη χρήση της τεχνικής της δυναμικής προσαρμογής ρυθμού επιτυγχάνεται αύξηση του ρυθμού μετάδοσης σε σχέση με την περίπτωση της DMT, στην οποία επιβάλλεται ο ίδιος αριθμός bit σε όλα τα υποφέροντα (ίδια M-QAM σε όλα τα υποφέροντα). Η μέση πιθανότητα σφάλματος συμβόλου και bit υπολογίζεται  $1.68E-3$  και  $5.92E-4$ , αντίστοιχα. Εν συνεχεία, υπολογίζεται το μέσο ber ανά υποφέρον (μπλε χρώμα), καθώς και το ser ανά υποφέρον (κόκκινο χρώμα), όπως εμφανίζονται στο Σχήμα 128. Στο ίδιο σχήμα έχει προστεθεί και η κατανομή των bits, για να έχουμε μια εποπτική εικόνα των αποτελεσμάτων του ber και του ser.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Η κατανομή των bits που παράγει ο αλγόριθμος του Chow υπολογίζεται με τέτοιο τρόπο ώστε να επιτυγχάνεται SER ανά υποφέρον ίσο με  $1E-3$ , όπως προκύπτει από την καμπύλη του SER ανά υποφέρον (κόκκινο χρώμα).



Σχήμα 128: Μετρούμενο BER και SER ανά υποφέρον

Στον Πίνακα 24 αναγράφονται οι τιμές της πιθανότητας σφάλματος bit ανά ομάδα υποφερόντων με ίδια M-QAM διαμόρφωση.

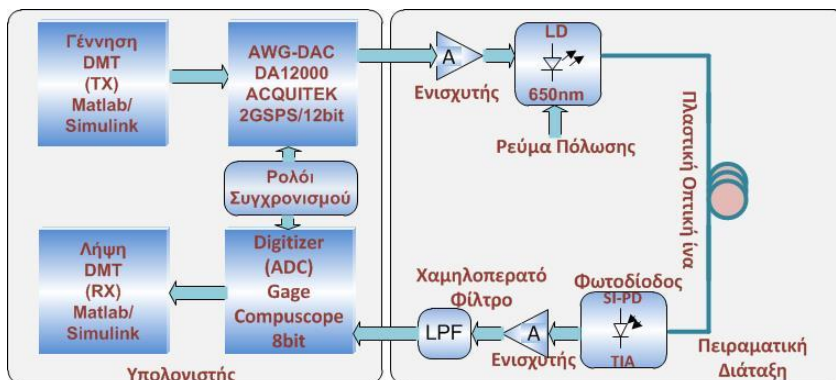
Πίνακας 24: Μέσο BER ανά ομάδα ιδίων M-QAM συμβόλων

M-QAM	BER	M-QAM	BER
128	1.95E-4	8	3.45E-4
64	1.65E-4	4	4.42E-4
32	1.65E-4	2	1.69E-3
16	2.30E-4		

Η τεχνική δυναμικής προσαρμογής ρυθμού με πρακτική υλοποίηση μέσω του αλγορίθμου του Chow αυξάνει τον τελικό ρυθμό μετάδοσης σε ένα κανάλι με σχετικά μικρό διαθέσιμο εύρος ζώνης. Ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνεται τελικά είναι 2.308Gbps.

### 5.2.1 Πειραματικά αποτελέσματα εφαρμογής της RABL τεχνικής στην διαμόρφωση DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας

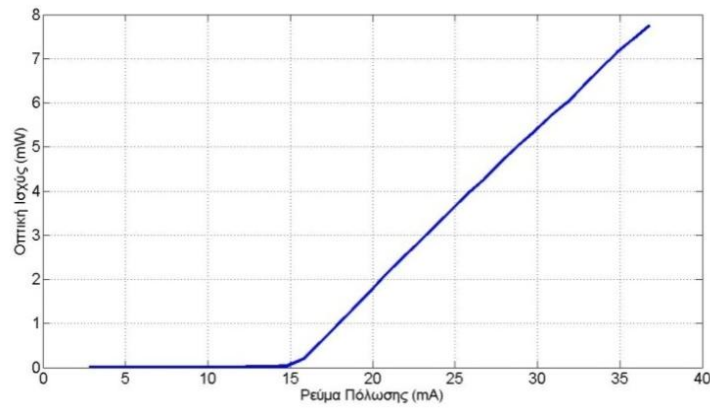
Προκειμένου να επαναληφθούν πειραματικά τα αποτελέσματα, χρησιμοποιείται η πειραματική διάταξη του επόμενου σχήματος (Σχήμα 129).



Σχήμα 129: Δομικό διάγραμμα της πειραματικής διάταξης για τη μελέτη της τεχνικής RABL



Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



Σχήμα 130: Χαρακτηριστική καμπύλη P-I του laser 655nm/7mW

Η χαρακτηριστική καμπύλη P-I του laser που χρησιμοποιείται είναι αυτή που εμφανίζεται στο Σχήμα 130. Ο τύπος της ίνας είναι SI-POF με διάμετρο πυρήνα 980μm και αριθμητικό άνοιγμα N.A.=0.5. Οι απώλειες της ίνας είναι της τάξης των 180dB/Km, ενώ η συχνότητα αποκοπής της ίνας (50m SI-POF) είναι περίπου στα 90MHz και το εύρος ζώνης του laser είναι στα 400MHz. Η ευαισθησία της φωτοδιόδου που χρησιμοποιείται είναι -13dBm για μετάδοση NRZ διαμόρφωσης με ρυθμό 1.25Gbps.

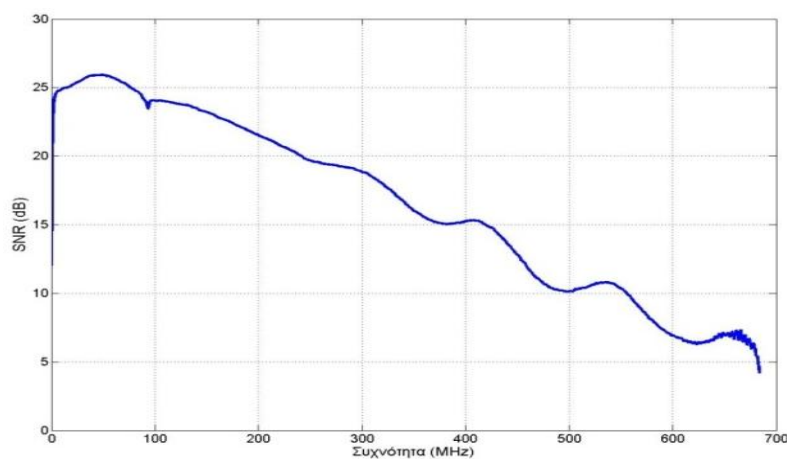
Στον Πίνακα 25 αναφέρονται οι τιμές κάποιων παραμέτρων (π.χ. το μήκος του DFT/IDFT, ο αριθμός των ενεργών υποφερόντων), σύμφωνα με τις οποίες παράγονται τα πειραματικά αποτελέσματα, τα οποία θα παρουσιαστούν παρακάτω.

Πίνακας 25: Βασικές παράμετροι για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας με εφαρμογή της τεχνικής Bit-Loading στη διαμόρφωση DMT

ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	
Αριθμός υποφερόντων	2800
Αριθμός FFT	8192
Μήκος Κυκλικού Προθέματος (σημεία)	256
Σύμβολα για Εκτίμηση Καναλιού και Συγχρονισμό	1
Συνολική Διάρκεια Χρονικού DMT σήματος	4.224usec
Φάσμα του DMT σήματος	683.59 MHz
Ισχύς Laser $P_0$	0dBm
OMA (dB)	0dBm
Προσδοκώμενη μέση πιθανότητα σφάλματος συμβόλου	1E-3
Bit Rate - Ρυθμός μετάδοσης $(\sum_{l=0}^{num_{sub}} \log_2(M)) / T_{s_{DMT}}$	2.37Gbps

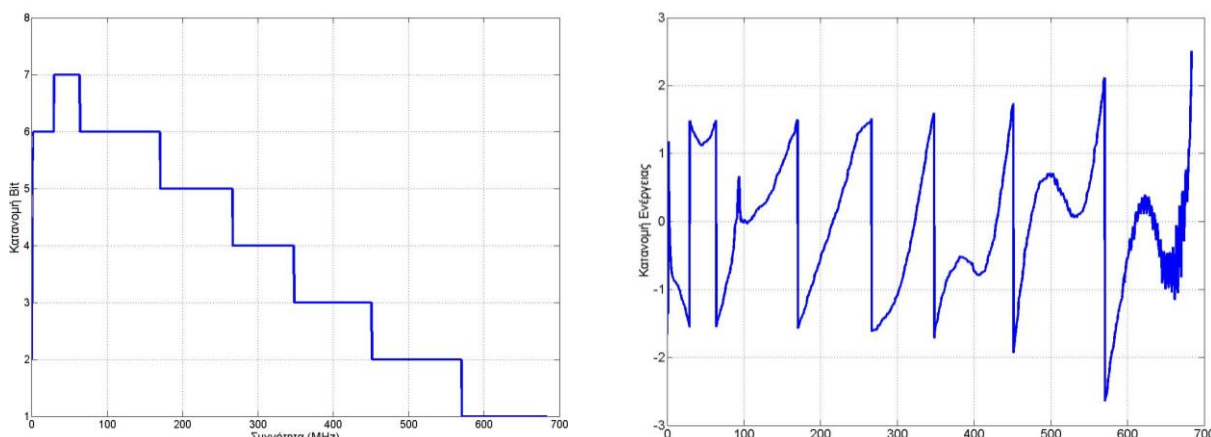
Στο Σχήμα 131 απεικονίζεται η κατανομή του SNR σε dB, όπως μετράται από την πειραματική διάταξη.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



**Σχήμα 131: Κατανομή του SNR ανά υποφέρον**

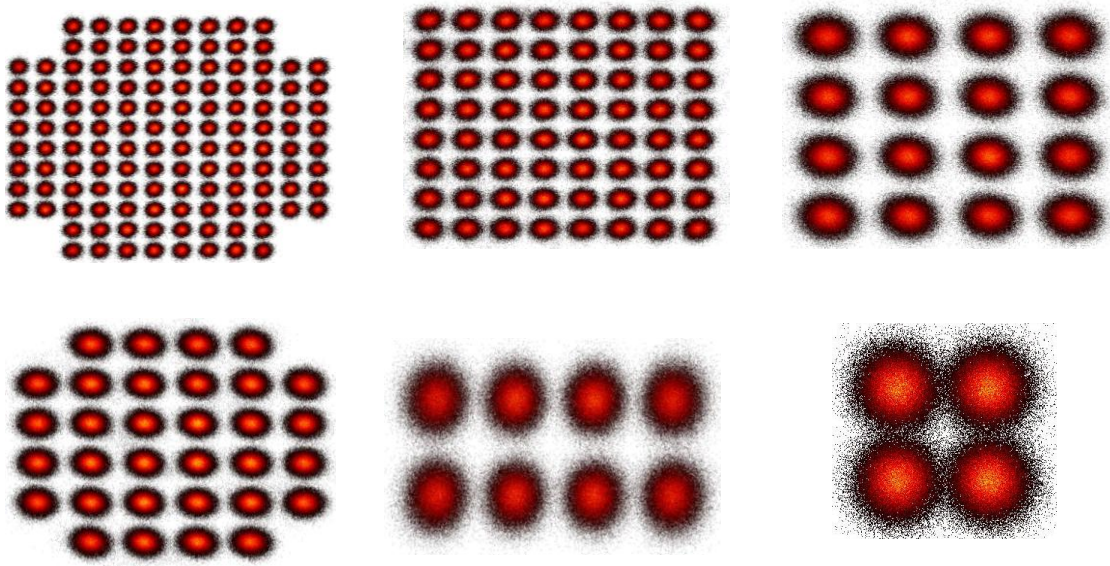
Αυτή η κατανομή δίνεται ως είσοδος στον αλγόριθμο του Chow, προκειμένου να παραχθούν οι κατανομές των bits και της ενέργειας ανά υποφέρον για πιθανότητα σφάλματος συμβόλου ίση με  $1E-3$  και για  $\Gamma(\text{dB})=6.023$ . Οι κατανομές αυτές, που υπολογίζει ο αλγόριθμος του Chow, εμφανίζονται στο επόμενο σχήμα (Σχήμα 132).



**Σχήμα 132: Κατανομή των bits και της ενέργειας ανά υποφέρον για την DMT, όπως προέκυψαν από τον αλγόριθμο του Chow για πιθανότητα σφάλματος συμβόλου  $1E-3$**

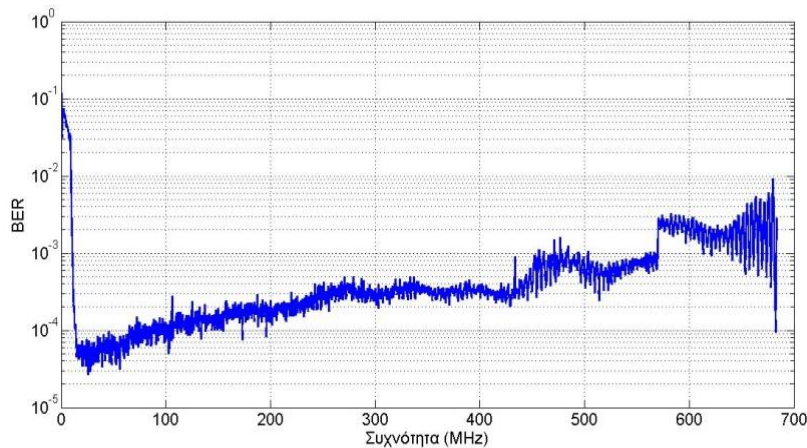
Στην αρχή της κατανομής των bits, στα πρώτα 50 υποφέροντα, που καταλαμβάνουν φάσμα περίπου 13.6MHz, παρατηρούμε ότι αλγόριθμος αποδίδει τιμές bit από 2 έως 6, δηλαδή χρησιμοποιεί διαμόρφωση 4 - 64-QAM. Αυτό συμβαίνει διότι κάποιες επιμέρους διατάξεις του πειράματος, όπως για παράδειγμα ο ενισχυτής και το bias tee, δεν έχουν ομαλή απόκριση συχνότητας στα πρώτα 10 MHz. Εξαιτίας αυτού, η συνολική καμπύλη απόκρισης του συστήματος παρουσιάζει αυτήν τη συμπεριφορά. Ο αλγόριθμος του Chow υπακούει στην κατανομή του SNR, που του δόθηκε ως είσοδος. Με τις κατανομές bit και ενέργειας γίνεται μετάδοση του παραγόμενου DMT σήματος. Το σήμα αυτό διαμορφώνει άμεσα το laser. Το παραγόμενο οπτικό σήμα εισάγεται στην ίνα και διαδίδεται. Εν συνεχεία, φθάνει στην φωτοδίοδο, όπου μετατρέπεται σε ηλεκτρικό και μέσω του ADC μετατροπέα δειγματοληπτείται. Ακολουθεί το στάδιο του συγχρονισμού και της ισοστάθμισης του καναλιού. Στο τέλος γίνεται η αποδιαμόρφωση του σήματος. Στο Σχήμα 133, απεικονίζονται οι αστερισμοί των αποδιαμορφωμένων συμβόλων.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

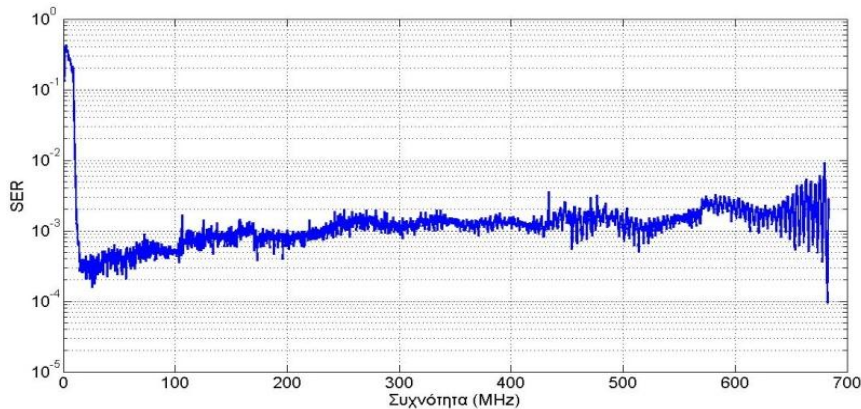


Σχήμα 133: Αστερισμοί των αποδιαμορφωμένων συμβόλων για τις περιπτώσεις των 128, 64, 32, 16, 8 και 4-QAM

Τέλος, υπολογίζεται η πιθανότητα σφάλματος συμβόλου και bit ανά υποφέρον μετά τη διάδοση σε 50m SI-POF ίνας για αρκετά σύμβολα DMT (Σχήματα 134 και 135). Η μέση πιθανότητα σφάλματος συμβόλου και bit υπολογίζεται σε  $1.02E-3$  και  $7E-4$ , αντίστοιχα.



Σχήμα 134: Μετρούμενη πιθανότητα σφάλματος bit μετά τη διάδοση σε 50m SI-POF ίνας για την bit loaded DMT



Σχήμα 135: Μετρούμενη πιθανότητα σφάλματος συμβόλου SER μετά τη διάδοση σε 50m SI-POF ίνας για την bit loaded DMT

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Από τα ανωτέρω προκύπτει ταύτιση των πειραματικών και των αριθμητικών αποτελεσμάτων.

