



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

**Μελέτη και προσομοίωση διατάξεων οπτικών διαμορφωτών για  
σύμφωνα οπτικά δίκτυα υψηλής χωρητικότητας**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**Αγκίτα Γκότζαϊ**

**Επιβλέπων:** Ηρακλής Αβραμόπουλος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Νοέμβριος 2017





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

**Μελέτη και προσομοίωση διατάξεων οπτικών διαμορφωτών για  
σύμφωνα οπτικά δίκτυα υψηλής χωρητικότητας**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

Αγκίτα Γκότζαϊ

**Επιβλέπων:** Ηρακλής Αβραμόπουλος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή

.....  
Αβραμόπουλος Ηρακλής  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....  
Νικόλαος Ουζούνογλου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....  
Γεώργιος Φικιώρης  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Νοέμβριος 2017

.....

**Αγκίτα Γκότζαϊ**

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

© Αγκίτα Γκότζαϊ 2017

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

# Περίληψη

Η ραγδαία αύξηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης σε συνδυασμό με τον κορεσμό της χωρητικότητας της συμβατικής οπτικής ίνας θέτει ως ζητούμενο την επίτευξη αποδοτικότερης χρήσης όλων των χαρακτηριστικών τα οποία προσφέρει η οπτική τεχνολογία. Η αναζήτηση αυτή οδήγησε, τα τελευταία χρόνια, στη μελέτη και βελτίωση πολλών επιμέρους στοιχείων των οπτικών δικτύων. Μια εδραιωμένη τεχνική στις ψηφιακές επικοινωνίες για την αύξηση της χωρητικότητας ενός συστήματος είναι η χρήση σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης, και συγκεκριμένα τα πολυεπίπεδα σχήματα ορθογωνικής διαμόρφωσης πλάτους (MQAM). Η διεϊσδυση των σχημάτων αυτών σε οπτικά δίκτυα, τα οποία βασίζονται σε σύμφωνους οπτικούς δέκτες, προσφέρει αυξανόμενη ευελιξία και δυνατότητες προγραμματισμού του δικτύου.

Μια ευρέως αποδεκτή προσέγγιση για την επίτευξη πολυεπίπεδων σχημάτων QAM είναι η χρήση δύο παράλληλων Mach – Zehnder διαμορφωτών (MZM), που ισοδυναμούν με έναν IQ διαμορφωτή (IQMZM). Το βασικό μειονέκτημα αυτής της προσέγγισης εντοπίζεται στην ανάγκη για πολύπλοκες αρχιτεκτονικές Ηλεκτρονικών Μετατροπών Ψηφιακού-σε-Αναλογικό σήμα (DACs) υψηλής ταχύτητας και εύρους ζώνης (> 28 GHz) για τη δημιουργία των κατάλληλων σημάτων οδήγησης των οπτικών διαμορφωτών. Μια εναλλακτική τεχνική είναι η αξιοποίηση της άμεσης ψηφιακής οδήγησης (Direct Digital Driving - DDD) που επιτρέπει την παραγωγή σχημάτων ανώτερης τάξης με την χρήση δυαδικών σημάτων τάσης και χρήση Διαμορφωτών Τμηματοποιημένου Ηλεκτροδίου (Segmented Electrode Mach-Zehnder Modulator - SEMZM).

Στην παρούσα διπλωματική εργασία παρουσιάζεται η μοντελοποίηση και μελέτη διαμορφωτών που χρησιμοποιούνται ευρύτατα στους σύμφωνους οπτικούς πομποδέκτες. Υλοποιείται σε περιβάλλον MATLAB ένας κλασικός IQ Mach-Zehnder διαμορφωτής και ένας Διαμορφωτής Τμηματοποιημένου Ηλεκτροδίου Mach-Zehnder όπου προσομοιώνεται η τεχνική της άμεσης ψηφιακής οδήγησης. Επιπλέον παρουσιάζεται μια εκτενής μελέτη της επίδοσης των διαμορφωτών αυτών για QAM σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης.

## Λέξεις Κλειδιά

Σύμφωνα Οπτικά Δίκτυα, Σύμφωνοι Οπτικοί Πομποί, Οπτικοί Διαμορφωτές, Σχήματα Διαμόρφωσης QAM, Διαμορφωτής Mach-Zehnder (MZM), Διαμορφωτής IQ (IQM), Διαμορφωτής Τμηματοποιημένου Ηλεκτροδίου (SEMZM), MATLAB



# Abstract

The ever-growing telecommunication traffic, combined with the saturation of the standard mode fiber capacity, poses a challenge to achieving a more efficient usage of components and subsystems offered by the optical technology. During the last decade, significant advancements on the area of optical transceivers' technology have been achieved, including various approaches on the electro-optic modulators design. Moreover, advanced modulation schemes (such as Multilevel Quadrature Amplitude Modulation schemes - MQAM), already mature on digital and wireless communications, are already employed in the state-of-the-art optical systems in order to increase the overall system capacity. In order to leverage from these benefits and offer flexibility to the current static network, coherent detection is a vital part of the next-generation optical systems.

A widely accepted approach for generating multilevel QAM schemes is employing two parallel Mach – Zehnder modulators (MZM) as the optical equivalent of an IQ modulator (IQM). However, generation of the appropriate multilevel driving signals relies on sophisticated architectures of high-speed electronics (Digital-to-Analog Converters (DACs) with bandwidth  $> 28$  GHz), thus increasing the cost of a high-capacity transceiver. An alternative approach that eliminates the need of high-performance DACs is the Direct Digital Driving (DDD) of Segmented Electrode Mach-Zehnder Modulators (SEMZM). This technique allows for the generation of high order modulation schemes utilizing binary driving signals.

In this diploma thesis we model and study modulator topologies employed in the current and next-generation coherent optical transceivers. Models of a conventional IQ Mach-Zehnder modulator and a Segmented Electrode Mach-Zehnder Modulator (SEMZM) are implemented in MATLAB. In addition, a detailed study of these modulators' performance for high order QAM schemes is presented.

## Key Words

Coherent Optical Networks, Coherent Optical Transmitters, Optical Modulators, QAM Modulation Schemes, Mach-Zehnder Modulator (MZM), IQ-MZM, Segmented Electrode MZM (SEMZM), MATLAB





# Ευχαριστίες

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε κατά τη διάρκεια του εαρινού εξαμήνου του ακαδημαϊκού έτους 2017. Θα ήθελα να εκφράσω τη βαθιά μου ευγνωμοσύνη στον Καθηγητή κύριο Ηρακλή Αβραμόπουλο, επικεφαλής του Εργαστηρίου Φωτονικών Επικοινωνιών, όχι μόνο για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με μία διπλωματική από την οποία έμαθα πολλά αλλά και για τον ενθουσιασμό που μου μετέδωσε για το χώρο της φωτονικής.

Θα ήθελα να προσφέρω τις ιδιαίτερες ευχαριστίες μου στο μέλος του Εργαστηρίου και υποψήφιο διδάκτορα Νικόλαο Αργύρη, ο οποίος μου παρείχε συνεχή καθοδήγηση, πολύτιμες πληροφορίες και χρήσιμες συμβουλές καθ' όλη τη διάρκεια της πραγματοποίησης της εργασίας.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τους φίλους και συμφοιτητές μου για την συναισθηματική και έμπρακτη υποστήριξη όλα αυτά τα χρόνια ακαδημαϊκής συμπόρευσης.