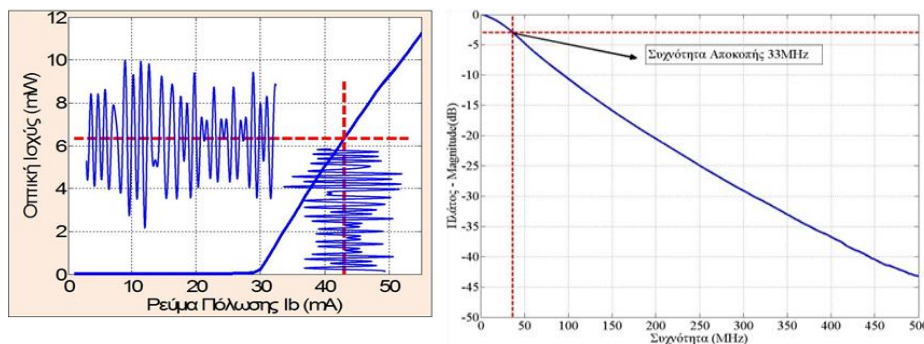
### 5.2.2 Επίδραση της τεχνικής AC στην bit loaded DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας

Για να διερευνηθεί η επίδραση της τεχνικής AC στην απόδοση της bit loaded DMT για διάδοση στα 50m ίνας, μεταβάλλουμε το πλάτος ψαλιδισμού από το 1Volt μέχρι τα 0.3Volt και για κάθε τιμή του υπολογίζουμε το BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα Crest Factor. Η βέλτιστη τιμή του παράγοντα Crest Factor, για την οποία ελαχιστοποιείται το BER, είναι ίση με 2.91 και ο τελικός ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνεται είναι 2.68Gbps.

### 5.2.3 Πειραματικά αποτελέσματα εφαρμογής της τεχνικής RABL στην διαμόρφωση DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας

Προκειμένου να γίνει διερεύνηση της τεχνικής RABL στην διαμόρφωση DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας, επαναλαμβάνονται οι μετρήσεις με τη βοήθεια της ίδιας πειραματικής διάταξης (Σχήμα 129).

Το 650nm/10mW Fabry-Perot laser, που χρησιμοποιείται, πολώνεται στα 43.2mA με μέση ισχύ εκπομπής στα 9.5dBm. Το πλάτος διαμόρφωσης είναι 25mA περίπου, που αντιστοιχεί σε ένα OMA της τάξης των 9dBm σύμφωνα με την κλίση της P-I χαρακτηριστικής καμπύλης του laser. Το πλάτος διαμόρφωσης επιλέγεται κατάλληλα (πάνω από το κατώφλι του laser), προκειμένου να αποφευχθούν οι μη γραμμικότητες (Σχήμα 136). Οι απώλειες της SI-POF ίνας των 100m, που χρησιμοποιείται, υπολογίζονται περίπου 18dB. Η ισχύς που μετράται στο τέλος της ίνας μετά τη διάδοση των 100m είναι περίπου -8.5dBm. Η ισχύς αυτή είναι αρκετά υψηλή για τη σωστή ανάκτηση των δεδομένων από τη φωτοδίοδο, δεδομένου ότι η ευαισθησία της φωτοδίοδου είναι -13dBm στα 1.25Gbps, όταν χρησιμοποιείται NRZ διαμόρφωση.

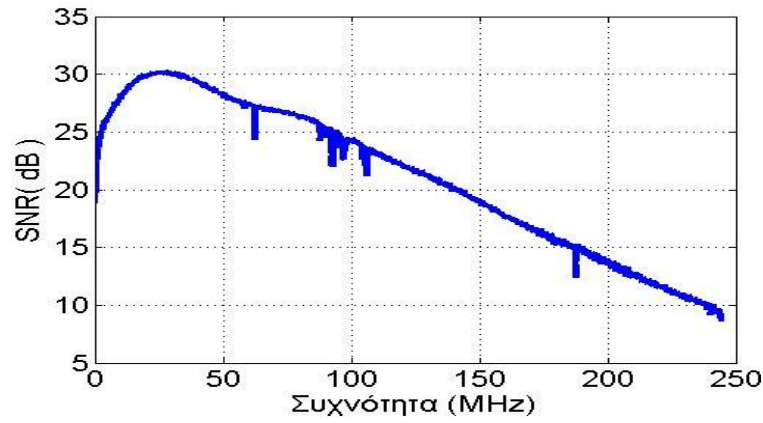


Σχήμα 136: Χαρακτηριστική καμπύλη P-I του Fabry-Perot laser και κανονικοποιημένη καμπύλη απόκρισης της SI-POF ίνας μήκους 100m

Μετρώντας το SNR ανά υποφέρον, το οποίο παρουσιάζεται στο Σχήμα 137, τροφοδοτούμε τον αλγόριθμο του Chow, προκειμένου να υπολογιστούν οι κατανομές των bits και της ενέργειας. Οι κατανομές αυτές προκύπτουν για αναμενόμενο μέσο SER=1E-3, δηλαδή  $\Gamma = 6.023\text{dB}$ .

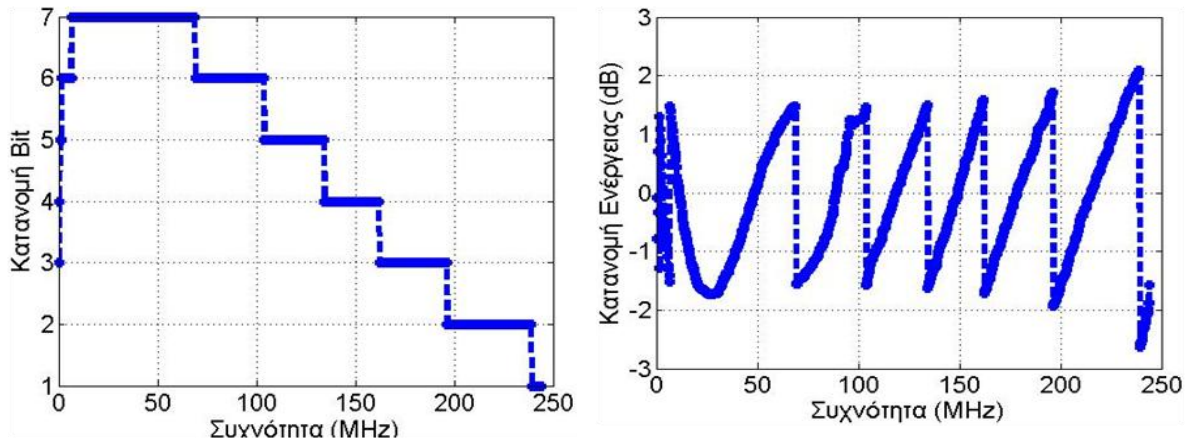


Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

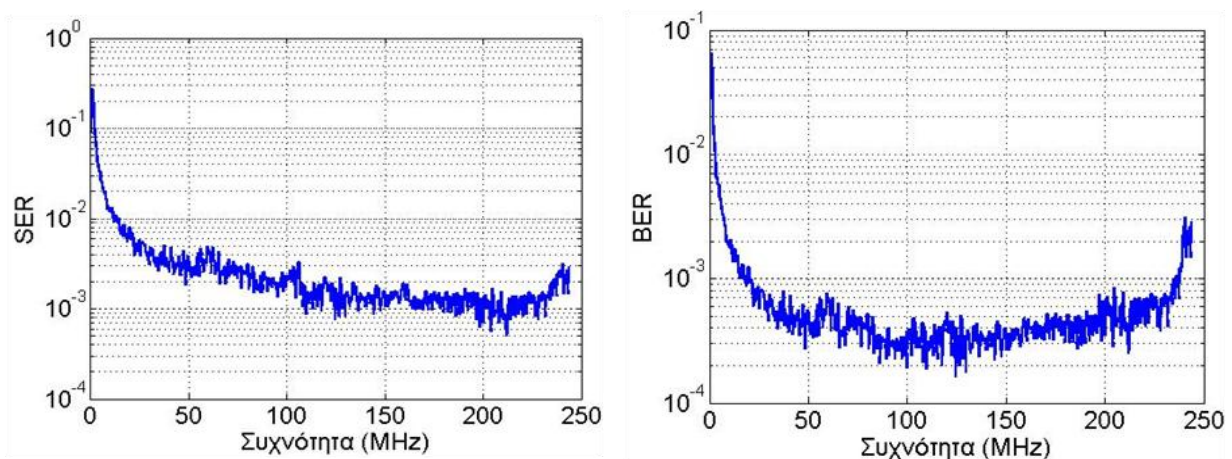


Σχήμα 137: Κατανομή του SNR, όπως μετρήθηκε για την πειραματική διάταξη με ένα SI-POF μήκους 100m

Ο ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνεται είναι 1.104Gbps και το μέσο BER υπολογίζεται ίσο με  $1.39E-3$ .



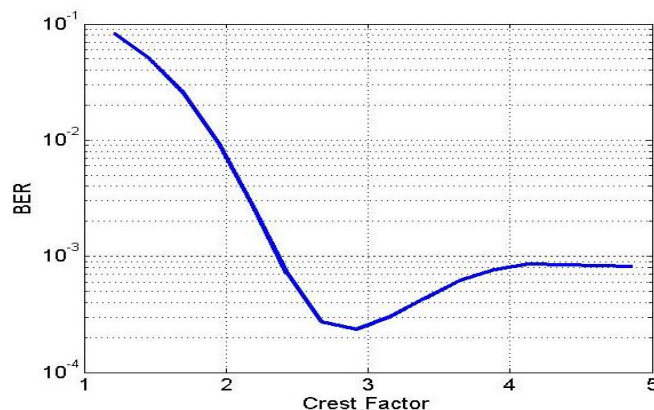
Σχήμα 138: Κατανομή των bits και της ενέργειας ανά υποφέρον για την DMT, όπως προέκυψαν από τον αλγόριθμο του Chow για πιθανότητα σφάλματος  $1E-3$



Σχήμα 139: Πιθανότητα σφάλματος συμβόλου SER και bit BER για την περίπτωση της DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας

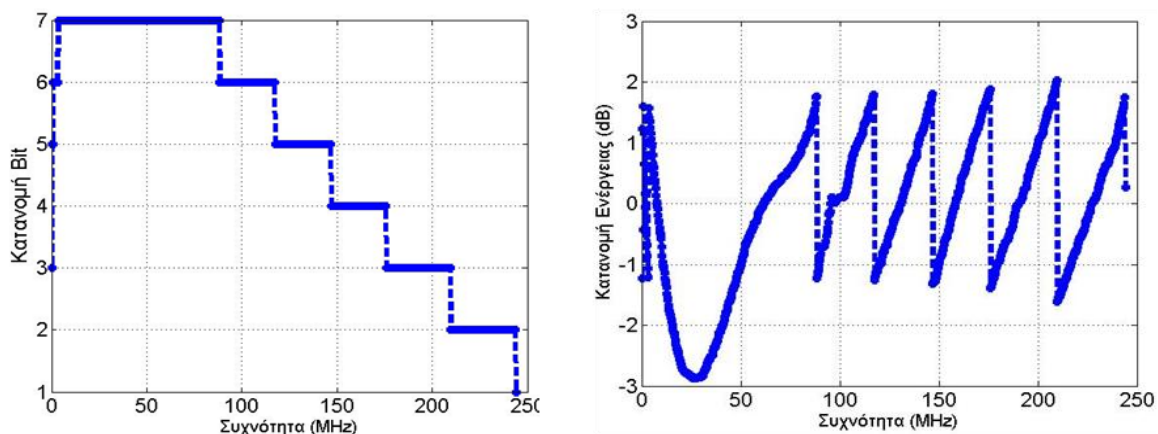
### 5.2.4 Επίδραση της τεχνικής AC στη διαμόρφωση bit loaded DMT για διάδοση στα 100m ίνας SI-POF

Για να διερευνηθεί η επίδραση της AC τεχνικής στην απόδοση της bit loaded DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας, μεταβάλλουμε το πλάτος ψαλιδισμού από το 1Volt μέχρι τα 0.3Volt και για κάθε τιμή του υπολογίζουμε το BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα Crest Factor, όπως απεικονίζεται στο επόμενο σχήμα (Σχήμα 140). Η βέλτιστη τιμή του παράγοντα Crest Factor για την οποία ελαχιστοποιείται το BER είναι ίση με 2.95.



Σχήμα 140: BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα Crest Factor για την bit loaded DMT

Για τη βέλτιστη αυτή τιμή του Crest Factor υπολογίζουμε το PAPR για την bit loaded DMT και βρίσκουμε διαφορά 1.5dB σε σχέση με το PAPR του μη ψαλιδισμένου bit loaded DMT σήματος. Με τη βοήθεια αυτής της διαφοράς (1.5 dB) προκύπτει η καινούργια κατανομή SNR, μέσω της οποίας συνάγονται οι καινούργιες κατανομές bit και ενέργειας, όπως εμφανίζονται στο επόμενο σχήμα για πιθανότητα σφάλματος συμβόλου 1E-3.



Σχήμα 141: Κατανομή των bits και της ενέργειας ανά υποφέρον για την DMT, όπως προέκυψαν από τον αλγόριθμο του Chow για πιθανότητα σφάλματος συμβόλου 1E-3

Ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης, που επιτυγχάνεται με τη χρήση των καινούριων κατανομών bit και ενέργειας, είναι 1.183Gbps με μέσο BER=1E-3.

### 5.3 Εφαρμογή της τεχνικής RABL στη διαμόρφωση CDMA-DMT

Η CDMA-DMT είναι μια τεχνική διάχυσης, σύμφωνα με την οποία τα μεταδιδόμενα QAM σύμβολα διαχέονται στη συχνότητα, αφού πολλαπλασιαστούν με μια ορθογώνια ακολουθία διάχυσης (π.χ. Hadamard) με συντελεστή διάχυσης L. Έτσι, L-αντίγραφα του ίδιου QAM συμβόλου μεταδίδονται σε L γειτονικά υποφέροντα. Για την εφαρμογή της



Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

τεχνικής προσαρμογής του ρυθμού (RABL) στη διαμόρφωση CDMA-DMT εισάγεται η έννοια των ισοδύναμων υποφερόντων (equivalent subcarrier). Σύμφωνα με αυτήν, τα υποφέροντα που περιέχουν τα διαχεόμενα QAM σύμβολα αποτελούν μια υπό-ομάδα και αντιπροσωπεύουν ένα απλό ισοδύναμο υποφέρον. Έστω ότι  $N$  ο αριθμός όλων των υποφερόντων (π.χ. μήκος IDFT/DFT). Εάν  $L$  είναι ο συντελεστής-μήκος διάχυσης, τότε τα  $N$  υποφέροντα διαιρούνται σε  $G=N/L$  ομάδες ισοδύναμων υποφερόντων.

Ας θεωρήσουμε την περίπτωση ενός απλού χρήστη, του οποίου τα προς μετάδοση σύμβολα είναι  $X_1$ . Επίσης, υποθέτουμε ότι χρησιμοποιούμε τις ακολουθίες Walsh-Hadamard για διάχυση, με  $W_{1,i} \in \{\pm 1\}$  για  $i=1, \dots, L$ . Μετά την DMT αποδιαμόρφωση, το  $i$ -οστό λαμβανόμενο σύμβολο στο πεδίο της συχνότητας θα είναι:

$$Y_i = X_1 W_{1,i} H_i + \eta_i \quad (62)$$

όπου  $H_i$  είναι το  $i$ -οστό δείγμα της καμπύλης απόκρισης και  $\eta_i$  ο θόρυβος για το  $i$ -οστό υποφέρον. Μετά την ZF ισοστάθμιση του καναλιού ισχύει:

$$\frac{Y_i}{H_i} = X_1 W_{1,i} + \frac{\eta_i}{H_i} \quad (63)$$

ενώ μετά την από-διάχυση, για το εκτιμώμενο σύμβολο  $\widehat{X}_1$  ισχύει:

$$\widehat{X}_1 = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L X_1 W_{1,i} W_{1,i} + \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \frac{\eta_i}{H_i} W_{1,i} = X_1 + \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \frac{\eta_i}{H_i} W_{1,i} \quad (64)$$

με  $W_{1,i} * W_{1,i} = 1$ , για  $i = 1, \dots, L$ . Υποθέτοντας ότι η διακύμανση του θορύβου είναι  $\sigma^2$  και είναι ίδια για όλα τα υποφέροντα, μετά την από-διάχυση, ο ενισχυμένος παράγοντας του θορύβου δίνεται από τη σχέση:

$$\frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \frac{\eta_i}{H_i} W_{1,i} \quad (65)$$

Η ισχύς του θορύβου μπορεί να δοθεί από τη σχέση:

$$\text{Ισχύς θορύβου} = \frac{\sigma^2}{L^2} \sum_{i=1}^L \frac{1}{|H_i|^2} \quad (66)$$

οπότε η τιμή του ισοδύναμου ISNR (Instantaneous SNR) για το ισοδύναμο υποφέρον  $i$  θα είναι:

$$\text{ISNR} = \frac{P_s}{\frac{\sigma^2}{L^2} \sum_{i=1}^L \frac{1}{|H_i|^2}} = \frac{PL}{\sigma^2 \sum_{i=1}^L \frac{1}{|H_i|^2}} \quad (67)$$

με  $P=P_s \cdot L$ , όπου  $P$  η συνολική μεταδιδόμενη ισχύς ενός διαχεόμενου συμβόλου δεδομένων και  $P_s$  η ισχύς του συμβόλου με  $P_s = E\{X_1 X_1^*\}$ .

Οπότε, η τελευταία σχέση για το ισοδύναμο SNR μπορεί να μετασχηματιστεί σε:

$$\text{ISNR} = \frac{P_s}{\frac{\sigma^2}{L^2} \sum_{i=1}^L \frac{1}{|H_i|^2}} = \frac{P}{\sigma^2} |H_{\text{eff}}|^2 \quad (68)$$

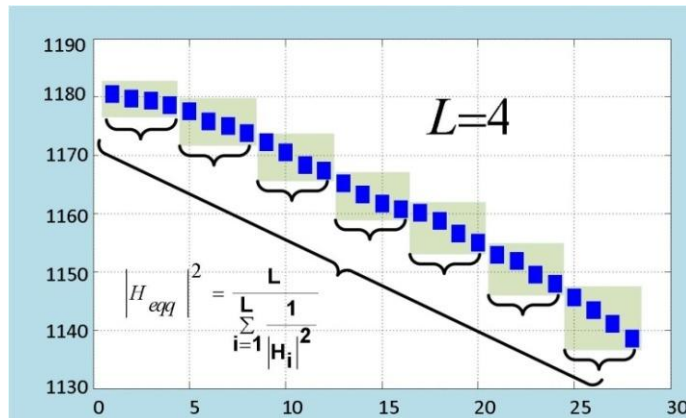
Γίνεται, λοιπόν, αντιληπτό ότι η ομάδα των  $L$ -διαχεόμενων υποφερόντων μπορεί να αντικατασταθεί από το ισοδύναμο υποφέρον με ενεργή συνάρτηση καναλιού  $|H_{\text{eff}}|^2$ :

$$|H_{\text{eff}}|^2 = \frac{L}{\sum_{i=1}^L \frac{1}{|H_i|^2}} \quad (69)$$

Με βάση τα ανωτέρω ακολουθεί ένα παράδειγμα:

Έστω ότι ο συντελεστής διάχυσης είναι  $L=4$  και ότι η εκτίμηση καναλιού  $H$  αποτελείται από 28 υποφέροντα, δηλαδή από  $28/4=7$  ομάδες των τεσσάρων υποφερόντων. Τότε,

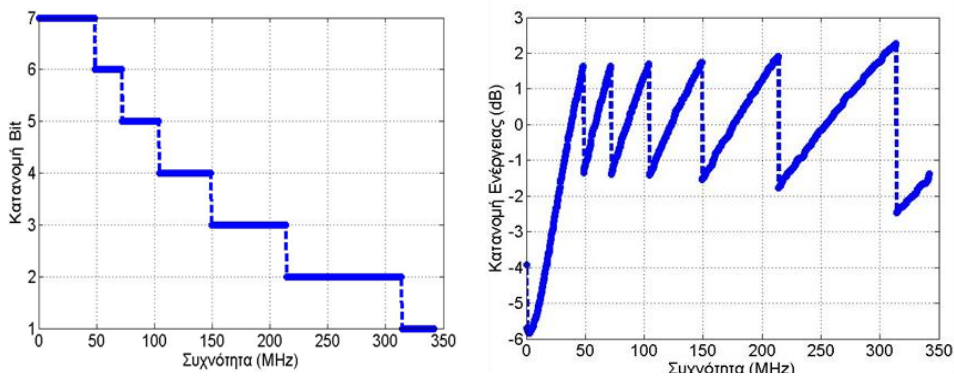
Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες τα ισοδύναμα υποφέροντα υπολογίζονται, όπως φαίνεται στο επόμενο σχήμα (Σχήμα 142):



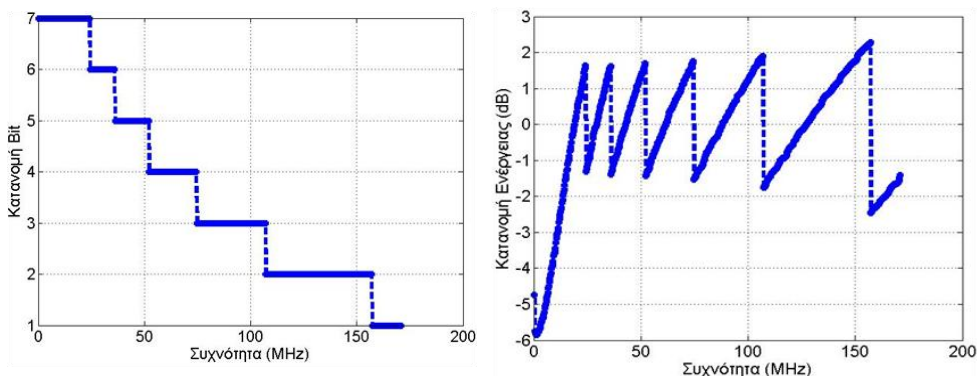
Σχήμα 142: Παράδειγμα ισοδύναμων υποφερόντων για  $L = 4$

#### 5.4 Αριθμητικά και πειραματικά αποτελέσματα

Από αυτόν τον υπολογισμό προκύπτει το ισοδύναμο SNR-ISNR. Ακολούθως, το SNR αυτό εισάγεται στον αλγόριθμο του Chow, για να υπολογίσει την κατανομή των bits και της ενέργειας ανά υποφέρον. Η πιθανότητα σφάλματος συμβόλου σύμφωνα με την οποία ο αλγόριθμος του Chow υπολογίζει τις κατανομές είναι  $SER=1E-3$  ( $\Gamma_{dB} = 6.023$ ). Οι κατανομές των bits και της ενέργειας που προκύπτουν για την περίπτωση της CDMA-DMT με συντελεστή διάχυσης  $L=2$  και  $L=4$  εμφανίζονται στα Σχήματα 143 και 144.



Σχήμα 143: Κατανομή bits και ενέργειας για την περίπτωση της CDMA-DMT με  $L=2$

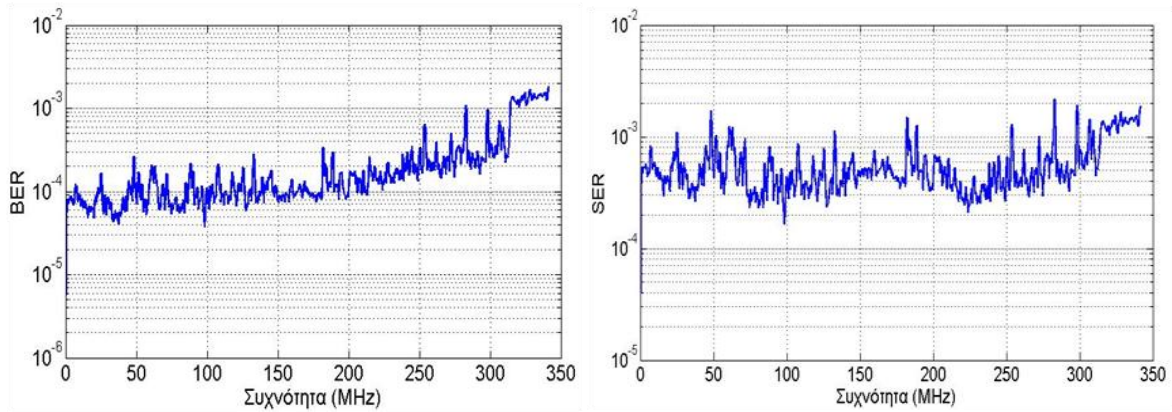


Σχήμα 144: Κατανομή bits και ενέργειας για την περίπτωση της CDMA-DMT με  $L=4$

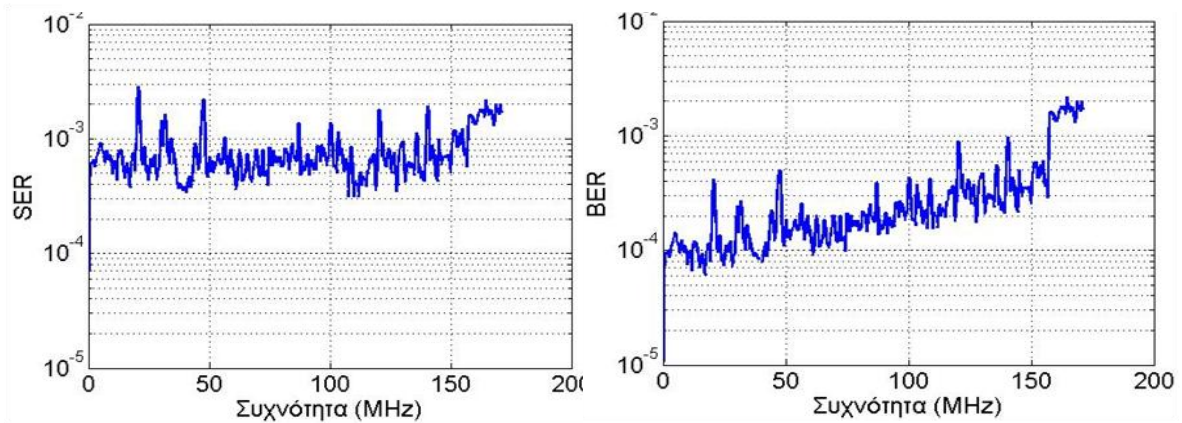
Στην περίπτωση που ο συντελεστής διάχυσης είναι  $L=2$ , ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων που επιτυγχάνεται είναι 2.405Gbps. Όταν ο συντελεστής γίνεται  $L=4$ ,

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

επιτυγχάνεται ο ίδιος ρυθμός δεδομένων (2.405Gbps) με ελάχιστη διαφορά στο συνολικό μέσο SER, που μετριέται  $0.8E-4$ . Αντίστοιχα, το συνολικό μέσο BER είναι  $2.27E-4$  και  $2.87E-4$ .



Σχήμα 145: SER και BER ανά υποφέρον για την περίπτωση της CDMA-DMT και L=2



Σχήμα 146: SER και BER ανά υποφέρον για την περίπτωση της CDMA-DMT και L=4

Στον κάτωθι πίνακα (Πίνακας 26) αναγράφονται οι τιμές του μέσου BER ανά ομάδα υποφερόντων με ίδια M-QAM διαμόρφωση.

Πίνακας 26: Μέσο BER για κάθε ομάδα ιδίων QAM συμβόλων για L=2 και L=4

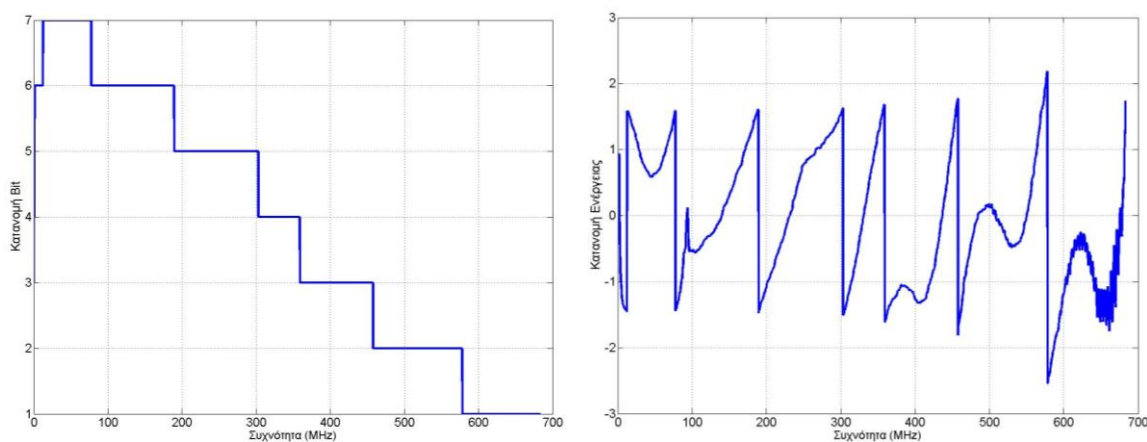
M-QAM	BER	M-QAM	BER
Συντελεστής Διάχυσης L=2		Συντελεστής Διάχυσης L=4	
128	6.55E-5	128	4.55E-5
64	9.67E-5	64	8.11E-5
32	9.15E-5	32	6.83E-5
16	1.26E-4	16	1.05E-4
8	8.79E-4	8	6.23E-4
4	2.03E-4	4	2.03E-4
2	2.52E-3	2	2.04E-3

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

<b>ΜΕΣΟ BER</b>	<b>2.87E-4</b>	<b>ΜΕΣΟ BER</b>	<b>2.27E-4</b>
<b>ΜΕΣΟ SER</b>	<b>1.032E-3</b>	<b>ΜΕΣΟ SER</b>	<b>8.16E-4</b>

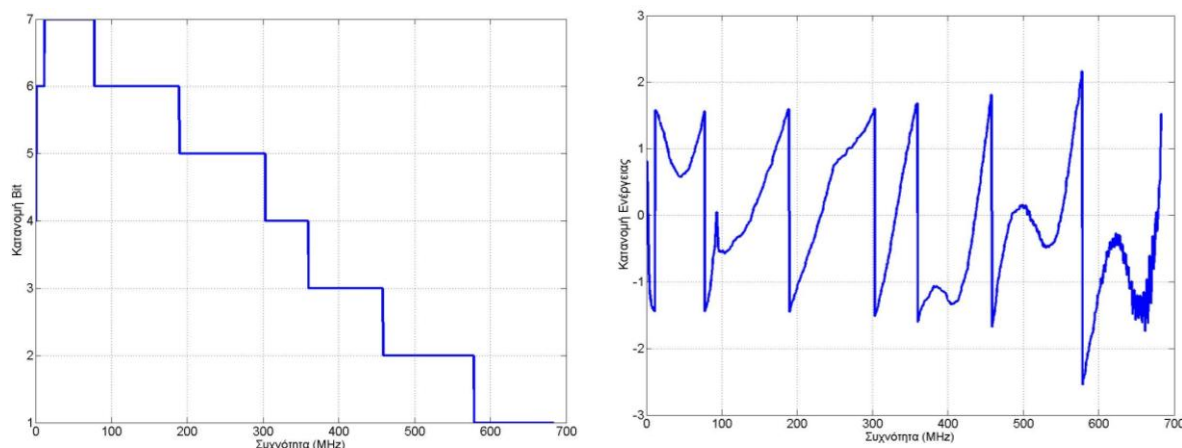
#### 5.4.1 Πειραματικά αποτελέσματα της τεχνικής RABL στην CDMA-DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας

Όπως έχει ήδη επισημανθεί, για την περίπτωση εφαρμογής της τεχνικής RABL στην CDMA-DMT εισάγεται η έννοια του ισοδύναμου υποφέροντος και του ισοδύναμου SNR (ISNR). Χρησιμοποιώντας την κατανομή του SNR για συντελεστή διάχυσης  $L=2$ , προκύπτουν οι παρακάτω κατανομές για bit και ενέργεια από τον αλγόριθμο του Chow για πιθανότητα σφάλματος  $SER=1E-3$  και  $\Gamma_{dB}=6.023$  dB.



Σχήμα 147: Κατανομή των bits και της ενέργειας ανά υποφέρον για την CDMA-DMT και για συντελεστή διάχυσης  $L=2$ , όπως προέκυψαν από τον αλγόριθμο του Chow για πιθανότητα σφάλματος  $1E-3$

Στα πρώτα υποφέροντα ο αλγόριθμος αντιστοιχίζει bit με τιμές 4,5 και 6. Στην κατανομή της ενέργειας η  $\rho$ - $\rho$  μεταβολή της ενέργειας είναι 3dB περίπου για αλλαγή του ενός bit. Ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης, όπως προκύπτει από την κατανομή των bits, είναι 2.556Gbps. Επαναλαμβάνοντας το πείραμα για συντελεστή διάχυσης  $L=4$ , προκύπτουν νέες κατανομές bit και ενέργειας, όπως απεικονίζονται στο ακόλουθο σχήμα (Σχήμα 148).

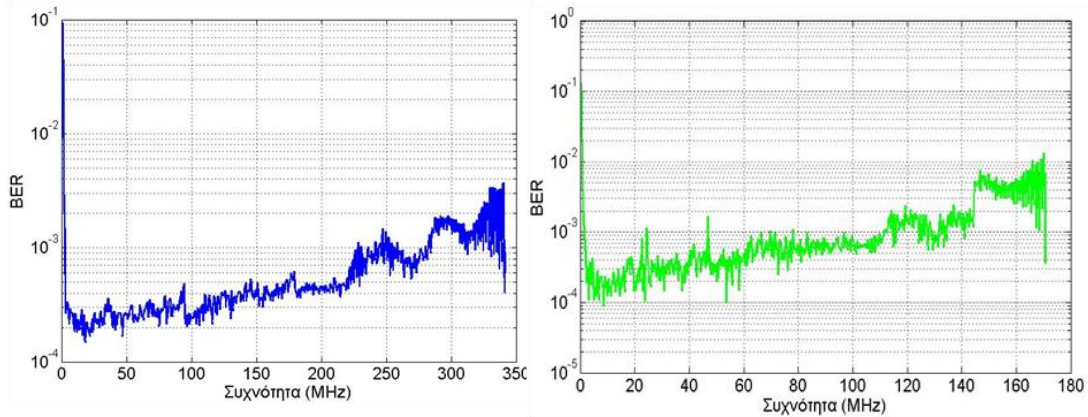


Σχήμα 148: Κατανομή των bits και της ενέργειας ανά υποφέρον για την CDMA-DMT και για συντελεστή διάχυσης  $L=4$ , όπως προέκυψαν από τον αλγόριθμο του Chow για πιθανότητα σφάλματος  $1E-3$



Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Ο ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνεται ομοίως για  $L=4$  είναι 2.556Gbps. Στο επόμενο σχήμα (Σχήμα 149) εμφανίζεται το μετρούμενο μέσο BER ανά υποφέρον για τις περιπτώσεις του συντελεστή διάχυσης  $L=2, 4$ , αντίστοιχα.