Τέλος, θα ήθελα να εκφράσω τη βαθύτατη ευγνωμοσύνη στην οικογένειά μου που μου παρείχε συνεχώς τις καλύτερες συνθήκες για την πραγματοποίηση των στόχων και των φιλοδοξιών μου καθώς και για τη μακροχρόνια στήριξη της σχολικής και ακαδημαϊκής μου σταδιοδρομίας.



# Περιεχόμενα

<b>Περίληψη</b> .....	<b>5</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>7</b>
<b>Ευχαριστίες</b> .....	<b>9</b>
<b>Λίστα Σχημάτων</b> .....	<b>13</b>
<b>Κεφάλαιο 1<sup>ο</sup>: Σύμφωνα Οπτικά Συστήματα</b> .....	<b>15</b>
1.1 Τηλεπικοινωνιακή κίνηση στα Οπτικά Δίκτυα .....	15
1.2 Σύμφωνα Οπτικά Συστήματα .....	16
1.3 Αρχή Σύμφωνας ανίχνευσης/φώρασης .....	17
1.4 Αντικείμενο της Εργασίας – Επισκόπηση.....	19
<b>Κεφάλαιο 2<sup>ο</sup>: Σύμφωνα Οπτικοί Πομποδέκτες</b> .....	<b>21</b>
2.1 Οπτικοί Πομποί .....	21
2.2 Σύμφωνα Οπτικοί Δέκτες .....	26
2.3 Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος.....	30
<b>Κεφάλαιο 3<sup>ο</sup>: Τοπολογίες Οπτικών Διαμορφωτών</b> .....	<b>33</b>
3.1 Διαμόρφωση QAM.....	33
3.2 Οπτικοί Διαμορφωτές απλού ηλεκτροδίου .....	34
3.3 Οπτικοί Διαμορφωτές τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου.....	38
<b>Κεφάλαιο 4<sup>ο</sup>: Υλοποίηση σε λογισμικό MATLAB διαμορφωτή IQ και διαμορφωτή τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου</b> .....	<b>41</b>
4.1 Κατασκευή σημάτων.....	41
4.2 Μοντελοποίηση κλασσικού IQ διαμορφωτή .....	44
4.3 Μοντελοποίηση διαμορφωτή τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου .....	45
4.4 Μοντελοποίηση διαύλου μετάδοσης και λήψη.....	47
4.5 Δομικά διαγράμματα .....	48
<b>Κεφάλαιο 5<sup>ο</sup>: Προσομοίωση και μελέτη διαμορφωτή IQ και διαμορφωτή τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου</b> .....	<b>51</b>
5.1 Μελέτη κλασσικού IQ διαμορφωτή .....	52
5.2 Μελέτη διαμορφωτή τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου.....	58
5.3 Συγκριτική μελέτη .....	63
<b>Κεφάλαιο 6<sup>ο</sup>: Επίλογος</b> .....	<b>67</b>
6.1 Σύνοψη και συμπεράσματα .....	67
6.2 Περαιτέρω μελέτη .....	68
<b>Αναφορές – Βιβλιογραφία</b> .....	<b>71</b>
<b>Παράρτημα - Κώδικες MATLAB</b> .....	<b>75</b>
1 <sup>η</sup> Υλοποίηση διαμορφωτή IQ .....	75

2 <sup>η</sup> Υλοποίηση διαμορφωτή IQ .....	77
Υλοποίηση διαμορφωτή τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου .....	79

# Λίστα Σχημάτων

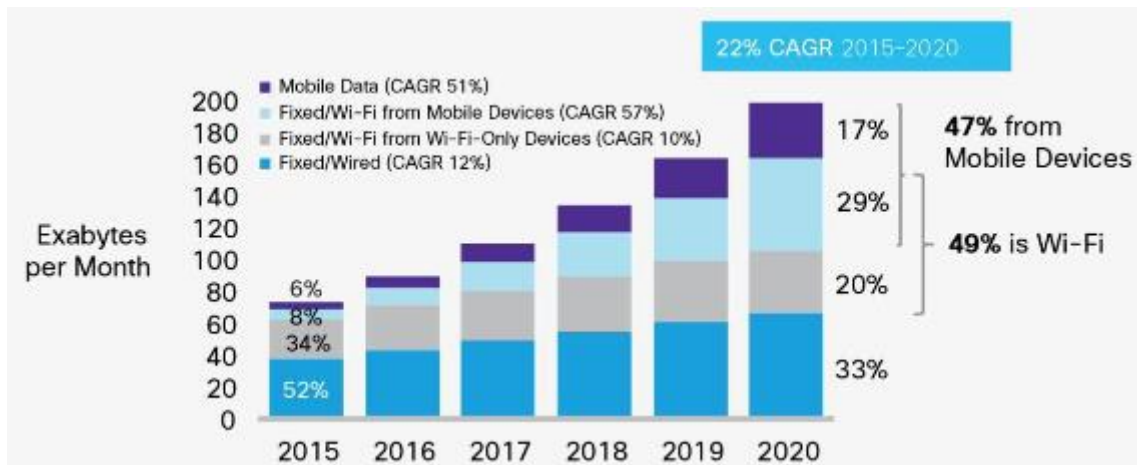
Σχήμα 1.1.1 Global IP Traffic [1].....	15
Σχήμα 1.2.1 Δομικό διάγραμμα σύμφωνης ανίχνευσης [9].....	16
Σχήμα 1.2.2 Σύστημα σύμφωνης οπτικής μετάδοσης $3 \times 100$ Gb/s PDM-QPSK με 16 WDM κανάλια και 50 GHz spacing για λόγους εγκυρότητας.[10].....	17
Σχήμα 1.3.1 Η αρχή σύμφωνης ανίχνευσης[2].....	18
Σχήμα 2.1.1 Δομή οπτικού πομπού.....	21
Σχήμα 2.1.2 ASK Πομπός [4].....	22
Σχήμα 2.1.3 Σειριακός DPSK πομπός [4].....	23
Σχήμα 2.1.4 Παράλληλος DPSK πομπός[4].....	23
Σχήμα 2.1.5 Star QAM πομπός [4].....	24
Σχήμα 2.1.6 Συμβατικός IQ πομπός για τετραγωνικό QAM [4].....	24
Σχήμα 2.1.7 Σειριακός πομπός για τετραγωνικό QAM [4].....	25
Σχήμα 2.1.8 Ενισχυμένος IQ πομπός και Tandem-QPSK πομπός για τετραγωνικό QAM [4].....	25
Σχήμα 2.1.9 Τετραπλός παράλληλος MZM πομπός για τετραγωνικό QAM [4].....	26
Σχήμα 2.2.1 Δομή συμβολόμετρου καθυστέρησης[4].....	27
Σχήμα 2.3.1 Διάγραμμα ροής ψηφιακής επεξεργασίας σήματος στον δέκτη[20].....	31
Σχήμα 3.1.1 Κυκλικός και Τετραγωνικός αστερισμός για 16-QAM διαμόρφωση.....	34
Σχήμα 3.2.1 Διαμορφωτής Φάσης[4].....	34
Σχήμα 3.2.2 Διαμορφωτής Mach-Zehnder[4].....	35
Σχήμα 3.2.3 Περιοχές λειτουργίας MZM [4].....	36
Σχήμα 3.2.4 IQ Διαμορφωτής [4].....	37
Σχήμα 3.2.5 Αρχή IQ διαμόρφωσης[4].....	38
Σχήμα 3.3.1 Διαμορφωτής τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου 64-QAM [12].....	39
Σχήμα 3.3.2 Επίδοση διαμορφωτή τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου 64-QAM για διαφορετικά πλήθη ηλεκτροδίων[12].....	40
Σχήμα 4.1.1 Απόκριση συχνότητας και κρουστική απόκριση raised cosine παλμού[28].....	43
Σχήμα 4.1.2 Οπτικό σήμα εισόδου.....	43
Σχήμα 4.2.1 Περιοχή λειτουργίας MZM στο σημείο ελάχιστης μετάδοσης σε push-pull mode – κατά το signal scaling.....	45
Σχήμα 4.3.1 Απεικόνιση θορύβου και σφάλματος κβαντισμού [34].....	46
Σχήμα 4.5.1 Δομικά διαγράμματα αλγόριθμου προσομοίωσης.....	49
Σχήμα 5.1.1 Διαγράμματα αστερισμού μετά τη διαμόρφωση για 16-QAM και driving σήμα τετραγωνικό παλμό για διαφορετικές τιμές scaling.....	53