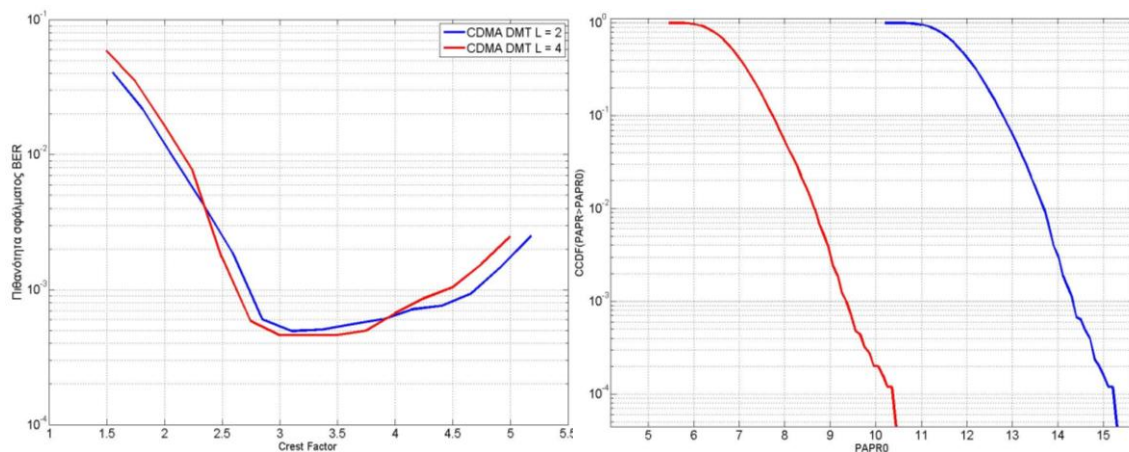


Σχήμα 149: Μετρούμενο μέσο BER ανά υποφέρον για την περίπτωση των  $L= 2, 4$ , αντίστοιχα

Με βάση τα ανωτέρω αποτελέσματα συνάγεται ότι η CDMA-DMT προσφέρει αύξηση της χωρητικότητας σε σχέση με την κλασική DMT, όταν εφαρμόζεται η τεχνική RABL. Η αύξηση που επιτυγχάνεται είναι της τάξης περίπου των 155Mbps. Στην επόμενη παράγραφο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα εφαρμογής της τεχνικής AC στην CDMA-DMT, όταν συνδυάζεται με τη δυναμική προσαρμογή ρυθμού.

#### 5.4.2 Επίδρασης της τεχνικής AC στην bit loaded CDMA-DMT για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας

Προκειμένου να αξιολογήσουμε την απόδοση της τεχνικής AC στην bit loaded CDMA-DMT, μεταβάλλουμε το πλάτος ψαλιδισμού από το 1Volt στα 0.3Volt και υπολογίζουμε την πιθανότητα σφάλματος bit. Ταυτόχρονα, υπολογίζουμε τον παράγοντα Crest Factor. Για τη βέλτιστη τιμή του παράγοντα Crest Factor, μετράμε τη CCDF του  $PAPR > PAPR_0$  σε συνάρτηση με το  $PAPR_0$ , όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 150.

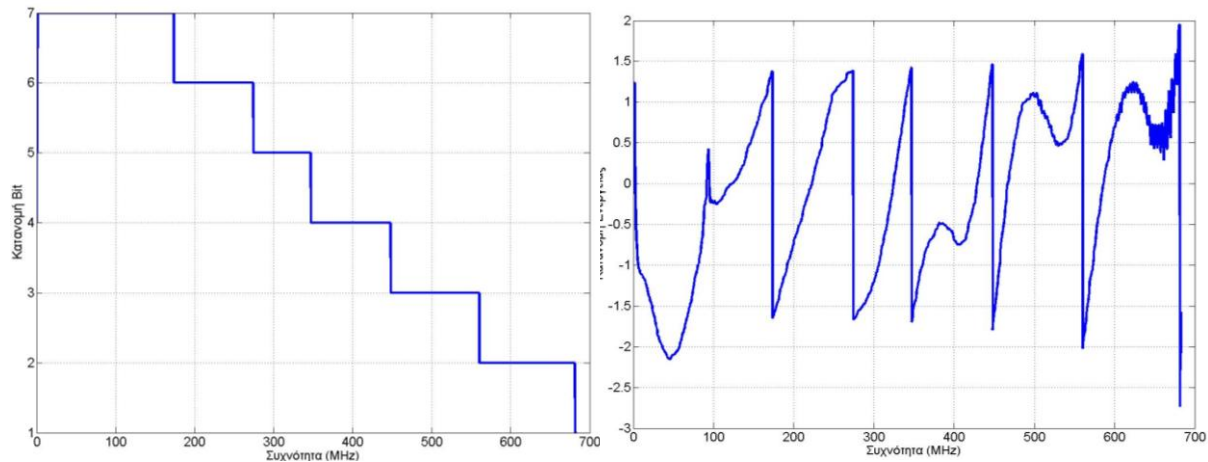


Σχήμα 150: α) BER σε συνάρτηση με τον παράγοντα Crest Factor για την περίπτωση του  $L=2$  και  $L=4$  και β) CCDF του  $PAPR > PAPR_0$  σε συνάρτηση με το  $PAPR_0$  για  $L=2$  για τη βέλτιστη τιμή του παράγοντα Crest Factor

Από το ως άνω σχήμα προκύπτει ότι για τιμή του παράγοντα Crest Factor ίση με 3.1 (0.55Volt πλάτος) ελαχιστοποιείται το BER. Με χρήση της βέλτιστης τιμής του CF υπολογίζεται το CCDF του  $PAPR > PAPR_0$  σε συνάρτηση με το  $PAPR_0$ . Παρατηρούμε ότι η διαφορά του PAPR είναι περίπου 5 dB. Με τη βοήθεια αυτής της διαφοράς

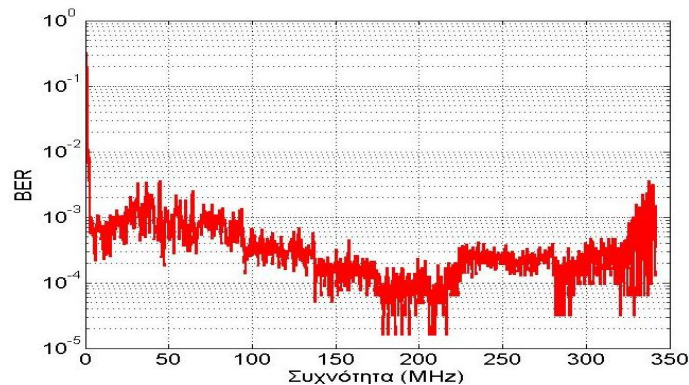
Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

προκύπτει η καινούργια κατανομή SNR, μέσω της οποίας προκύπτουν οι καινούργιες κατανομές των bits και ενέργειας, όπως εμφανίζονται στο επόμενο σχήμα (Σχήμα 151) για πιθανότητα σφάλματος συμβόλου ίση με  $1E-3$ .



**Σχήμα 151: Κατανομή των bits και της ενέργειας ανά υποφέρον για την CDMA-DMT και για συντελεστή διάχυσης  $L=2$ , όπως προέκυψαν από τον αλγόριθμο του Chow, για πιθανότητα σφάλματος  $1E-3$  από τη νέα κατανομή SNR**

Ο καινούριος ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνεται είναι 2.78Gbps με μέση πιθανότητα σφάλματος bit  $1.38E-3$ . Το μετρούμενο μέσο BER ανά υποφέρον απεικονίζεται στο Σχήμα 152.



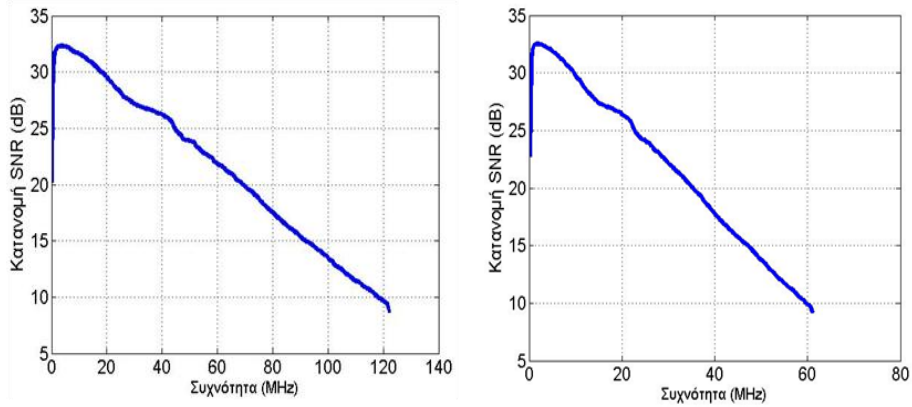
**Σχήμα 152: Μετρούμενο μέσο BER ανά υποφέρον για την περίπτωση του  $L=2$**

### 5.4.3 Πειραματικά αποτελέσματα της τεχνικής RABL στην CDMA-DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας

Στην παρούσα παράγραφο αξιολογείται η απόδοση της τεχνικής RABL σε συνδυασμό με την CDMA-DMT για διάδοση σε 100m SI-POF ίνας για συντελεστές διάχυσης  $L=2, 4$ . Οι ακολουθίες διάχυσης που χρησιμοποιούνται για τη διάχυση των υποφερόντων είναι οι Hadamard ακολουθίες.

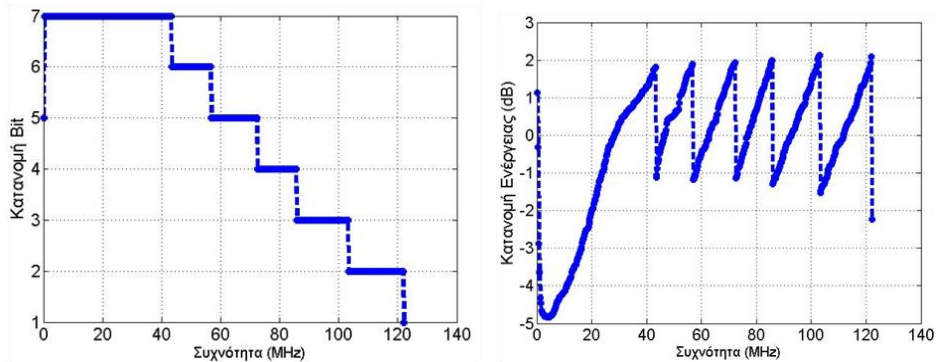


Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

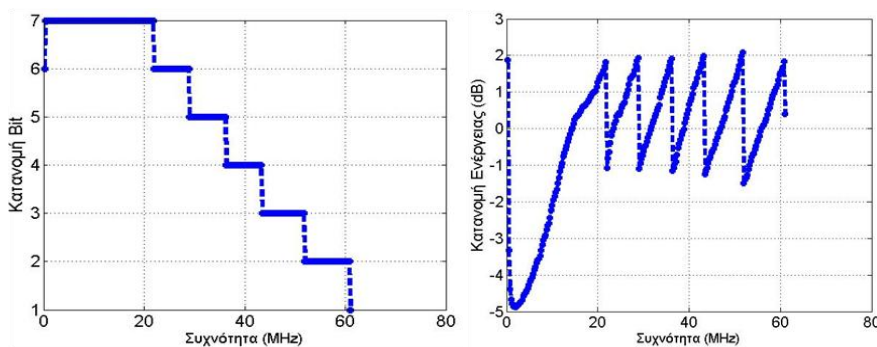


**Σχήμα 153: Κατανομές ισοδυνάμων SNR για την CDMA-DMT για L=2 και 4**

Με χρήση της κατανομής του SNR, το οποίο παρήχθη για την διαμόρφωση DMT, υπολογίζεται το ισοδύναμο SNR (ISNR) για την CDMA-DMT και χρησιμοποιείται στον αλγόριθμο του Chow. Το ισοδύναμο SNR για τιμές L=2 και 4 απεικονίζεται στο Σχήμα 153. Με χρήση των κατανομών των ισοδυνάμων SNR, ο αλγόριθμος του Chow υπολογίζει τις κατανομές bits και ενέργειας για L=2 και 4, όπως παρουσιάζονται στα Σχήμα 154 και 155.



**Σχήμα 154: Κατανομές bits και ενέργειας για την bit loaded CDMA-DMT για L=2**



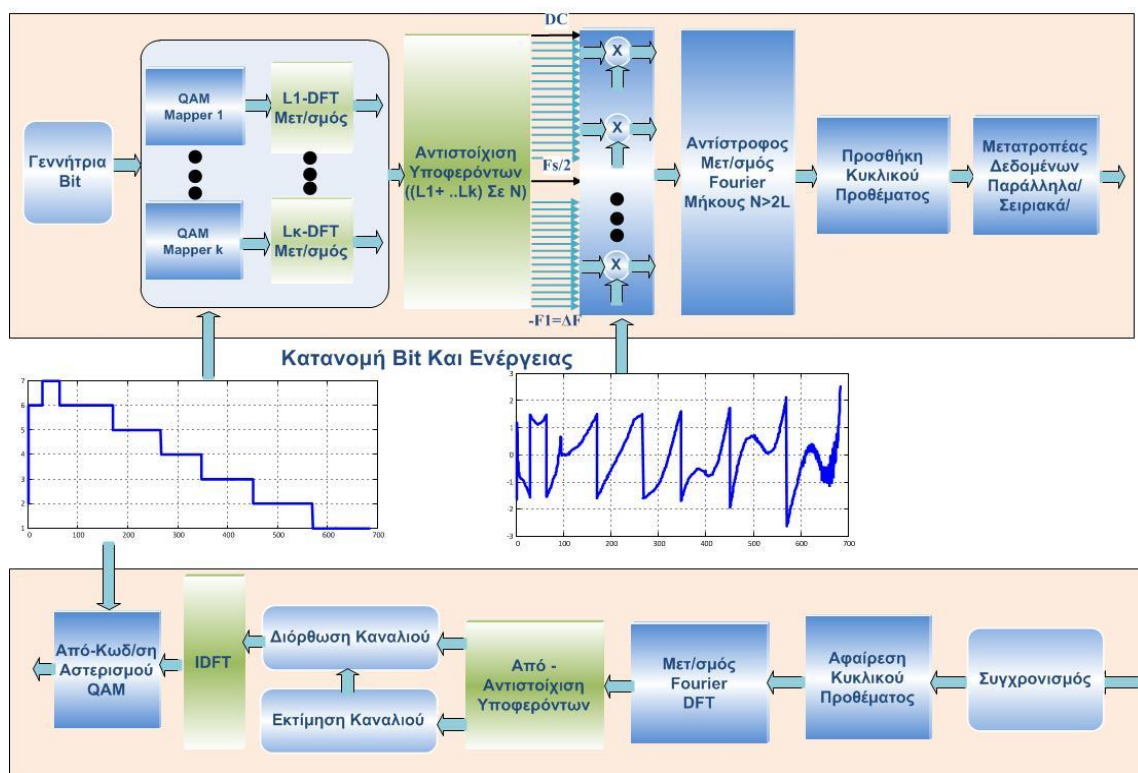
**Σχήμα 155: Κατανομές bits και ενέργειας για την bit loaded CDMA-DMT για L=2 και 4**

Ο ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνεται για L=2 και 4 είναι της τάξης του 1.172Gbps και 1.176Gbps, αντίστοιχα. Το μέσο ber μετά τη διάδοση και την αποδιαμόρφωση μετράται στο  $1.4E-3$  και  $1.32E-3$  για L=2 και 4.

## 5.5 Εφαρμογή της τεχνικής RABL στην διαμόρφωση DFT-S

Όπως έχει ήδη αναφερθεί στο δεύτερο κεφάλαιο, το κύριο πλεονέκτημα της DFT-S έναντι της κλασικής DMT είναι το μικρότερο PAPR, που αυτή διαθέτει. Ειδικότερα, το δομικό διάγραμμα της DFT-S στον μινιπομπό περιέχει ένα επιπλέον στάδιο DFT L-σημείων για τη διάχυση (spreading) πριν από τον IDFT των N σημείων που χρησιμοποιείται για τη γένεση του DMT σήματος. Στο δε δέκτη, μετά τον DFT των N σημείων, που χρησιμοποιείται για την αποδιαμόρφωση DMT, υπάρχει ο IDFT L-σημείων, ο οποίος πραγματοποιεί την από-διάχυση (de-spreading) των συμβόλων.

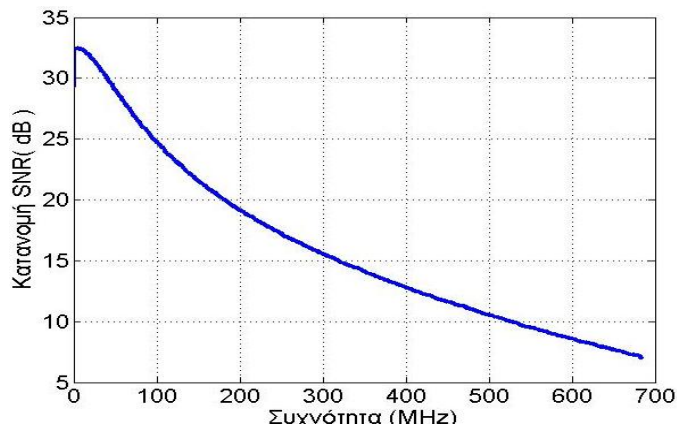
Για την εφαρμογή της τεχνικής RABL στην DFT Spread DMT, χρησιμοποιούνται επιπλέον στάδια DFT μήκους  $L_i$  για κάθε ομάδα ίδιου M-QAM αστερισμού, προκειμένου να υλοποιηθούν τη διάχυση. Αφού μετρηθεί το SNR ανά υποφέρον αρχικά, δίνεται ως είσοδο στον αλγόριθμο του Chow, για να υπολογίσει τις κατανομές των bits και της ενέργειας. Αυτές τις κατανομές τις χρησιμοποιεί τόσο ο πομπός όσο και ο δέκτης για τη διαμόρφωση και την αποδιαμόρφωση, αντίστοιχα. Μετά την αντιστοίχιση από  $(L_1 + \dots + L_k)$  -όπου k το πλήθος των ομάδων M-QAM- σε N το πλήθος υποφέρωντα, το κάθε διαχεόμενο σύμβολο πολλαπλασιάζεται με τη ρίζα της ενέργειας πριν αυτά οδηγηθούν στον IDFT. Στο δέκτη υλοποιούνται οι αντίθετες διαδικασίες, οι οποίες περιλαμβάνουν μεταξύ άλλων τα στάδια συγχρονισμού και εκτίμησης-ισοστάθμισης του καναλιού. Με τη χρήση των επιπλέον τμημάτων DFT στον πομπό καθώς και των IDFT τμημάτων στο δέκτη αυξάνεται μεν αρκετά η πολυπλοκότητα του συστήματος αλλά επιτυγχάνεται μικρότερος λόγος PAPR για την DFT-S.