Σχήμα 5.1.2 Διαγράμματα σημάτων ως προς το χρόνο για διαμόρφωση για 16-QAM και driving σήμα τετραγωνικό παλμό.....	54
Σχήμα 5.1.3 Μελέτη καμπυλών BER για QPSK διαμόρφωση στον κλασσικό IQM.....	55
Σχήμα 5.1.4 Μελέτη καμπυλών BER για 16-QAM διαμόρφωση στον κλασσικό IQM.....	55
Σχήμα 5.1.5 Μελέτη καμπυλών BER για 32-QAM διαμόρφωση στον κλασσικό IQM.....	56
Σχήμα 5.1.6 Μελέτη καμπυλών BER για 64-QAM διαμόρφωση στον κλασσικό IQM.....	57
Σχήμα 5.2.1 Διάγραμμα αστερισμού διαμορφωμένου σήματος 64-QAM για διαμορφωτή με 2,4 και 7 ηλεκτρόδια .....	58
Σχήμα 5.2.2 Ιστογράμματα των επιπέδων για την πραγματική συνιστώσα μετά τη διακριτοποίηση για 64-QAM και διαμορφωτή 5 και 7 ηλεκτροδίων .....	59
Σχήμα 5.2.3 Μελέτη καμπυλών BER για QPSK διαμόρφωση στον segmented electrode IQM .....	60
Σχήμα 5.2.4 Μελέτη καμπυλών BER για 16-QAM διαμόρφωση στον segmented electrode IQM...	61
Σχήμα 5.2.5 Μελέτη καμπυλών BER για 32-QAM διαμόρφωση στον segmented electrode IQM..	61
Σχήμα 5.2.6 Μελέτη καμπυλών BER για 64-QAM διαμόρφωση στον segmented electrode IQM..	62
Σχήμα 5.3.1 Συγκριτική μελέτη καμπυλών BER για QPSK διαμόρφωση.....	63
Σχήμα 5.3.2 Συγκριτική μελέτη καμπυλών BER για 16-QAM διαμόρφωση.....	64
Σχήμα 5.3.3 Συγκριτική μελέτη καμπυλών BER για 32-QAM διαμόρφωση.....	64
Σχήμα 5.3.4 Συγκριτική μελέτη καμπυλών BER για 64-QAM διαμόρφωση.....	65

# Κεφάλαιο 1<sup>ο</sup>: Σύμφωνα Οπτικά Συστήματα

## 1.1 Τηλεπικοινωνιακή κίνηση στα Οπτικά Δίκτυα

Την τελευταία δεκαετία παρατηρείται ραγδαία αύξηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης των ενσύρματων δικτύων. Η εμφάνιση νέων διαδικτυακών εφαρμογών και υπηρεσιών όπως οι τηλεοράσεις υψηλής ευκρίνειας και οι smart TV, το on-line gaming, τα μέσα κοινωνικής δικτύωσης καθώς και η διεύδυση των υπηρεσιών νέφους (cloud computing) στις εταιρίες και τις επιχειρήσεις είναι μερικά από τα παραδείγματα που δείχνουν τη σημαντική αύξηση στη διακίνηση δεδομένων μέσω του διαδικτύου. Σήμερα περισσότερο από ποτέ είναι εύκολο να αντιληφθούμε ότι η διακίνηση μεγάλου όγκου πληροφορίας δεν αφορά μόνο τα μεγάλα εκπαιδευτικά ιδρύματα και τις επιχειρήσεις αλλά και τον απλό πολίτη. Χαρακτηριστικό είναι το ακόλουθο γράφημα που απεικονίζει την αύξηση του όγκου δεδομένων διαδικτύου (IP Traffic) στην πορεία του χρόνου, όπου προβλέπεται αύξηση σχεδόν 150% σε διάρκεια μόλις τριών χρόνων [1].



Σχήμα 1.1.1 Global IP Traffic [1]

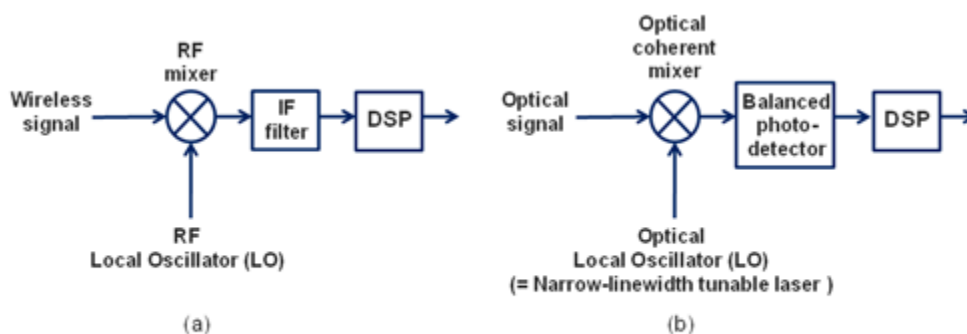
Τα οπτικά δίκτυα επικοινωνίας είναι από τους κυριότερους τρόπους με τους οποίους επιτυγχάνεται η μετάδοση αυτού του μεγάλου όγκου πληροφορίας καθώς όλο και περισσότερες εταιρίες τηλεπικοινωνιών επενδύουν σε καινούρια δίκτυα οπτικών προς ιδιωτική εκμετάλλευση. Η ευρεία χρήση τους οφείλεται στα πλεονεκτήματα που παρουσιάζουν οι οπτικές ίνες ως μέσα μετάδοσης σε σύγκριση με άλλες ενσύρματες και ασύρματες μεθόδους. Η χαμηλή εξασθένιση, το υψηλό εύρος ζώνης (0.2dB/km απόσβεση και εύρος 25THz στα 1550nm) καθώς και η υψηλότερη αντοχή σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές σε σύγκριση με άλλα μέσα καθιστούν δυνατή την αξιόπιστη μετάδοση μεγάλου όγκου δεδομένων σε μακρινές αποστάσεις [2]. Επιπλέον πλεονεκτήματα είναι το χαμηλό κόστος πρώτης ύλης (γυαλί) και οι μικρές απαιτήσεις σε ενέργεια. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι δεν παρατηρούνται σημαντικές απώλειες σήματος, καθώς και στον

τρόπο μετάδοσης δεδομένων, δηλαδή τη χρήση φωτεινής δέσμης, που απαιτεί πολύ μικρότερη κατανάλωση ενέργειας, σε σχέση με το ηλεκτρικό σήμα

Αν και τα οπτικά δίκτυα υιοθετήθηκαν αρχικά μόνο για τη μετάδοση των δεδομένων, πολύ γρήγορα διαπιστώθηκε ότι έχουν τις δυνατότητες για την υλοποίηση περισσότερων λειτουργικών διεργασιών πέραν της ζεύξης από σημείο σε σημείο. Μεταφέροντας ορισμένες από τις διεργασίες μεταγωγής και δρομολόγησης, που επιτελούνταν από ηλεκτρονικά κυκλώματα, απευθείας στο οπτικό επίπεδο, προκύπτουν ορισμένα πολύ σημαντικά πλεονεκτήματα, καθώς έτσι ορισμένες λειτουργίες γίνονται σε συντομότερο χρονικό διάστημα και ταυτόχρονα απαλλάσσονται τα ηλεκτρονικά κυκλώματα από την επεξεργασία όλου του όγκου δεδομένων.

## 1.2 Σύμφωνα Οπτικά Συστήματα

Σε αρκετά ενσύρματα και ασύρματα συστήματα επικοινωνίας οι πομποί βασίζονται στην αρχή της σύμφωνης ανίχνευσης/φώρασης. Οι σύμφωνοι δέκτες παρουσιάζουν υψηλή ευαισθησία και μπορούν να επιλέξουν κανάλι μέσω της πολυπλεξίας συχνοτήτων συντονίζοντας τον ταλαντωτή στην επιθυμητή συχνότητα όπως στο ραδιόφωνο[4]. Πιο συγκεκριμένα, στα σύμφωνα οπτικά συστήματα, η ευαισθησία του δέκτη μπορεί να βελτιωθεί ως και 20dB έναντι των συστημάτων με διαμόρφωση έντασης με άμεση ανίχνευση (IM/DD). Αυτή η βελτίωση επιτρέπει πολλή μεγαλύτερη απόσταση μετάδοσης (πάνω από 100km στα 1,55μm) για την ίδια ποσότητα ισχύος του πομπού. Πολλά κανάλια μπορούν να μεταδίδονται ταυτόχρονα μέσα από την ίδια οπτική ίνα χρησιμοποιώντας την πολυπλεξία με διαίρεση συχνότητας (frequency division multiplexing - FDM).[2]



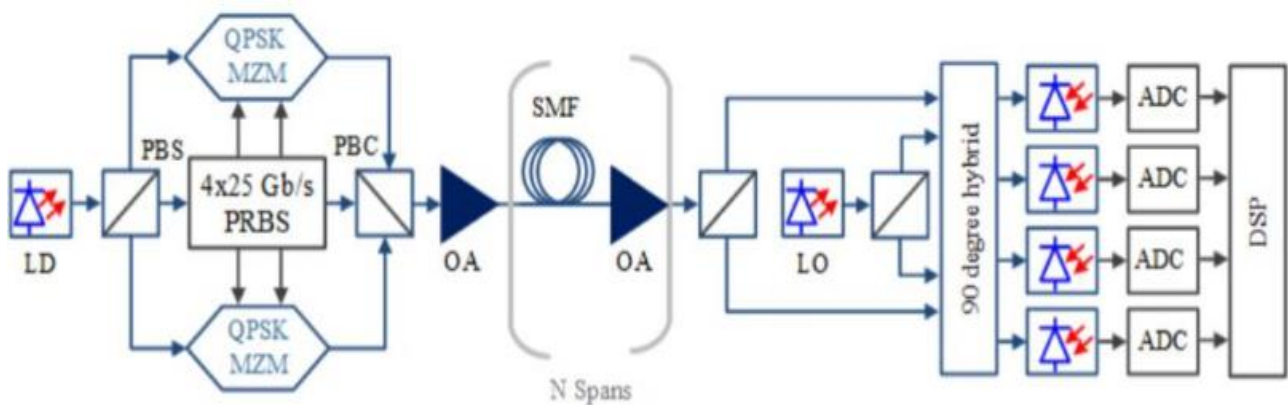
A simple illustration of how coherent detection works for (a) wireless systems, and (b) optical coherent systems.

Σχήμα 1.2.1 Δομικό διάγραμμα σύμφωνης ανίχνευσης [9]

Αν και με την είσοδο των οπτικών ενισχυτών ίνας ερβίου (EDFA) δεν ήταν τόσο απαραίτητο το παραπάνω πλεονέκτημα των σύμφωνων οπτικών συστημάτων έναντι των συστημάτων άμεσης ανίχνευσης, τον τελευταίο καιρό τα σύμφωνα οπτικά δίκτυα παρουσιάζουν εκ νέου ερευνητικό ενδιαφέρον. Πρόσφατα, η διαθέσιμες μέθοδοι ψηφιακής επεξεργασίας σήματος υψηλών ταχυτήτων



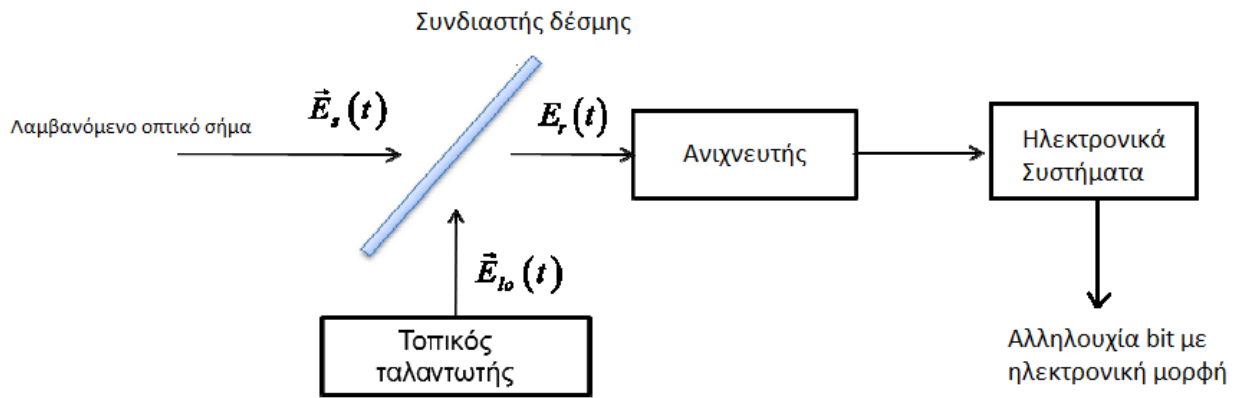
επιτρέπουν την εφαρμογή σημαντικών λειτουργιών όπως το phase locking, τον συγχρονισμό συχνότητας και τον έλεγχο πόλωσης στο επίπεδο των ηλεκτρονικών από ψηφιακά μέσα. Σε συνδυασμό με την καλύτερη φασματική απόδοση, η σύμφωνη ανίχνευση παρουσιάζει σημαντικά πλεονεκτήματα κατά την σχεδίαση συστημάτων για σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης εξαιτίας όλων των παραμέτρων του οπτικού πεδίου (πλάτος, φάση, συχνότητα, πόλωση) που είναι διαθέσιμα στο ηλεκτρικό πεδίο. Επομένως, τα σχήματα διαμόρφωσης δεν περιορίζονται μόνο στην ανίχνευση της φάσης και στην άμεση ανίχνευση αλλά πλέον μπορούμε να κάνουμε λήψη τυχαίων σχημάτων και αστερισμών διαμόρφωσης, ενώ, παράλληλα, δίνεται η δυνατότητα να εφαρμόσουμε ποιο αποτελεσματικές μεθόδους αντιστάθμισης φαινομένων που προκαλούν παραμόρφωση όπως η χρωματική διασπορά και τα μη γραμμικά φαινόμενα [4].