Σχήμα 156: Δομικό διάγραμμα της DFT-S με τη χρήση της τεχνικής RABL

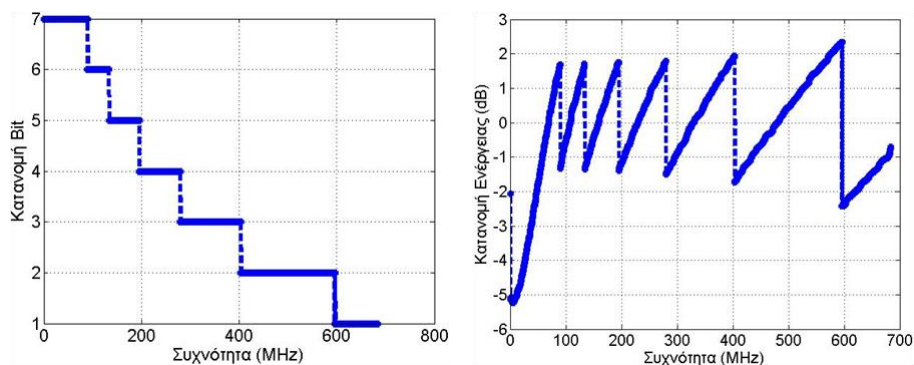
Ο υπό διερεύνηση αλγόριθμος για την περίπτωση της DFT-S δεν είναι ο βέλτιστος για την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης, όπως είναι ο αλγόριθμος του Chow για την περίπτωση της DMT. Στην ουσία αυτό που υλοποιείται είναι DFT-S τεχνική σε Bit Loaded κλασική DMT με τη βοήθεια του αλγορίθμου Chow.

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



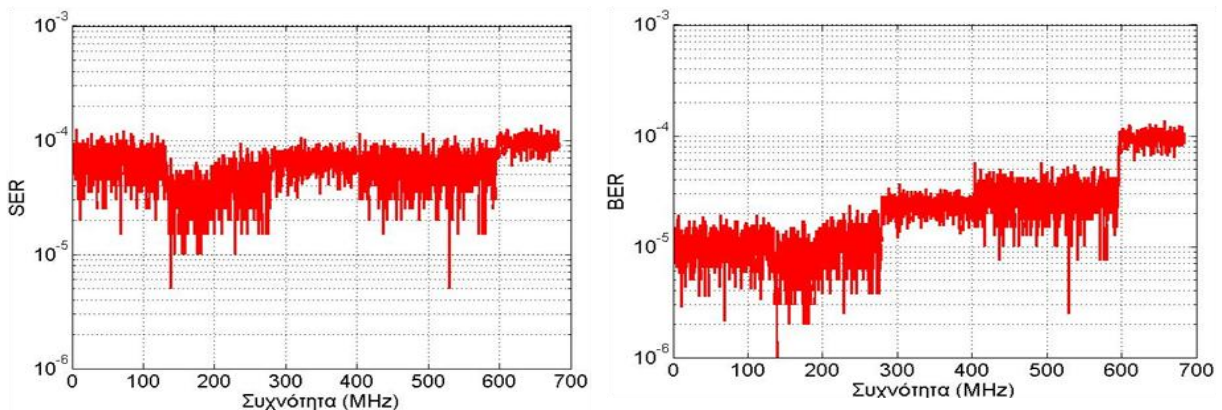
Σχήμα 157: Κατανομή του SNR ανά υποφέρον

Χρησιμοποιώντας αρχικά την κατανομή του SNR και τις κατανομές bits και ενέργειας ανά υποφέρον, όπως προκύπτουν από τον αλγόριθμο του Chow, υλοποιούμε τον DFT-S πομποδέκτη της Bit Loaded DMT. Εξάλλου, στην περίπτωση που χρησιμοποιείται η ίδια M-QAM διαμόρφωση για όλα τα υποφέροντα στην DMT και στην DFT-S, η τελευταία παρουσιάζει μεγαλύτερη απόδοση εκπεφρασμένη ως προς τον παράγοντα BER σε συνάρτηση με το ρυθμό μετάδοσης. Ανάλογη, λοιπόν, συμπεριφορά αναμένεται και για την απόδοση της DFT-S Bit Loaded διαμόρφωσης DMT.



Σχήμα 158: Κατανομή bit και ενέργειας για την περίπτωση της DMT που χρησιμοποιείται στον DFT-S πομποδέκτη της Bit loaded DMT

Από τις καμπύλες του επόμενου σχήματος (Σχήμα 159) συνάγεται ότι επιτυγχάνεται για την DFT-S Bit Loaded DMT BER  $2E-4$  και SER  $6E-5$  των οποίων οι τιμές είναι μικρότερες σε σχέση με τις αντίστοιχες της bit loaded DMT, στην οποία το μέσο SER και BER ήταν αντίστοιχα,  $1.68E-3$  και  $5.92E-4$ .



Σχήμα 159: SER και BER ανά υποφέρον για την DFT-S της Bit Loaded DMT

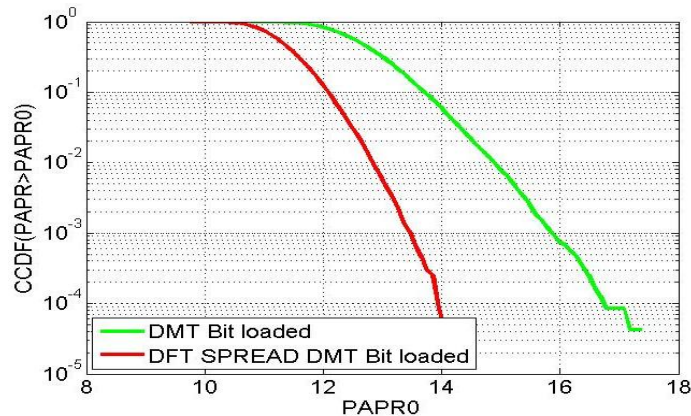
Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Στον παρακάτω πίνακα (Πίνακας 27) αναγράφονται οι τιμές του μέσου BER ανά ομάδα ιδίων QAM συμβόλων.

Πίνακας 27: Μέσο BER ανά ομάδα ιδίων QAM συμβόλων

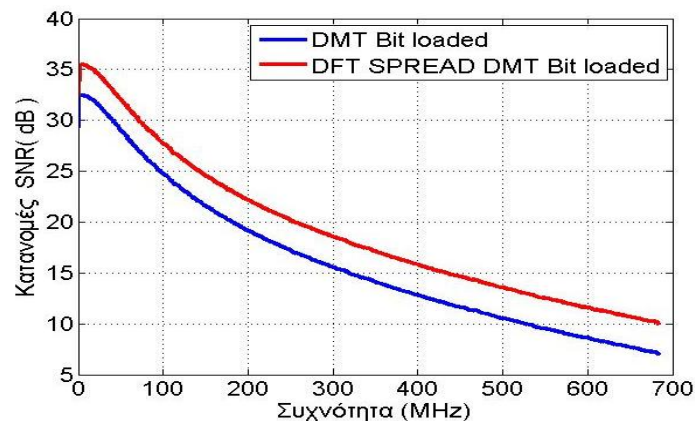
<i>M-QAM</i>	<i>BER</i>	<i>M-QAM</i>	<i>BER</i>
128	1.24E-5	8	1.45E-4
64	1.03E-5	4	3.42E-4
32	7.09E-6	2	8.89E-3
16	1.03E-5		

Από τη μέτρηση του PAPR για την DMT και την DFT-S χρησιμοποιώντας την ίδια κατανομή bit και ενέργειας, προκύπτουν οι καμπύλες του ακόλουθου σχήματος (Σχήμα 160).



Σχήμα 160: Σύγκριση της CCDF του (PAPR>PAPR0) για την περίπτωση της Bit Loaded DMT και της DFT-S Bit Loaded DMT

Από το σχήμα αυτό φαίνεται ότι η διαφορά στο PAPR μεταξύ της bit loaded DMT και της DFT-S Bit Loaded DMT είναι περίπου  $PAPR_{dif}=3dB$ . Στην συνέχεια, χρησιμοποιώντας τη διαφορά υπέρ της DFT-S, πολλαπλασιάζουμε την προηγούμενη κατανομή SNR με την τιμή  $10^{(PAPR_{dif}/10)}$ . Η νέα κατανομή SNR που προκύπτει (κόκκινο χρώμα) παρουσιάζεται στο επόμενο σχήμα (Σχήμα 161).

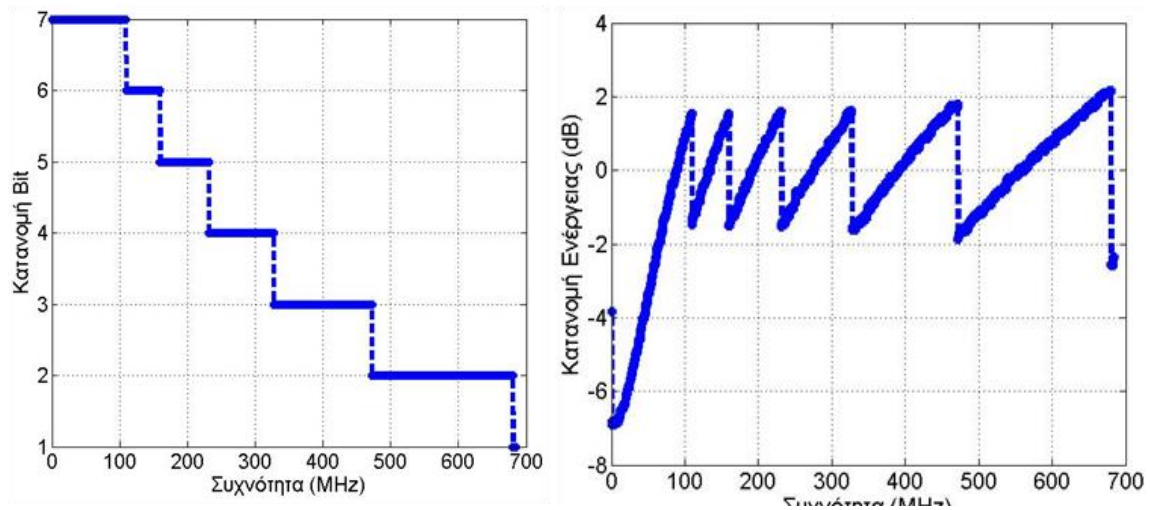


Σχήμα 161: Κατανομή SNR για τη bit loaded DMT και τη DFT-S bit loaded DMT

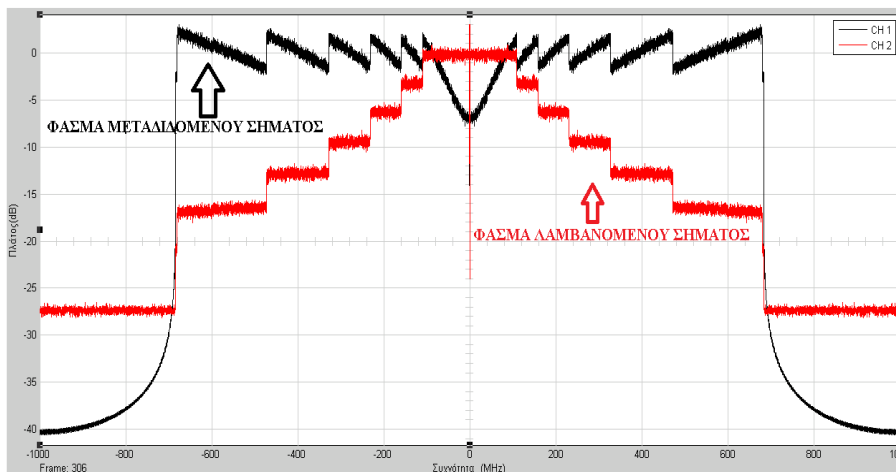


Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Ακολουθως, τροφοδοτώντας με την κατανομή αυτήν τον αλγόριθμο του Chow, προκύπτει νέα κατανομή bit και ενέργειας. Με τον τρόπο αυτό, επιτυγχάνεται αύξηση του ρυθμού μετάδοσης.



Σχήμα 162: Νέα κατανομή bit και ενέργειας για την DFT-S

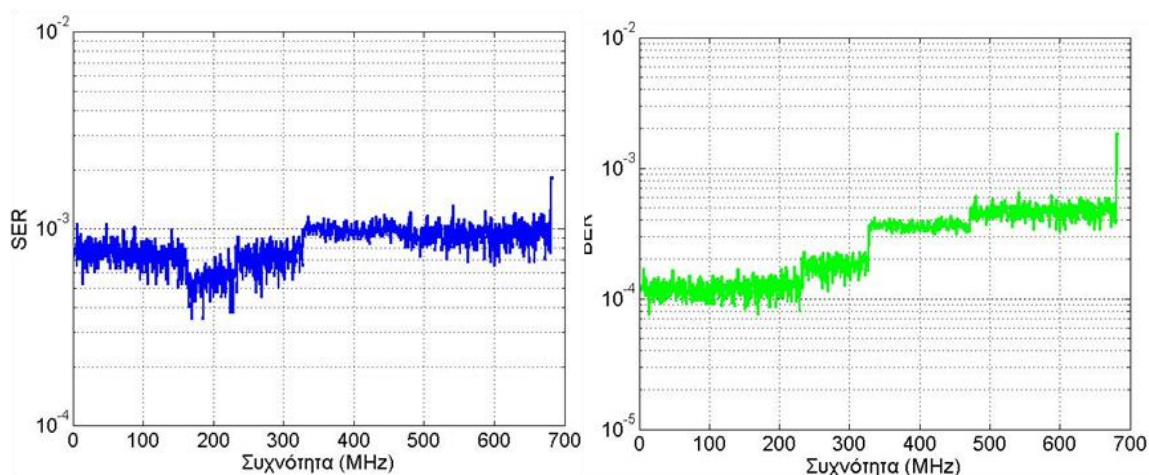


Σχήμα 163: Φάσμα του μεταδιδόμενου και του λαμβανόμενου σήματος της DFT-S

Στο ανωτέρω σχήμα (Σχήμα 163) απεικονίζεται το φάσμα του μεταδιδόμενου σήματος αμέσως μετά το στάδιο του IFFT, καθώς και του λαμβανόμενου σήματος αμέσως μετά το στάδιο της δειγματοληψίας και της κβάντισής του από τον ADC μετατροπέα. Γίνεται αντιληπτό ότι το μεταδιδόμενο σήμα έχει την απαραίτητη ενέργεια για την μετάδοσή του. Επίσης, από την καμπύλη του φάσματος του λαμβανόμενου σήματος παρατηρούμε ότι για κάθε ομάδα όμοιων QAM συμβόλων η ενέργεια είναι σταθερή μετά την επίδραση του καναλιού της SI-POF ίνας. Ο νέος ρυθμός μετάδοσης που προκύπτει είναι περίπου 2.88Gbps με μέσο SER=1E-3 και μέσο BER=3.31E-4, ενώ το BER και SER ανά υποφέρων απεικονίζονται στο ακόλουθο σχήμα (Σχήμα 164).



Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



Σχήμα 164: SER και BER ανά υποφέρον για την DFT-S DMT με τη νέα κατανομή SNR

Οι τιμές του μέσου BER ανά ομάδα ιδίων M-QAM συμβόλων για την DFT-S αναγράφονται στον παρακάτω πίνακα (Πίνακας 28).

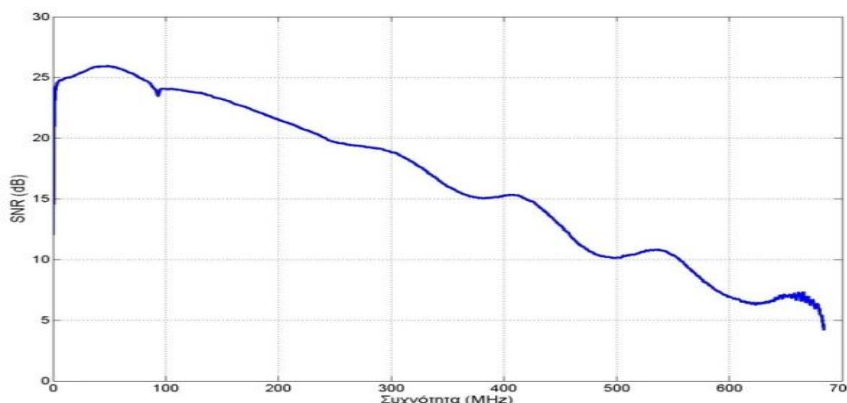
Πίνακας 28: Μέσο BER ανά ομάδα ιδίων QAM συμβόλων για την DFT-S

<i>M-QAM</i>	<i>BER</i>	<i>M-QAM</i>	
128	1.35E-4	8	3.45E-4
64	1.23E-4	4	4.87E-4
32	1.15E-4	2	1.79E-3
16	1.56E-4		

Βάσει των ανωτέρω καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι η DFT-S παρουσιάζει καλύτερη απόδοση σε σχέση με την DMT τόσο στην περίπτωση κατά την οποία τα υποφέροντα διαμορφώνονται με τον ίδιο QAM αστερισμό, όσο και στην περίπτωση κατά την οποία εφαρμόζεται το σχήμα DFT-S στην bit loaded DMT.

### 5.5.1 Πειραματικά αποτελέσματα εφαρμογής της τεχνικής Bit Loading στη DFT-S για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας

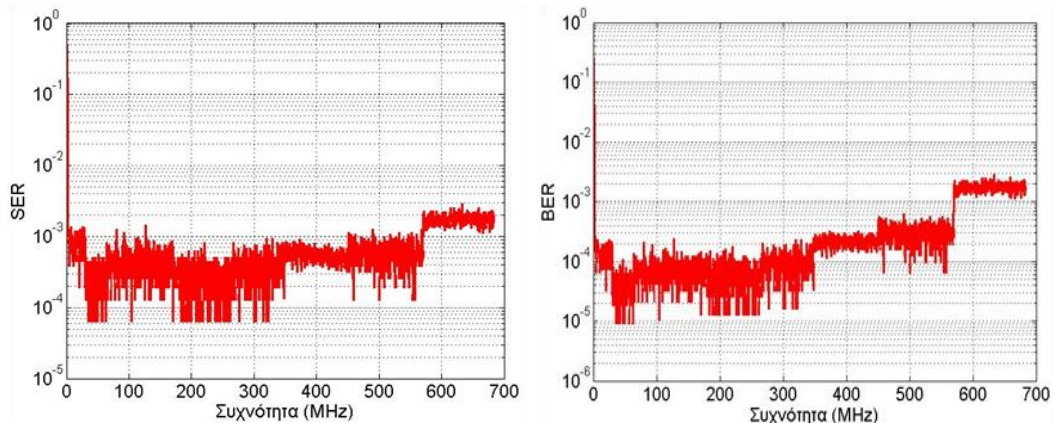
Στις προηγούμενες παραγράφους τόσο στην περίπτωση της DMT όσο και της CDMA-DMT το αρχικό βήμα, για να υπολογιστούν οι κατανομές των bits και της ενέργειας, είναι να μετρηθεί το SNR ανά υποφέρον και εν συνεχεία να δοθεί ως είσοδος στον αλγόριθμο του Chow.



Σχήμα 165: Κατανομή του SNR ανά υποφέρον, όπως προέκυψε κατά την πειραματική διαδικασία

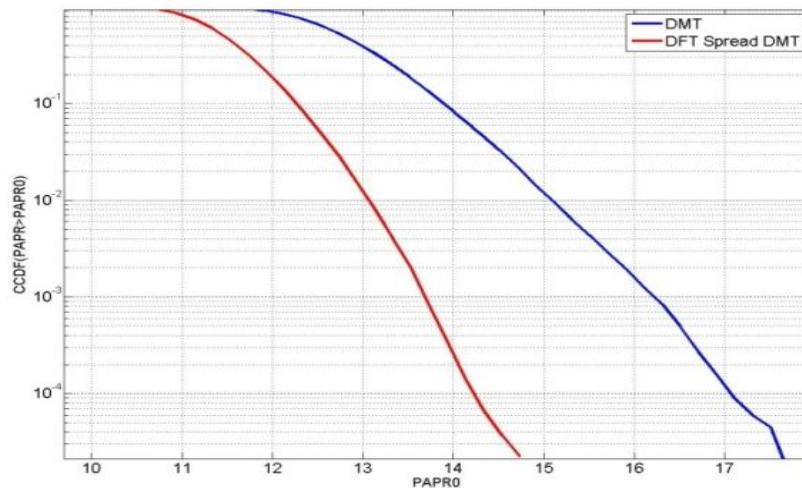
Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

Στην περίπτωση της DFT-S ακολουθούμε την εξής διαδικασία: χρησιμοποιώντας το SNR, όπως προέκυψε για την περίπτωση της διαμόρφωσης DMT, παράγονται οι κατανομές bits και ενέργειας μέσω του αλγορίθμου του Chow και υλοποιείται η DFT-S διαμόρφωση Bit Loaded DMT. Τα BER που υπολογίζεται στο δέκτη είναι μικρότερο από αυτό της κλασικής διαμόρφωσης Bit Loaded DMT. Εν συνεχεία, μετρίεται το PAPR μέσω της CCDF για την DMT και την DFT-S διαμόρφωση. Με βάση τη διαφορά στο PAPR των δύο αυτών διαμορφώσεων υπολογίζεται μια νέα κατανομή του SNR για την διαμόρφωση DFT-S. Με χρήση της κατανομής αυτής του SNR, παράγονται οι νέες κατανομές bits και ενέργειας από τον αλγόριθμο του Chow, τις οποίες χρησιμοποιεί ο πομπός και ο δέκτης της διαμόρφωσης DFT-S.



**Σχήμα 166: Μετρούμενο αριθμητικό BER και SER ανά υποφέρων για την DFT Spread DMT χρησιμοποιώντας την κατανομή της DMT**

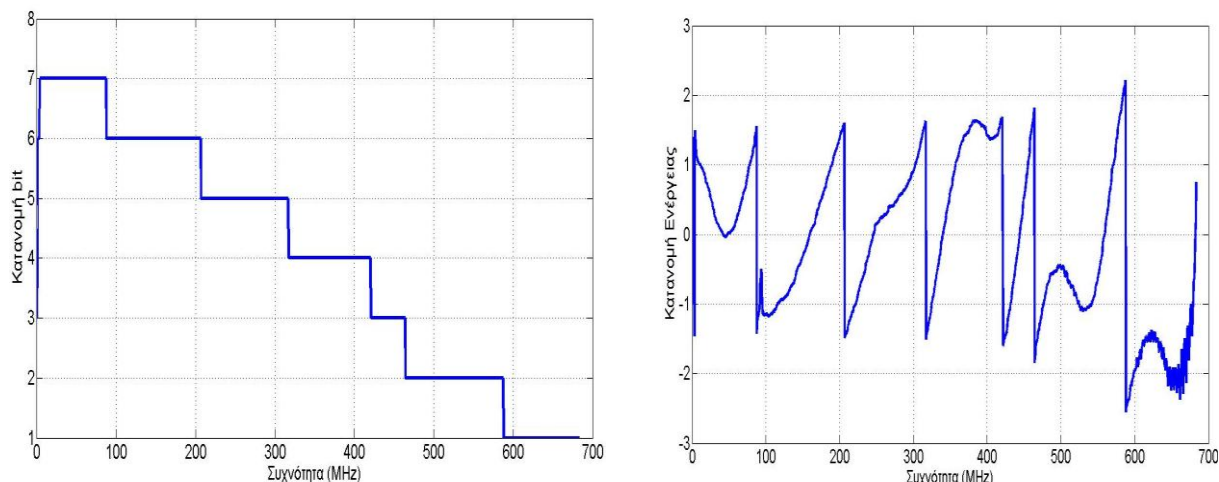
Στο δέκτη υπολογίζεται το μέσο BER με τιμή  $2E-4$  για την περίπτωση της DFT-S Bit Loaded DMT. Δηλαδή χρησιμοποιώντας την ίδια κατανομή bit με αυτή που είχαμε στην κλασική DMT, το BER που επιτυγχάνεται είναι μικρότερο από αυτό της DMT, γεγονός που οφείλεται στο μικρότερο PAPR που η DFT-S διαθέτει.



**Σχήμα 167: CCDF του PAPR για την DMT και την DFT-S, όταν εφαρμόζεται η τεχνική RABL**

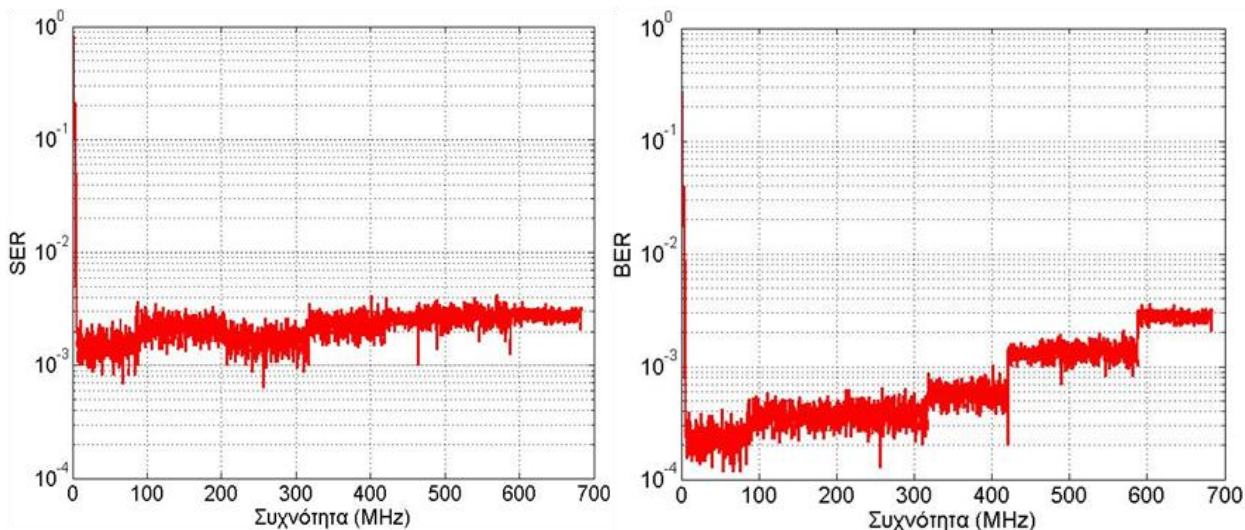
Εν συνεχεία, μετράμε το CCDF του PAPR και για τις δύο διαμορφώσεις, των οποίων η διαφορά είναι περίπου 2.5dB (Σχήμα 167).

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες



**Σχήμα 168: Κατανομή bit και ενέργειας για την περίπτωση της DFT-S με αναμενόμενη πιθανότητα συμβόλου SER=1E-3.**

Διαθέτοντας μικρότερο PAPR (κατά 2.5 dB περίπου) και κατά συνέπεια μεγαλύτερη μέση ισχύ, πολλαπλασιάζουμε την κατανομή του SNR (γραμμική κλίμακα) της DMT με τον παράγοντα  $10^{(2.5/10)}$ , οπότε προκύπτει μια καινούργια κατανομή του SNR. Με βάση αυτήν την κατανομή του SNR υπολογίζονται καινούργιες κατανομές για τα bits και την ενέργεια με χρήση του αλγορίθμου του Chow. Οι κατανομές αυτές έχουν προκύψει για προσδοκώμενη μέση πιθανότητα σφάλματος ίση με  $1E-3$ . Ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων για την DFT-S που επιτυγχάνεται είναι 2.67Gbps. Στο δέκτη μετά τη διάδοση σε 50m SI-POF ίνας υπολογίζεται το μέσο BER και SER ανά υποφέρον (Σχήμα 169). Το μέσο BER και SER έχουν τιμές αντίστοιχα  $1.4E-3$  και  $3E-3$  αντίστοιχα.



**Σχήμα 169: Μετρούμενο BER και SER ανά υποφέρον για την DFT-S χρησιμοποιώντας την καινούργια κατανομή για bit και ενέργεια**

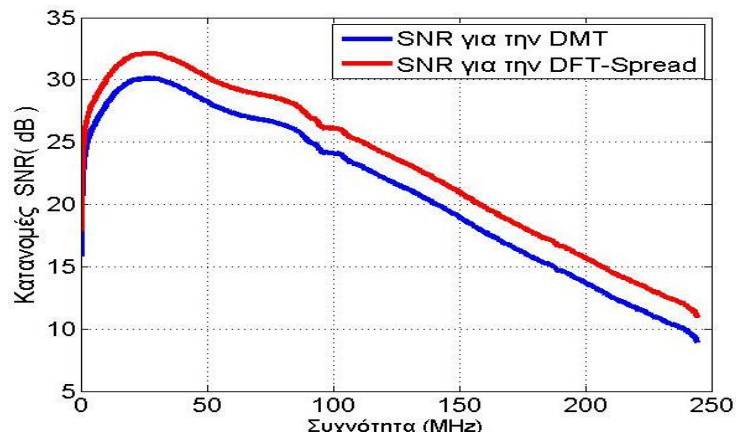
Με τη χρήση της τεχνικής AC ο ρυθμός μετάδοσης που επιτυγχάνεται για μήκος ίνας 50m και για βέλτιστη τιμή του παράγοντα Crest Factor ίση με 3.1 είναι 2.81Gbps ενώ το μέσο ber είναι της τάξης του  $1.34E-3$ .



### 5.5.2 Πειραματικά αποτελέσματα εφαρμογής της τεχνικής RABL στην DFT-S DMT για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας

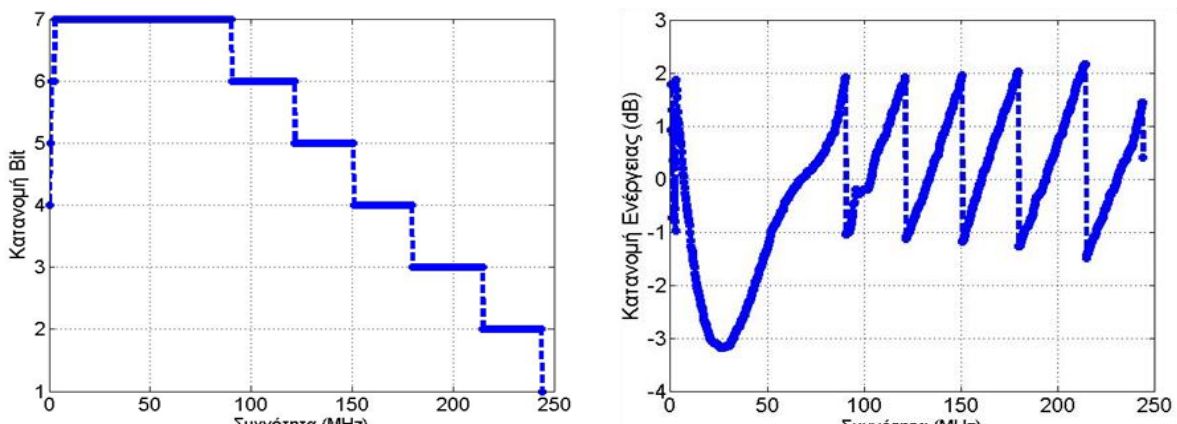
Για την μελέτη της απόδοσης της DFT-S με χρήση της τεχνικής RABL για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας ακολουθούμε την ίδια διαδικασία, όπως και στην περίπτωση των 50m.

Με τις κατανομές bits και ενέργειας ανά υποφέρων, οι οποίες προέκυψαν για την περίπτωση της διαμόρφωσης DMT για διάδοση στα 100m, υπολογίζεται το PAPR τόσο στο χρονικό σήμα της bit loaded DMT, όσο και στο DFT-S Bit Loaded χρονικό σήμα. Η διαφορά στο PAPR μετράται στα 1.58dB. Εκμεταλλευόμενοι το πλεονέκτημα της διαφοράς του PAPR, το οποίο στην ουσία είναι πλεονέκτημα μεγαλύτερης μέσης ισχύος, πολλαπλασιάζουμε την κατανομή του SNR (γραμμική κλίμακα) της DMT με τον παράγοντα  $10.^{(1.58/10)}$ , οπότε προκύπτει μια καινούργια κατανομή του SNR (κόκκινο χρώμα). Επίσης, το ίδιο αποτέλεσμα προκύπτει, εάν στην καμπύλη του SNR[dB] (μπλε χρώμα) της DMT προσθέσουμε τα 1.58dB. Με τη χρήση του νέου SNR παράγονται καινούργιες κατανομές bit και ενέργειας για μέση πιθανότητα σφάλματος συμβόλου SER=1E-3. Ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης μετράται στα 1.203Gbps περίπου με τα 1000 υποφέροντα να καταλαμβάνουν φάσμα 244.24 MHz, ενώ το μέσο ber που μετράται είναι της τάξης του 1.68E-3.



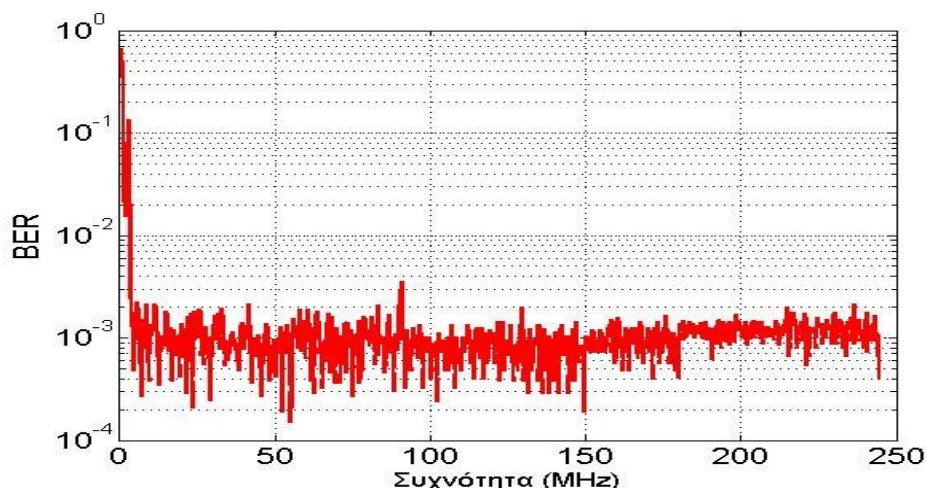
Σχήμα 170: Κατανομές SNR για την DMT και DFT-S DMT

Στο επόμενο σχήμα (Σχήμα 171) παρουσιάζονται οι κατανομές των bits και της ενέργειας ανά υποφέρων.



Σχήμα 171: Κατανομές bit και ενέργειας ανά υποφέρων για την περίπτωση της DFT-S bit loaded DMT

Στο επόμενο σχήμα (Σχήμα 172) παρουσιάζεται το μέσο BER ανά υποφέρων για την περίπτωση της DFT-S Bit Loaded DMT.



Σχήμα 172: Μετρούμενο BER ανά υποφέρων για την DFT-S bit loaded DMT

Με χρήση της βέλτιστης τιμής του παράγοντα Crest Factor ίση με 3.41, επιτυγχάνεται ρυθμός μετάδοσης για μήκος ίνας 100m SI-POF ίνας, 1.28Gbps, ενώ το μέσο ber μετράται σε  $1.75E-3$ .