Σχήμα 1.2.2 Σύστημα σύμφωνης οπτικής μετάδοσης  $3 \times 100$  Gb/s PDM-QPSK με 16 WDM κανάλια και 50 GHz spacing για λόγους εγκυρότητας.[10]

### 1.3 Αρχή Σύμφωνης ανίχνευσης/φώρασης

Η αρχή λειτουργίας της σύμφωνης φώρασης ανίχνευσης απεικονίζεται στο παρακάτω σχήμα. Το λαμβανόμενο σήμα και το σήμα του τοπικού ταλαντωτή (local oscillator signal) τα οποία προέρχονται από δύο διαφορετικές διόδους λέιζερ, προσπίπτουν σε ένα ημιδιαφανές κάτοπτρο το οποίο θεωρούμε ότι έχει μηδενικές απώλειες. Τα δύο αυτά σήματα αναπαριστώνται ως οδεύοντα επίπεδα ηλεκτρομαγνητικά κύματα. Τα ηλεκτρικά πεδία των δύο αυτών κυμάτων συμβολίζονται με  $E_s$  και  $E_r$  για το λαμβανόμενο σήμα και το σήμα του τοπικού ταλαντωτή, αντίστοιχα.



Σχήμα 1.3.1 Η αρχή σύμφωνης ανίχνευσης[2]

Ομοίως, οι φέρουσες συχνότητες των παραπάνω κυμάτων υποδηλώνονται ως  $f_s$  και  $f_{lo}$  αντίστοιχα. Οι  $f_s$  και  $f_{lo}$  μπορεί να είναι είτε ίδιες, είτε διαφορετικές. Υποθέτουμε ότι τα διαδιδόμενα προς τα δεξιά κύματα που προκύπτουν μετά το ημιδιαφανές κάτοπτρο έχουν την ίδια διεύθυνση διάδοσης. Συνεπώς, τα ηλεκτρικά πεδία των δύο αυτών κυμάτων μπορούν να αντικατασταθούν στη συνέχεια με βαθμωτά μεγέθη. Το συνολικό ηλεκτρικό πεδίο, που προκύπτει από την υπέρθεση των ηλεκτρικών πεδίων του ληφθέντος σήματος και του σήματος του τοπικού ταλαντωτή, σε μια συγκεκριμένη χρονική στιγμή, γράφεται:  $E_r(t) = E_s(t) + E_{lo}(t)$  [2]. Πιο συγκεκριμένα:

$$E_s(t) = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \phi_s)} \cdot a(t) \cdot e^{j\phi(t)} \cdot e^{j\phi_{ns}(t)} \cdot \mathbf{e}_s$$

$$E_{lo}(t) = \sqrt{P_{lo}} \cdot e^{j(\omega_{lo} t + \phi_{lo})} \cdot e^{j\phi_{nlo}(t)} \cdot \mathbf{e}_{lo}$$

Όπου  $P_s$  και  $P_{lo}$  αναπαριστούν την ισχύ του φέροντος σήματος, ως και  $\omega_{lo}$  οι γωνιακές συχνότητες  $\phi_s$  και  $\phi_{lo}$  οι αρχικές φάσεις,  $\phi_{ns}(t)$  και  $\phi_{nlo}(t)$  ο θόρυβος του λέιζερ και  $\mathbf{e}_s$  και  $\mathbf{e}_{lo}$  τα διανύσματα πόλωσης του σήματος και του φωτός του LO. Κατά την ισοροπημένη διαδικασία λήψης (υποθέτοντας ότι έχουμε ιδανική συμμετρία) ο μοναδικός όρος που μένει και εμπεριέχει όλες τις παραμέτρους του οπτικού πεδίου είναι ο παρακάτω:

$$I_I(t) = I_{I,1}(t) - I_{I,2}(t)$$

$$= 2R\sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \cdot \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{lo} \cdot \sin[\Delta\omega t + \phi_n(t) + \phi_o + \phi(t)] + ish$$

Όπου  $\phi_o$ ,  $\Delta\omega t$ ,  $\phi_n(t)$ ,  $ish$  οι παράμετροι που περιγράφουν τον θόρυβο λήψης.[4]

Η αρχή της σύμφωνης ανίχνευσης μπορεί να χωριστεί σε δύο θεμελιώδεις κατηγορίες: την ομόδυνη και την ετερόδυνη ανίχνευση. Στην περίπτωση της ομόδυνης ανίχνευσης, οι φέρουσες

συχρότητες του σήματος laser και του LO laser είναι πανομοιότυπες και το οπτικό φάσμα μετατρέπεται άμεσα σε ηλεκτρικό σήμα βασικής ζώνης (electrical baseband). Μία από τις βασικές προκλήσεις των ομόδυνων δεκτών, και ιδίως της ομόδυνης σύγχρονης (μη διαφορικής) ανίχνευσης, είναι ο συγχρονισμός της συχνότητας και της φάσης του φέροντος σήματος laser και του LO laser [4].

Στην περίπτωση της ετερόδυνης ανίχνευσης, οι συχνότητες του σήματος laser και του LO επιλέγεται να είναι διαφορετικές, έτσι ώστε η πληροφορία του οπτικού σήματος να μεταφέρεται στο ηλεκτρικό φέρον μέσω μιας ενδιάμεσης συχνότητας (intermediate frequency - IF) η οποία αντιστοιχεί στη διαφορά συχνότητας μεταξύ του σήματος laser και του LO ( $\Delta\omega$ ). Η IF πρέπει να είναι το λιγότερο όσο υψηλή όσο το baseband εύρος ζώνης του σήματος πληροφορίας. Η ετερόδυνη ανίχνευση επιτρέπει απλά σχήματα αποδιαμόρφωσης και το χρησιμοποιούμενο εύρος ζώνης είναι παραπάνω από διπλάσιο από εκείνο της ομόδυνης ανίχνευσης. Αυτό δημιουργεί την ανάγκη για τεχνικές ελαχιστοποίησης ώστε να έχουμε αποδεκτή απόδοση στη πολυπλεξία διαίρεσης μήκους κύματος (wavelength division multiplexing – WDM). Επομένως, οι ομόδυνοι δέκτες είναι καλύτερη επιλογή από τους ετερόδυνους δέκτες για τα οπτικά δίκτυα του μέλλοντος αφού επιτρέπουν πολύ υψηλούς ρυθμούς πληροφορίας (data rates).[4]

#### **1.4 Αντικείμενο της Εργασίας – Επισκόπηση**

Η παρούσα εργασία εστιάζει στη μοντελοποίηση και μελέτη οπτικών πομπών με σκοπό την εφαρμογή τους σε σύμφωνα οπτικά δίκτυα με υψηλούς ρυθμούς πληροφορίας. Συγκεκριμένα, παρουσιάζονται αλγοριθμικές μέθοδοι οι οποίες προσομοιώνουν βήμα βήμα η υλοποίηση ενός κλασσικού IQ διαμορφωτή απλού ηλεκτροδίου (single electrode IQM) και η υλοποίηση ενός διαμορφωτή τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου (segmented electrode modulator SEM στην παρούσα εργασία) σε λογισμικό MATLAB.