## 5.6 Συμπεράσματα

Στο παρόν κεφάλαιο, εξετάστηκε η μεγιστοποίηση του ρυθμού μετάδοσης με την τεχνική δυναμικής προσαρμογής του ρυθμού μετάδοσης (RABL), σύμφωνα με την οποία η κλασική διαμόρφωση DMT μπορεί να μεταφέρει διαφορετικό αριθμό bit ανά υποφέρων για ένα συγκεκριμένο κανάλι με δεδομένη κατανομή SNR ανά υποφέρων. Ως ένα τέτοιο κανάλι μπορεί να θεωρηθεί το IM/DD κανάλι με χρήση της SI-POF ίνας. Προκειμένου να αυξηθεί ο ρυθμός μετάδοσης μέσω ενός τέτοιου καναλιού, έγινε συνδυασμός της τεχνικής δυναμικής προσαρμογής ρυθμού στο πρόσωπο των διαμορφώσεων DFT-Spread DMT και CDMA-DMT.

Η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης με χρήση της Rate Adaptive τεχνικής στη διαμόρφωση DFT Spread επιβεβαιώθηκε τόσο με τη βοήθεια των προσομοιώσεων που έλαβαν χώρα, όσο και με την πειραματική διερεύνηση. Με τον τρόπο αυτό, αυξήθηκε ο ρυθμός μετάδοσης στα 2.67Gbps για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας. Ο ρυθμός αυτός είναι μεγαλύτερος σε σύγκριση με την απόδοση της DMT (bit loaded DMT-2.37Gbps), στην περίπτωση που χρησιμοποιείται η ίδια τεχνική. Επιπλέον, με χρήση της τεχνικής AC για βέλτιστη τιμή του παράγοντα Crest Factor ίση με 3.1, ο ρυθμός αυξήθηκε στα 2.81Gbps έναντι του αντίστοιχου ρυθμού 2.68Gbps της bit loaded DMT με χρήση clipping. Η απόδοση της DFT-S ως προς το ρυθμό μετάδοσης σε σχέση με την bit loaded DMT επαληθεύτηκε και για διάδοση στα 100m SI-POF ίνας. Ειδικότερα, ο ρυθμός μετάδοσης που επετεύχθη ήταν 1.203Gbps για μέσο BER ίσο με  $1.68E-3$ . Στην περίπτωση της DFT-S bit loaded DMT, ο αλγόριθμος που εφαρμόστηκε δεν ήταν ο βέλτιστος, όπως αποτελεί ο RABL για την DMT. Τέλος, η συνδυασμένη χρήση της CDMA-DMT και της τεχνικής RABL προσέδωσε βελτίωση με ταυτόχρονη αύξηση στον τελικό ρυθμό μετάδοσης για τις περιπτώσεις διάδοσης στα 50m και 100m SI-POF ίνας.



## 6. Σύνοψη και προτάσεις για μελλοντική έρευνα

Στο πλαίσιο της παρούσας διδακτορικής διατριβής εισήχθησαν και εξετάστηκαν προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων που βασίζονται στη διάχυση των συμβόλων και τεχνικές επεξεργασίας σήματος για μεταδόσεις μέσω καναλιών με πλαστικές οπτικές ίνες SI-POF 1mm με χρήση διαμόρφωσης έντασης και άμεση φώραση (IM/DD) σε δίκτυα μικρής κλίμακας. Η μελέτη της επίδοσης των σχημάτων διαμόρφωσης και των τεχνικών αυτών καταρχήν βασίστηκε στα αποτελέσματα της αριθμητικής διερεύνησης μέσω προσομοιώσεων, που έλαβαν χώρα στο υπολογιστικό περιβάλλον MATLAB/Simulink και εν συνεχεία, στην πειραματική διερεύνηση με χρήση πειραματικών διατάξεων. Από τη σύγκριση των αριθμητικών-θεωρητικών αποτελεσμάτων με τα πειραματικά, εξήχθησαν τα ακόλουθα συμπεράσματα:

α) Η εισαγωγή ενός σχήματος διαμόρφωσης, όπως είναι η DFT-Spread DMT για μετάδοση μέσω της SI-POF ίνας του 1mm σε δίκτυα μικρής κλίμακας, αποτελεί μια υποσχόμενη λύση για την αποδοτική αξιοποίηση του σχετικά μικρού διαθέσιμου εύρους ζώνης των SI-POF ινών. Η διαμόρφωση αυτή επέδειξε ιδιαίτερα χαρακτηριστικά ως προς την απόδοσή της σε σύγκριση με τη συμβατική διαμόρφωση DMT τόσο ως προς τον παράγοντα της πιθανότητας σφάλματος bit, όσο και ως προς τον τελικό ρυθμό μετάδοσης. Ειδικότερα, για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας επετεύχθη με χρήση της DFT-Spread PEAK εκδοχής αύξηση του ρυθμού μετάδοσης κατά 500Mbps, ενώ παρόμοια ήταν η απόδοση της DFT-Spread NORM εκδοχής με τελικό ρυθμό μετάδοσης 1.75Gbps σε σχέση με την απόδοση της κλασσικής διαμόρφωσης DMT. Η βελτιωμένη αυτή απόδοση της οφείλεται στο γεγονός ότι διαθέτει ως εγγενές χαρακτηριστικό μικρότερο λόγο PAPR, καθώς και στο ότι ως τεχνική διάχυσης καθίσταται ανεκτική ως προς το θόρυβο και τις απώλειες του καναλιού.

Σε συνδυασμό με την τεχνική δυναμικής προσαρμογής ρυθμού μετάδοσης (RABL), η τεχνική DFT-S επέδειξε ομοίως βελτιωμένη απόδοση σε σχέση με την DMT ως προς τον παράγοντα τόσο του μέσου BER και του BER ανά υποφέρον, όσο και του τελικού ρυθμού μετάδοσης. Ο ρυθμός μετάδοσης για διάδοση στα 50m SI-POF ίνας, που επετεύχθη ήταν 2.67Gbps έναντι του αντίστοιχου ρυθμού 2.37Gbps για την περίπτωση της DMT. Επίσης, σε συνδυασμό με την τεχνική μείωσης του λόγου PAPR η επίδοση του DFT-S συστήματος αυξήθηκε με τελικό ρυθμό μετάδοσης τα 2.81Gbps.

Στην περίπτωση της DFT-S Bit Loaded DMT, ο αλγόριθμος που εφαρμόστηκε δεν ήταν ο βέλτιστος, όπως αποτελεί ο RABL για την DMT.

β) Η χρήση μιας άλλης τεχνικής διάχυσης, της CDMA-DMT, συνιστά επίσης μια ενδιαφέρουσα πρόταση για μετάδοση μέσω της SI-POF ίνας του 1mm σε δίκτυα μικρής κλίμακας. Η απόδοση της τεχνικής αυτής βασίζεται στα πλεονεκτήματα τόσο της OFDM (μετάδοση πολλών υπο-καναλιών), όσο και της κλασσικής διαμόρφωσης DS-CDMA (διάχυση των συμβόλων με χρήση ορθογώνιων κωδίκων-ακολουθιών). Στην περίπτωση διάδοσης στα 50m SI-POF ίνας, η CDMA-DMT παρουσίασε ιδιαίτερη απόδοση ως προς την πιθανότητα σφάλματος ιδιαίτερα στους χαμηλούς ρυθμούς για όλες τις περιπτώσεις του συντελεστή διάχυσης  $L$  σε σχέση με την καθιερωμένη DMT. Ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης που επετεύχθη ήταν 1.73Gbps. Επίσης, η CDMA-DMT παρουσίασε βελτιωμένη απόδοση στην περίπτωση διάδοσης στα 100m SI-POF ίνας. Η τελευταία για συντελεστή διάχυσης  $L=2$  σε συνδυασμό με την τεχνική δυναμικής προσαρμογής του ρυθμού μετάδοσης, που χρησιμοποιεί την έννοια του ισοδύναμου υποφέροντος, επέδειξε ρυθμό μετάδοσης 2.55Gbps.

Στο πλαίσιο της βελτίωσης των οπτικών επικοινωνιών για δίκτυα μικρής κλίμακας με μετάδοση σε IM/DD κανάλια με SI-POF ίνες, η ερευνητική προσπάθεια της παρούσας διατριβής παρουσίασε διεξοδικά συγκεκριμένες τεχνικές μετάδοσης με στόχο την άρση των περιορισμών, που θέτει το μέσο διάδοσης. Οι τεχνικές που εφαρμόστηκαν, καθώς

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

και τα αποτελέσματα που παρήχθησαν σε συνδυασμό με καινοτόμες διαμορφώσεις και νέες τεχνικές επεξεργασίας σήματος, δύναται να αποτελέσουν τον κύριο άξονα μιας μελλοντικής έρευνας σχετικής με τη μετάδοση σε IM/DD κανάλια μέσω SI-POF ίνας.

Για την αύξηση της απόδοσης της διαμόρφωσης DFT-S θεωρείται σκόπιμη η ανάπτυξη ενός βέλτιστου αλγορίθμου για τη μεγιστοποίηση του ρυθμού μετάδοσης σε κανάλια IM/DD με χρήση SI-POF ινών σε αντιστοιχία της τεχνικής RABL, η οποία αποτελεί βέλτιστη λύση για την περίπτωση της DMT. Επίσης, από ερευνητική σκοπιά θα παρουσίαζε ενδιαφέρον η χρήση της CDMA-DMT σε συνδυασμό με τα πλεονεκτήματα των τεχνικών MIMO για υλοποίηση πομποδέκτη MIMO/CDMA-DMT με χρήση ορθογώνιων ακολουθιών, προκειμένου να αυξηθούν οι επιδόσεις του συστήματος ως προς το ρυθμό μετάδοσης. Η ίδια κατεύθυνση θα μπορούσε να διερευνηθεί και για την DFT-S.

Στην παρούσα διατριβή μελετήθηκε ως τεχνική μείωσης του λόγου PAPR, η AC τεχνική, η οποία επέδειξε ικανοποιητικά αποτελέσματα στην απόδοση των συστημάτων. Ως μελλοντική συνέχεια αυτής, καθίσταται αναγκαία η μελέτη αποδοτικότερων τεχνικών για τη μείωση του λόγου PAPR, όπως είναι η χρήση τεχνικών συμπίεσης  $a/u$  law και κατάλληλης κωδικοποίησης.

Τέλος, η υλοποίηση όλων των ανωτέρω τεχνικών σε συστήματα πραγματικού χρόνου με χρήση εξειδικευμένων αναπτυξιακών πλακετών DSP και FPGA για την ανάπτυξη τμημάτων του πομπού και του δέκτη με παράλληλη χρήση γρήγορων DAC/ADC μετατροπών για τη γένεση και τη λήψη των σημάτων θα μπορούσε να αποτελέσει αντικείμενο μιας μελλοντικής δραστηριότητας. Με σκοπό την αύξηση των επιδόσεων του συστήματος, κρίνεται αναγκαία η χρήση νέων οπτικών πηγών, όπως είναι τα RC-LED ή τα VCSEL lasers, οι οποίες αποτελούν πηγές ιδιαίτερα αποδοτικές ως προς το εύρος ζώνης και την οπτική ισχύ εξόδου τους.

## ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ – ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ – ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ

AC	Amplitude Clipping
ADC	Analog to Digital Converter
AWG	Arbitrary Waveform Generator
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase shift Keying
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CD	Compact Disc
CDMA	Code Division Multiple Access
CF	Crest Factor
CP	Cyclic Prefix
CR	Crest Factor
DAC	Digital to Analog Converter
DFE	Decision Feedback Equalizer
DFT	Discrete Fourier Transform
DFT-S	Discrete Fourier Transform Spread
DMT	Discrete Multitone Modulation
DS-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access
DVD	Digital Video Disc
EMI	Electromagnetic Interference
EVM	Error Vector Magnitude
FDE	Frequency Domain Equalization
FDM	Frequency Division Multiplexing
FEC	Forward Error Correction
FFE	Feed Forward Equalizer
FIR	Finite Impulse Response
FPGA	Field Programming Gate Array
Gbps	Giga Bit Per Second
GI-POF	Graded Index POF
GOF	Glass Optical Fiber
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFI	Inter Frame Interference
IIR	Infinite Impulse Response
IM/DD	Intensity Modulation Direct Detection
IP3	Intemodulation Products 3rd Order
ISI	Inter Symbol Interference
ISNR	Instantaneous Signal to Noise Ratio
LED	Light Emitting Diode
LMS	Least Mean Square
LTE	Long Term Evolution
MC-CDMA	Multi Carrier Code Division Multiple Access
MF	Matched Filter
ML	Maximum Likelihood
MMSE	Minimum Mean Square Error
NA	Numerical Aperature

Προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος σε ισχυρά πολύτροπες ίνες

NEP	Noise Equivalent Power
NF	Noise Figure
NRZ	Non Return to Zero
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OMA	Optical Modulation Amplitude
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PF GI-POF	Perfluorinated Graded Index Polymer Optical Fiber
PMMA	Poly-Methyl-Meth-Acrylate
POF	Plastic Optical Fiber
PN	Pseudo Noise
PSK	Phase Shift Keying
PWC	Peak Window Cancellation
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RABL	Rate Adaptive Bit Loading
RC-LED	Resonant Cavity-Light Emitting Diode
RF	Radio Frequencies
RLS	Recursive Least Square
ROF	Radio Over Fibers
SC-FDE	Single Carrier Frequency Domain Equalization
SC-FDMA	Single Carrier Frequency Division Multiple Access
SER	Symbol Error Rate
SF	Spreading Factor
SI-SMF	Step Index Single Mode Fiber
SNR	Signal to Noise Ratio
SSMF	Standard Single Mode Fibers
TDE	Time Domain Equalization
THD	Total Harmonic Distortion
TIA	Transimpedance Amplifier
VCSEL	Vertical Cavity Surface Emitting Laser
VSA	Vector Signal Analyzer
WLAN	Wireless Local Area Network
ZFE	Zero Forcing Equalizer

## ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] ETSI TS 105 175–1 V1.1.1, Access, Terminals, Transmission and Multiplexing (ATTM), Plastic Optical Fibre System Specifications for 100 Mbit/s and 1 Gbit/s, <http://www.etsi.org/WebSite/homepage.aspx>. Accessed January 2010.
- [2] M. Atef and H. Zimmermann, Optical Communication over Plastic Optical Fibers, Springer Series in Optical Sciences 172, DOI: 10.1007/978-3-642-30388-3\_1, Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2013.
- [3] P. Polishuk, Plastic optical fibers branch out. IEEE Commun. Mag. 44(9), 140–148 2006.
- [4] F. Breyer, "Multilevel Transmission and Equalization for Polymer Optical Fiber Systems", Doctoral Dissertation, Technical University of Munich, April, 2010.
- [5] S. Abrate, R. Gaudino and G. Perrone, "Step-Index PMMA Fibers and Their Applications, Current Developments in Optical Fiber Technology", Dr. Sulaiman Wadi Harun (Ed.), ISBN: 978-953-51-1148-1, In Tech, 2013, available from: <http://www.intechopen.com/books/current-developments-in-optical-fiber-technology/step-index-pmma-fibers-and-their-applications>.
- [6] IEC Recommendation "Optical fibres – Part 2-40: Product specifications – Sectional specification for category A4 multimode fibres", IEC 60793-2-40.
- [7] A. Nespola, S. Straullu, P. Savio, D. Zeolla, S. Abrate, D. Cardenas, J. C. Ramirez Molina, N. Campione, R. Gaudino, "First demonstration of real-time LED-based Gigabit Ethernet transmission of 50 m of A4a.2 SI-POF with significant system margin", 36th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC), Turin (Italy), 19-23 September 2010.
- [8] <http://pof.comoss.com/html/pof-product-series.html>.
- [9] Μ.Α.Φράγκος, «Μελέτη της οπτικής παραμετρικής ενίσχυσης και της εγκλειδωσης φάσης με έμφαση σε εφαρμογές υψηρών συστημάτων οπτικών επικοινωνιών», Διδακτορική διατριβή, Πανεπιστήμιο Αθηνών, 2013.
- [10] <http://www.firecomms.com/>
- [11] [http://www.femto.de/datasheet/DE-HSA-X-S-1G4-SI\\_R7.pdf](http://www.femto.de/datasheet/DE-HSA-X-S-1G4-SI_R7.pdf).
- [12] K. Peters, "Polymer optical fiber sensors—a review", Smart Mater. Struct., vol. 20, 17 pages, 2011.
- [13] A. Vallan, M.L. Casalicchio, A. Penna, G. Perrone, "An intensity based fiber accelerometer", IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), pp. 1078-1082, 2012.
- [14] A. Kulkarni, J. Na, Y. J. Kim, S. Baik, T. Kim, "An evaluation of the optical power beam as a force sensor", Opt. Fiber Technol., vol. 15, pp. 131-135, 2009.
- [15] S. Liehr, P. Lenke, M. Wendt, K. Krebber, M. Seeger, E. Thiele, H. Metschies, B. Gebreselassie, J.C. Munich, "Polymer optical fiber sensors for distributed strain measurement and application in structural health monitoring", IEEE Sensors Journal, vol. 9, pp. 1330-1338, 2009.
- [16] S. Abrate, G. Perrone, R. Gaudino, D. Perla, European Patent n. EP 1630527, , European Patent Office, 2007.
- [17] M. Olivero, G. Perrone, A. Vallan, S. Abrate, "Plastic optical fiber displacement sensor for cracks monitoring", Key Engineering Materials, vol. 347, pp. 487-492, 2007.
- [18] G. Perrone and A. Vallan, "A low-cost optical sensor for noncontact vibration measurements", IEEE Trans. Instr. Meas., vol. 58, pp. 1650-1656, 2009.
- [19] D. Cardenas, A. Nespola, P. Spalla, S. Abrate, and R. Gaudino, "A Media Converter Prototype for 10-Mb/s Ethernet Transmission Over 425 m of Large-Core Step-Index Polymer Optical Fiber," IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, vol. 24, no. 12, pp. 4946-4952, Dec. 2006.