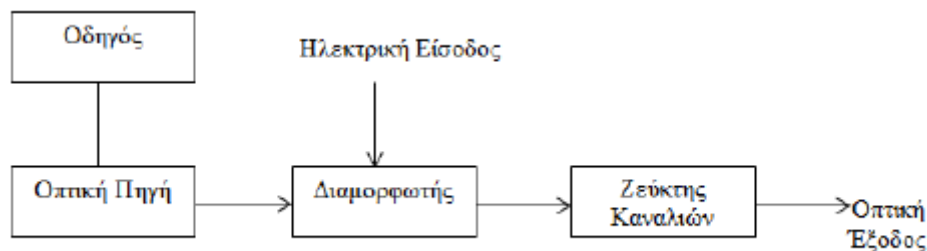
Πριν την παρουσίαση της παραπάνω μεθόδου, γίνεται μια αναφορά στις σύγχρονες τάσεις που κυριαρχούν στην περιοχή των σύμφωνων οπτικών πομποδεκτών, όπως αυτές είναι γνωστές από τη βιβλιογραφία καθώς και στις τεχνικές ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (digital signal processing DSP) που εφαρμόζονται (Κεφάλαιο 2). Στη συνέχεια επισημαίνονται οι κλασσικοί διαμορφωτές που χρησιμοποιούνται αλλά και ποιο σύγχρονοι διαμορφωτές όπως ο διαμορφωτή τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου SEMZM (Κεφάλαιο 3). Εκτίθενται η μέθοδοι υλοποίησης σε λογισμικό MATLAB ενός κλασσικού IQ διαμορφωτή απλού ηλεκτροδίου και ενός διαμορφωτή τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου SEMZM καθώς και ορισμένες εναλλακτικές τεχνικές που μπορούν να εφαρμοστούν (Κεφάλαιο 4). Ακολούθως, πραγματοποιείται αναλυτική μελέτη των δύο υλοποιήσεων για διαφορετικά σήματα πληροφορίας, για διάφορες παραμέτρους διαμόρφωσης και μια συγκριτική

μελέτη με τη χρήση του MATLAB (Κεφάλαιο 5). Τέλος, παρατίθεται μια σύνοψη καθώς και προτάσεις για μελλοντική εργασία (Κεφάλαιο 6).

# Κεφάλαιο 2<sup>ο</sup>: Σύμφωνοι Οπτικοί Πομποδέκτες

## 2.1 Οπτικοί Πομποί

Στο κεφάλαιο αυτό θα περιγράψουμε περιληπτικά τα δομικά στοιχεία εκείνα που συναντώνται πιο συχνά στις διατάξεις των οπτικών πομπών και συμμετέχουν στη δημιουργία και διαμόρφωση του σήματος στα σύμφωνα οπτικά δίκτυα. Τα βασικά μέρη ενός οπτικού πομπού είναι μια οπτική πηγή, ένας διαμορφωτής και ένας ζεύκτης με το τηλεπικοινωνιακό κανάλι.



Σχήμα 2.1.1 Δομή οπτικού πομπού

Το κύκλωμα οδήγησης συνήθως αποτελείται από ένα ολοκληρωμένο ψηφιακό κύκλωμα το οποίο παράγει τα απαραίτητα επίπεδα τάσης για όλες τις περιπτώσεις διαμόρφωσης πλάτους (intensity modulation). Για παράδειγμα, για OOK (On-Off Keying) διαμόρφωση χρειάζονται 2 στάθμες εξόδου, δηλαδή δυαδικό σήμα οδήγησης (binary driving signal), ενώ για M-PAM (M-Pulse Amplitude Modulation) διαμόρφωση χρειάζονται M στάθμες εισόδου. Πιο συγκεκριμένα, ο σκοπός των κυκλωμάτων οδήγησης είναι να παρέχουν την κατάλληλη ηλεκτρική ισχύ στην οπτική πηγή και να διαμορφώνουν την έξοδο του φωτός, σύμφωνα με το σήμα που πρόκειται να μεταδοθεί. Τα κυκλώματα αυτά είναι σχετικά απλά για τους πομπούς LED, αλλά γίνονται όλο και πιο περίπλοκα για οπτικούς πομπούς υψηλού ρυθμού μετάδοσης bit, οι οποίοι χρησιμοποιούν laser ημιαγωγών, που πολώνονται κοντά στο επίπεδο κατωφλίου και έπειτα διαμορφώνονται μέσω ενός ηλεκτρικού σήματος. Επομένως, τα κυκλώματα οδήγησης έχουν σχεδιαστεί για να παρέχουν ένα σταθερό ρεύμα πόλωσης καθώς και ένα διαμορφωμένο ηλεκτρικό σήμα.

Τα οπτικά συστήματα επικοινωνίας συχνά χρησιμοποιούν οπτικές πηγές με ημιαγωγούς όπως για παράδειγμα οι φωτοδιόδοι (LED) και τα laser ημιαγωγών, λόγω των διάφορων πλεονεκτημάτων που προσφέρουν. Η επιλογή τους επηρεάζει τη συνολική απόδοση του συστήματος και βασίζεται σε πολλούς παράγοντες όπως για παράδειγμα το μήκος κύματος εκπομπής, η σχέση ισχύος και απόστασης μετάδοσης, το φαινόμενο διασποράς, το κόστος κ.ά..

Η διόδος εκπομπής φωτός (Light Emitting Diode-LED) εκπέμπει φως στενού φάσματος όταν στα άκρα της εφαρμοστεί ηλεκτρική τάση κατά τη φορά ορθής πόλωσης. Έχει χαμηλότερο κόστος από τα lasers, μεγαλύτερη διάρκεια ζωής και μικρή ευαισθησία σε μεταβολές της θερμοκρασίας. Χρησιμοποιείται κυρίως για μικρές αποστάσεις μετάδοσης. Παρ' όλα αυτά, η ανάγκη για στενό φασματικό εύρος, για ευκολία στη σύζευξη του παραγόμενου φωτός στις οπτικές ίνες και υψηλότερη απόδοση οδηγεί στην αποκλειστική σχεδόν χρήση των διαφόρων κατηγοριών laser. [4]

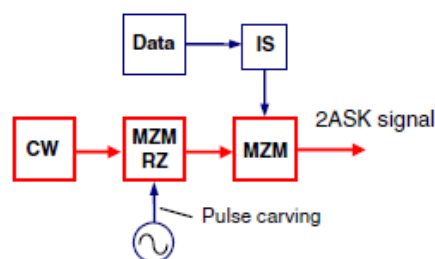
Μία από αυτές είναι τα πολυκαναλικά lasers και σε αυτή ανήκουν τα DFB (distributed feedback) και ECL (External Cavity Laser) στη περίπτωση που έχουμε άμεση διαμόρφωση του σήματος πληροφορίας στο ρεύμα οδήγησης του laser. Επειδή όμως η χρήση των ECL δημιουργεί φαινόμενο chirping επιλέγουμε να χρησιμοποιούμε κυρίως DFB και σε συνδυασμό με την εφαρμογή ενός εξωτερικού διαμορφωτή το laser λειτουργεί σαν πηγή φωτός συνεχούς κύματος (CW) που σημαίνει ότι εκπέμπει συνεχώς και με σταθερή ένταση.

Ο οπτικός πομπός συνήθως αποτελείται από μια ή περισσότερες από τις θεμελιώδεις δομές εξωτερικής διαμόρφωσης οι οποίες είναι: ο διαμορφωτής φάσης (phase modulator PM) ο διαμορφωτής Mach-Zehnder (MZM) και ο οπτικός IQ διαμορφωτής (IQM). Η ταχύτητα και τα χαρακτηριστικά της εξόδου εξαρτώνται από τα υλικά του διαμορφωτή.[4] Περισσότερα για τις παραπάνω δομές θα μελετήσουμε στο επόμενο κεφάλαιο της παρούσας εργασίας.

Οι οπτικοί συζεύκτες είναι μια βασική διάταξη για κάθε τοπικό οπτικό δίκτυο. Πρόκειται για μια παθητική διάταξη που χρησιμοποιείται με διάφορους τρόπος σε πολλές εφαρμογές όπως για παράδειγμα, ως διαχωριστής ισχύος, ως πολυπλέκτης και αποπολυπλέκτης μήκους κύματος και ως πολλαπλή θύρα εισόδων-εξόδων. Ένα πολύ σημαντικό παράδειγμα είναι οι πολυπλέκτες WDM οι οποίοι έχουν ευρύτατη εφαρμογή στα οπτικά δίκτυα επικοινωνιών.[8]

Παρακάτω ακολουθούν κάποια παραδείγματα υλοποιήσεων οπτικών πομπών.

### ASK Πομπός



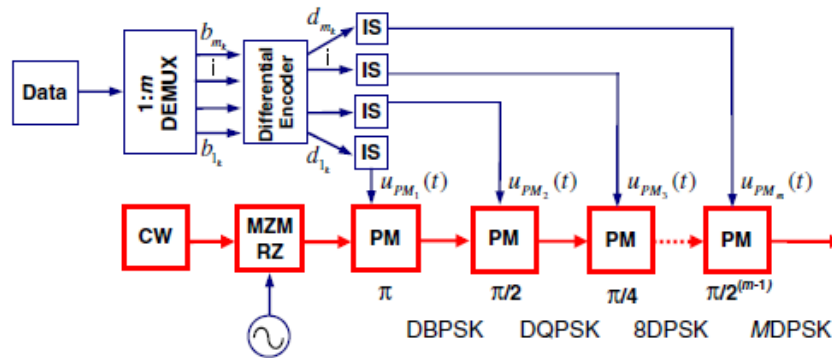
Σχήμα 2.1.2 ASK Πομπός [4]

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται ένας πομπός 2-ASK με εξωτερικό διαμορφωτή. Αποτελείται από ένα laser συνεχούς κύματος, δύο διαμορφωτές Mach - Zehnder. Ο τρόπος λειτουργίας του είναι ο

παρακάτω. Το πρώτο Mach-Zehnder χρησιμοποιείται για δημιουργία παλμικών RZ, στη συχνότητα ρολογιού που εφαρμόζεται σε αυτό, ενώ το δεύτερο για διαμόρφωση πλάτους. [4]

### DPSK Πομποί

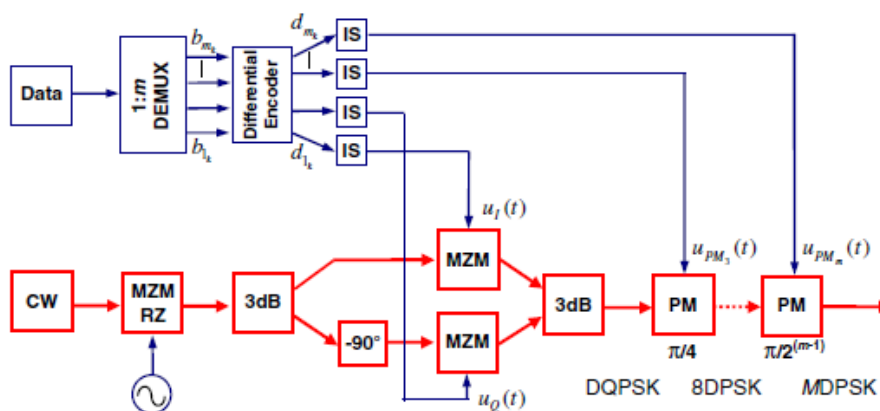
Υπάρχουν δύο είδη πομπών που παράγουν σήματα DPSK και απαιτούν δυαδικό ηλεκτρικό σήμα εισόδου (binary electrical driving signal), ο σειριακός και ο παράλληλος.



DPSK transmitter with binary electrical driving signals, serial configuration

Σχήμα 2.1.3 Σειριακός DPSK πομπός [4]

Ο σειριακός DPSK πομπός χρησιμοποιεί  $m$  διαφορετικούς διαμορφωτές φάσης (PM modulators), όπου  $m$  ο αριθμός των bits ανά σύμβολο. Αποτελείται από δύο μέρη, το ηλεκτρικό και το οπτικό. Στο ηλεκτρικό μέρος, τα δεδομένα αρχικά αποπολυπλέκονται και στη συνέχεια εισέρχονται στον διαφορικό κωδικοποιητή.

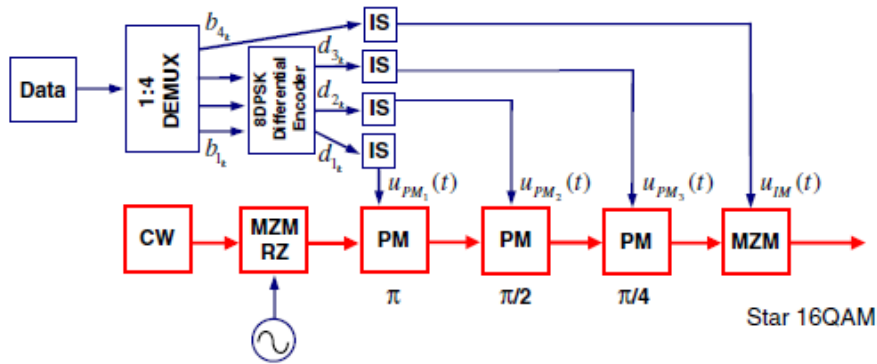


Parallel DPSK transmitter with binary electrical driving signals

Σχήμα 2.1.4 Παράλληλος DPSK πομπός[4]

Ο παράλληλος DPSK πομπός χρησιμοποιεί έναν συνδυασμό ενός IQ διαμορφωτή, ο οποίος επιτυγχάνει ένα DPQSK διαμόρφωση, και συνεχόμενους διαμορφωτές φάσης, που παράγουν υψηλότερης βαθμίδας DPSK σήματα.

## Star QAM πομποί



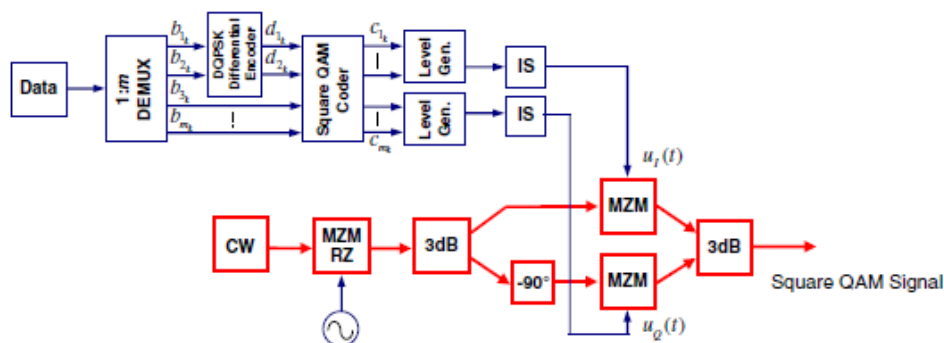
Optical Star 16QAM transmitter with differential phase encoding, serial configuration

Σχήμα 2.1.5 Star QAM πομπός [4]

Οι διατάξεις που δημιουργούν κυκλικά διαγράμματα αστερισμού λέγονται star QAM και ανιχνεύονται από δέκτες που εκτελούν διαφορική αποδιαμόρφωση. Στον star QAM πομπό οι διαφορές φάσης δύο οποιονδήποτε συμβόλων αντιστοιχούν σε ένα επίπεδο φάσης στο διάγραμμα αστερισμού που σημαίνει ότι η πληροφορία στη φάση του σήματος μπορεί να υποστεί διαφορική κωδικοποίηση όπως στην περίπτωση των σημάτων DPSK.

## Square QAM πομποί

Στην περίπτωση του square QAM συναντάμε μια ποικιλία διατάξεων. Ο συμβατικός IQ transmitter, όπως παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα, αποτελείται από έναν IQ διαμορφωτή στο οπτικό μέρος και μια σειρά σχετικά απλών διατάξεων στο ηλεκτρικό μέρος.