- [20] J. Lee, "Discrete Multitone Modulation for Short-Range Optical Communications", Doctoral Dissertation, Eindhoven University of Technology, 2009.
- [21] D. Gloge, "Optical power flow in multimode fibers", *Bell Systems Technical Journal*, 51:1767-1783, 1972.
- [22] D. Gloge, "Impulse response of clad optical multimode fibers", *Bell Systems Technical Journal*, 3:801–816, 1973.
- [23] S. Savovic, B. Drljaca, and A. Djordjevich, "Influence of launch-beam distribution on bandwidth in step-index plastic optical fibers," *Appl. Opt.* 52, 1117-1121 (2013).
- [24] A. Djordjevich and S. Savovic. "Numerical solution of the power flow equation in step-index plastic optical fibers", *Journal of the Optical Society of America B*, 21:1437–1442, 2004.
- [25] S.C.J. Lee, H.P.A. van den Boom, R.L. Duijn, P. van Bennekom, J. Zeng, S. Randel, B. Spinnler, A.M.J. Koonen, "1.25 Gb/s transmission over 25 m of 1 mm standard step-Index Pmma polymer optical fiber for gigabit Ethernet", in 11th European Conference on Networks and Optical Communications (NOC 2006), Berlin, July 2006, pp. 110–117.
- [26] F. Breyer, S. Lee, D. Cardenas, S. Randel, N. Hanik, "Real-time gigabit Ethernet transmission over up to 25 m step-index polymer optical fibre using LEDs and FPGA-based signal processing", in 35th European Conference on Optical Communication (ECOC 2009), Vienna, Austria, Sept 2009, p. Paper 3.5.5.
- [27] O. Ziemann, L. Giehmann, P.E. Zamzow, H. Steinberg, D. Tu, "Potential of PMMA Based SI-POF for Gbps transmission in automotive applications", in The 9th International POF Conference, Cambridge, Oct 2000, pp. 44–48.
- [28] M. Atef, W. Gaberl, R. Swoboda, H. Zimmermann, "An integrated optical receiver for multilevel data communication over plastic optical fiber", *Analog Integr. Circuits Signal Process. J.* 67(1), 3–9 (2011).
- [29] F. Breyer, S. Lee, S. Randel, N. Hanik, "PAM-4 signalling for gigabit transmission over standard step-index plastic optical fibre using light emitting diodes", in 34th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC 2008), vol. 3, Brussels, Belgium, Sept 2008, pp. 81–82.
- [30] A. Antonino, S. Straullu, S. Abrate, A. Nespola, P. Savio, D. Zeolla, J.C.R. Molina, R. Gaudino, S. Loquai, J. Vinogradov, "Real-time gigabit ethernet bidirectional transmission over a single SI-POF up to 75 Meters", in OSA/OFC/NFOEC, 2011, p. OWA2.
- [31] S.C.J. Lee, F. Breyer, D. Cardenas, S. Randel, T. Koonen, "Real-time implementation of a 1.25-Gbit/s DMT transmitter for robust and low-cost LED-based plastic optical fiber applications", in 35th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC 2009), Vienna, Austria, Sept 2009, p. Paper 3.5.4.
- [32] B. Charbonnier, P. Urvoas, M. Ouzzif, J.L. Masson, J.D. Lambkin, M. O’Gorman, R. Gaudino, "EU project POF-PLUS: Gigabit transmission over 50 m of step-index plastic optical fibre for home networking", in Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC 2009), March 2009, p. OWR4.
- [33] S. Randel, S. Lee, B. Spinnler, F. Breyer, H. Rohde, J. Walewski, A.M.J. Koonen, A. Bluschke, "1 Gbit/s transmission with 6.3 bit/s/Hz spectral efficiency in a 100 m standard 1 mm step-index plastic optical fibre link using adaptive multiple sub-carrier modulation", in 32th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC 2006), Cannes, France, Post dead line Paper Th4.4.1, Sept 2006.

- [34] M. Atef, R. Swoboda, H. Zimmermann, "Gigabit transmission over PMMA step-index plastic optical fiber using an optical receiver for multilevel communication", in 36th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC) (Torino, Italy, 2010) p. 6.02.
- [35] M. Atef, R. Swoboda, H. Zimmermann, "An optical receiver for eight-level data communication over step index plastic optical fiber", *J. Opt. Commun.* 283(11), 2350–2352, 2010.
- [36] C. Zerna, J. Sundermeyer, A. Fiederer, N. Verwaal, B. Offenbeck, N. Weber, "Integrated PAM2 decision feedback equalizer for gigabit ethernet over standard SI-POF using red LED", in 36th European Conference on Optical Communication (ECOC), 2010, p. We.6.B.4.
- [37] KDPOF, "Demonstration of 1 Gbps over 50 m of Low Cost SI-POF with KDPOF Technology", <http://www.kdpof.com>, June 2010, pp. 1–5.
- [38] M. Atef, R. Swoboda, H. Zimmermann, "1.25 Gbit/s over 50 m step-index plastic optical fiber using a fully integrated optical receiver with an integrated equalizer", *J. Lightwave Technol.* 30(1), 118–122, 2012.
- [39] A. Nespola, S. Straullu, P. Savio, D. Zeolla, J.C.R. Molina, S. Abrate, R. Gaudino, "A new physical layer capable of record gigabit transmission over 1 mm step index polymer optical fiber", *J. Lightwave Technol.* 28(20), 2944–2950 (2010).
- [40] S.C. Lee, et al, "Discrete Multitone Modulation for Maximizing Transmission Rate in Step-Index Plastic Optical Fibers," *Lightwave Technology, Journal of* , vol.27, no.11, pp.1503,1513, June1, 2009.
- [41] US patent, 174,465, "Improvement in Telegraphy", Alexander Graham Bell, 7 March 1876.
- [42] R.W. Chang, *Bell Sys. Tech. J.* 45, 1775–1796, 1966.
- [43] S. Weinstein and P. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform", *IEEE Transactions on Communications*, 19(5), 628–634, 1971.
- [44] A. Peled, A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms", in *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 5, pp. 964–967, April 1980.
- [45] L.J. Cimini, *IEEE Trans. Commun.* COM-33, 665–675, 1985.
- [46] Q. Pan, and R. J. Green, "Bit-error-rate performance of lightwave hybrid AM/OFDM systems with comparison with AM/QAM systems in the presence of clipping impulse noise," *IEEE Photon. Technol. Lett.* 8, 278–280, 1996.
- [47] R. You and J.M Kahn, "Average power reduction techniques for multiple-subcarrier intensity-modulated optical signals", *ICC 2000, IEEE International Conference on Communications*, Vol. 3, pp. 1620-1627, 2000.
- [48] B.J. Dixon, R.D. Pollard, S. Iezekiel, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 49, 1404–1409, 2001.
- [49] N.E. Jolley, H. Kee, R. Rickard, J. Tang, Generation and propagation of a 1550 nm 10 Gbit/s optical orthogonal frequency division multiplexed signal over 1000m of multimode fibre using a directly modulated DFB, OFC, Paper OFP3 *Proceedings*, Anaheim, CA, 2005.
- [50] A. J. Lowery and J. Armstrong, "Orthogonal-frequency-division multiplexing for dispersion compensation of long-haul optical systems," *Opt. Express* 14(6), 2079–2084, 2006.
- [51] A.J. Lowery, L. Du, J. Armstrong, "Orthogonal frequency division multiplexing for adaptive dispersion compensation in long haul WDM systems," *Optical fiber communication conference*, Anaheim, CA, p. 39, 2006.

- [52] I. Djordjevic and B. Vasic, "Orthogonal frequency division multiplexing for high-speed optical transmission," *Opt. Express* 14, 3767-3775, 2006.
- [53] W. Shieh, Y. Tang, "Transmission experiment of multi-gigabit coherent optical OFDM systems over 1000km SSMF fibre," *Electronics Letters*, vol.43, no.3, pp.183,184, Feb. 1 2007.
- [54] Q. Yang, Y. Ma, W. Shieh, 107 Gb/s coherent optical OFDM reception using orthogonal band multiplexing, in *Proceedings of the Optical Fiber Communication Conference*, PDP 7, 2008.
- [55] S.L. Jansen et al., 10 \_121:9-Gb/s PDM-OFDM transmission with 2b/s/Hz spectral efficiency over 1,000km of SSMF, in *Proceedings of OFC*, paper PDP2, San Diego, USA, 2008.
- [56] E. Yamada, A. Sano, H. Masuda, E. Yamazaki, T. Kobayashi, E. Yoshida, K. Yonenaga, Y. Miyamoto, K. Ishihara, Y. Takatori, T. Yamada, H. Yamazaki, "1Tb/s (111Gb/s/chX10ch) no-guard-interval COOFDM transmission over 2100 km DSF", *OECC/ACOFT conference*, paper PDP6, 2008.
- [57] G. D. Bergland, "Numerical Analysis: A Fast Fourier Transform Algorithm for Real-Valued Series," *Commun. ACM*, vol. 11, no. 10, pp. 703-710, 1968.
- [58] H. Sorensen, D. Jones, M. Heideman, and C. Burrus, "Real-valued fast Fourier transform algorithms," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 35, no. 6, pp. 849-863, June 1987.
- [59] W. Henkel, G. Taubock, P.Odling, P.O Borjesson, N. Petersson, "The cyclic prefix of OFDM/DMT - an analysis," *Broadband Communications*, 2002. Access, Transmission, Networking. 2002 International Zurich Seminar on , vol., no., pp.22-1,22-3, 2002.
- [60] T. Pollet and M. Peeters, "Synchronization with DMT modulation," *Communications Magazine*, IEEE, vol. 37, no. 4, pp. 80 - 86, Apr 1999.
- [61] P. H. Moose, "A Technique for Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Frequency Offset Correction," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, no. 10, pp. 2908 -2914, 1994.
- [62] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 12, pp. 1613 -1621, Dec 1997.
- [63] U. Lambrette, M. Speth, and H. Meyr, "A New Symbol Timing Recovery Algorithm for OFDM Systems," *IEEE Communication Letters*, vol. 1, no. 2, pp. 46 - 48,, 1997.
- [64] J. G. Proakis, *Digital Communications (-4th ed.)*. McGraw-Hill, 2001.
- [65] D. J. G. Mestdagh, "Calculation of ADC Resolution for DMT Modulation," *Electronics Letters*, vol. 31, no. 16, pp. 1315 - 1316, Aug 1995.
- [66] H.G. Myung, Unsung Lim, D. Goodman, D., "Single carrier FDMA for uplink wireless transmission," *Vehicular Technology Magazine*, IEEE, vol.1, no.3, pp.30, 38, Sept. 2006.
- [67] Y. Tang, W. Shieh, B.S. Krongold, "DFT-Spread OFDM for Fiber Nonlinearity Mitigation," *Photonics Technology Letters*, IEEE , vol.22, no.16, pp.1250,1252, Aug.15, 2010.
- [68] D. Falconer, S.L Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *Communications Magazine*, IEEE , vol.40, no.4, pp.58,66, Apr. 2002.
- [69] J. Armstrong, "OFDM for Optical Communications," *J. Lightwave Technol.* 27, 189-204, 2009.
- [70] M.D Nisar, H. Nottensteiner, T. Hindelang, "On Performance Limits of DFT Spread OFDM Systems," *Mobile and Wireless Communications Summit*, 2007. 16th IST , vol., no., pp.1,4, 1-5 July 2007.

- [71] H. Sari, G. Karam and I. Jeanclaude, "Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting," IEEE Commun. Mag., vol. **33**, no. 2, pp. 100–109, Feb. 1995,.
- [72] A.V. Oppenheim, R.W. Schaffer, and J.R. Buck, Discrete-Time Signal Processing, Prentice Hall, 2nd edition, 1999.
- [73] G.K. Kaleh, "Channel Equalization for Block Transmission Systems," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 13, no. 1, Jan. 1995, pp. 110–121.
- [74] M.V. Clark, "Adaptive Frequency-Domain Equalization and Diversity Combining for Broadband Wireless Communications," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. **16**, no. 8, pp. 1385–1395, Oct. 1998.
- [75] M. Tuchler, and J. Hagenauer, "Linear Time and Frequency Domain Turbo Equalization," Proc. IEEE 53rd Veh. Technol. Conf. (VTC), vol. **2**, pp. 1449–1453, May 2001.
- [76] N. Benvenuto, and S. Tomasin, "Iterative Design and Detection of a DFE in the Frequency Domain," IEEE Trans. Commun., vol. **53**, no. 11, pp. 1867–1875, Nov. 2005.
- [77] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 3rd ed., Ch. 10, Prentice-Hall, 1996.
- [78] K. Fazel and S. Kaiser, Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems. England, U.K.: Wiley, 2003.
- [79] C. Tang and V. J. Stolzman, "Multiple users adaptive modulation schemes for MC-CDMA," in Proc. IEEE GLOBECOM, vol. 6, Nov./Dec. 2004, pp. 3823–3827.
- [80] K. Fazel, "Performance of CDMA-OFDM for mobile communications," in Proc. IEEE Int. Conf. Universal Personal Communications, 1993, pp. 975–979.
- [81] S. Hara, and R. Prasad, "Overview of Multicarrier CDMA", IEEE Comm. Mag., vol. 35, no.11, Dec. 1997, pp. 126-133, 1997.
- [82] R.A. Shafik, S. Rahman, R. Islam, "On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics," Electrical and Computer Engineering, 2006. ICECE '06. International Conference on , vol., no., pp.408,411, 19-21 Dec. 2006.
- [83] <http://www.chase2000.com/da12000.shtml>.
- [84] [http://en.wikipedia.org/wiki/Bias\\_tee](http://en.wikipedia.org/wiki/Bias_tee)
- [85] <http://www.gage-applied.com/digitizers/8-bit/pcie/compuscope-cobra-express.htm>
- [86] [http://www.picosecond.com/product/category.asp?pd\\_id=1](http://www.picosecond.com/product/category.asp?pd_id=1)
- [87] [http://www.oemarket.com/product\\_info.php?products\\_id=195](http://www.oemarket.com/product_info.php?products_id=195)
- [88] <http://www.leoni-fiber-optics.com/fileadmin/bu/fo/produkte/pdf/fasern/en/pof/pof-standard.pdf>
- [89] L. Chen, B. Krongold, and J. Evans, "Performance evaluation of optical OFDM systems with nonlinear clipping distortion," Communications, 2009. ICC'09. IEEE International Conference on. IEEE, 2009.
- [90] S. Mikroulis, S. Karabetos, E. Pikasis, A. Chipouras and A. Nassiopoulos, "Evaluation of the performance of a Distributed Feedback Laser (DFB) for RF signals propagation and Radio-Over-Fiber Applications", in Proc. TEMU 2006 (International Conference on Telecommunications and Multimedia), Crete, Greece, July 2006.
- [91] E. Zentner and S.Z. Pilinsky, "Performance limitations in an OFDM system due to non-linearities," ELMAR, 2009. ELMAR '09. International Symposium , vol., no., pp.255,258, 28-30 Sept. 2009.
- [92] C.L Liu, "The effect of nonlinearity on a QPSK-OFDM-QAM signal", Consumer Electronics, IEEE Transactions on, 43(3), 443-447, 1997.
- [93] C. Muschallik, "Improving an OFDM reception using an adaptive Nyquist windowing," Consumer Electronics, IEEE Transactions on , vol.42, no.3, pp.259,269, Aug 1996.

- [94] S.H. Han, J.H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," *Wireless Communications, IEEE*, vol.12, no.2, pp.56,65, April 2005.
- [95] J. Armstrong, "Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering," *Electronics Letters*, vol.38, no.5, pp.246,247, 28 Feb 2002.
- [96] H. Ochiai and H. Imai, "On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals," *Communications, IEEE Transactions on*, vol.49, no.2, pp.282,289, Feb 2001.
- [97] T. Jiang, Y.Wu, "An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals," *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol.54, no.2, pp.257,268, June 2008.
- [98] X. Li, L.J. Cimini, "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," *Communications Letters, IEEE*, vol.2, no.5, pp.131,133, May 1998.
- [99] S. Han, and J.H Lee. "Modified selected mapping technique for PAPR reduction of coded OFDM signal." *Broadcasting, IEEE Transactions on* 50.3 (2004): 335-341.
- [100] P. Van Eetvelt, G. Wade, and M. Tomlinson. "Peak to average power reduction for OFDM schemes by selective scrambling." *Electronics letters* 32.21 (1996): 1963-1964.
- [101] S.H. Han, and J.H Lee. "PAPR reduction of OFDM signals using a reduced complexity PTS technique." *Signal Processing Letters, IEEE* 11.11: 887- 890, 2004.
- [102] T. Jiang and G.Zhu, "Nonlinear companding transform for reducing peak-to-average power ratio of OFDM signals," *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol.50, no.3, pp.342,346, Sept. 2004.
- [103] X. Wang, T.T. Tjhung, C.S Ng, "Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM system using a companding technique," *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol.45, no.3, pp.303,307, Sep 1999.
- [104] J. M. Cioffi, "Advanced Digital Communication (Course Reader)", [Online] Available: <http://www.stanford.edu/class/ee379c>, June 2008.
- [105] P. S. Chow, J. M. Cioffi, and J. A. C. Bingham, "A Practical Discrete Multitone Transceiver Loading Algorithm for Data Transmission over Spectrally Shaped Channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 234, pp. 773 - 775, Feb/Mar/Apr 1995.
- [106] R. Gallager, *Information Theory and Reliable Communication*. Wiley, 1968.
- [107] B. Cardiff, M.F Flanagan, F. Smyth, L.P Barry, A.D Fagan, "On Bit and Power Loading for OFDM Over SI-POF," *Lightwave Technology, Journal of*, vol.29, no.10, pp.1547,1554, May15, 2011.