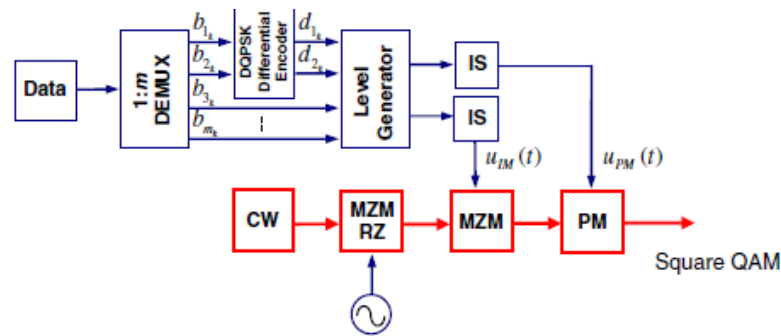
Conventional IQ transmitter for Square QAM

Σχήμα 2.1.6 Συμβατικός IQ πομπός για τετραγωνικό QAM [4]

Το γεγονός ότι τα επίπεδα της φάσης στο διάγραμμα αστερισμού του square QAM δεν ισαπέχουν όπως στο star QAM σημαίνει ότι δεν μπορούμε να δημιουργήσουμε τα επίπεδα της φάσης των συμβόλων μόνο με τη χρήση διαδοχικών διαμορφωτών φάσης που οδηγούνται με δυαδικά ηλεκτρικά



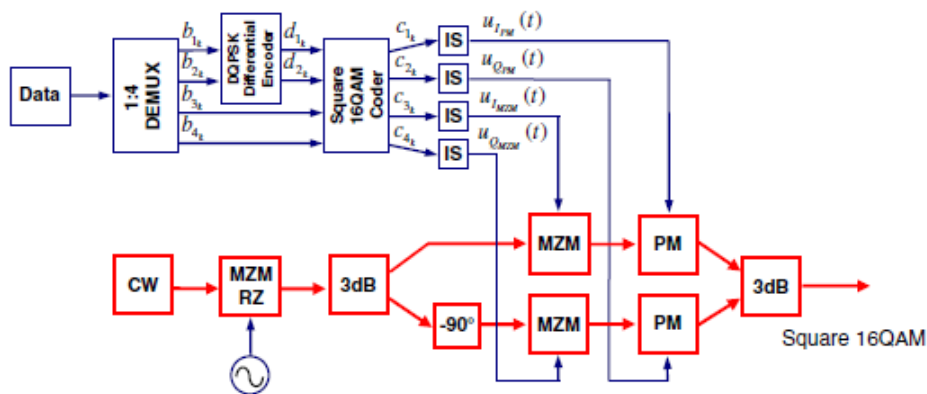
σήματα. Το οπτικό κομμάτι ενός σειριακού QAM transmitter αποτελείται από δύο διαδοχικούς οπτικούς διαμορφωτές: έναν MZM και έναν PM, οι οποίοι χρησιμοποιούνται για τον καθορισμό του πλάτους και της φάσης αντίστοιχα. Στην περίπτωση που παράγονται παλμοί RZ, χρησιμοποιείται ένας MZM ακόμα.



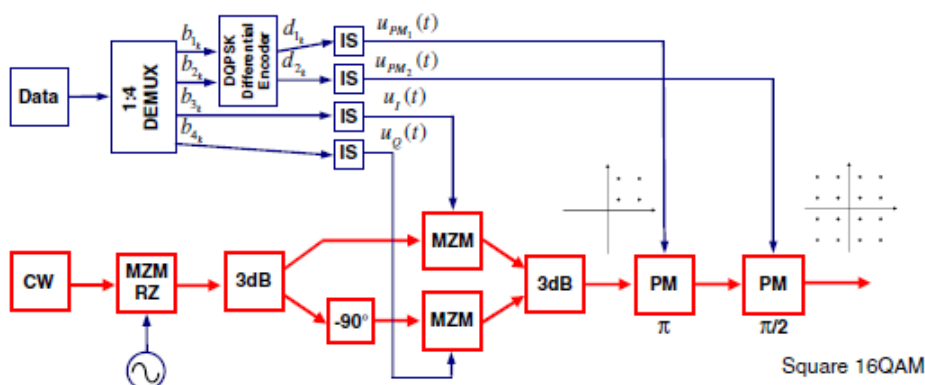
Square QAM transmitter, serial configuration

Σχήμα 2.1.7 Σειριακός πομπός για τετραγωνικό QAM [4]

Τέλος αναφορικά παρουσιάζονται και άλλες εναλλακτικές υλοποιήσεις Square QAM πομπών όπως: ο ενισχυμένος IQ, ο Tandem-QPSK και ο Multi-Parallel MZM.

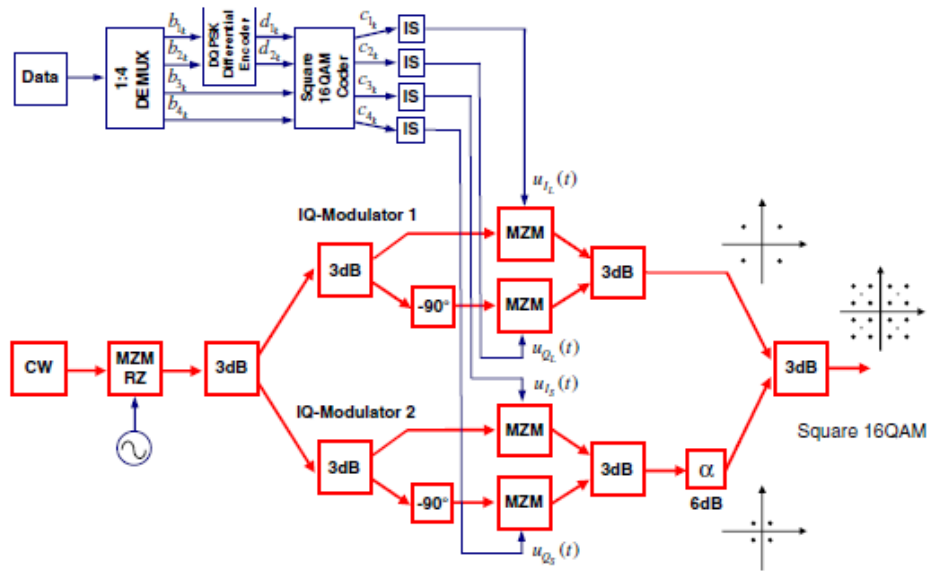


Enhanced IQ transmitter for Square 16QAM



Optical Tandem-QPSK transmitter for Square 16QAM

Σχήμα 2.1.8 Ενισχυμένος IQ πομπός και Tandem-QPSK πομπός για τετραγωνικό QAM [4]



Quad-parallel MZM transmitter for generation of Square 16QAM signals

Σχήμα 2.1.9 Τετραπλός παράλληλος MZM πομπός για τετραγωνικό QAM [4]

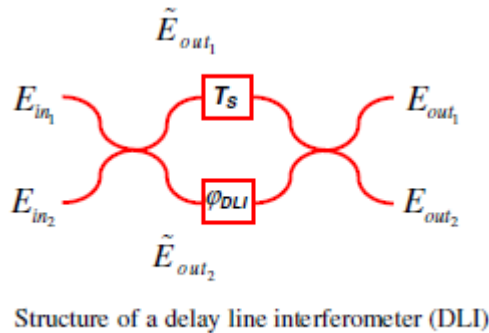
## 2.2 Σύμφωνοι Οπτικοί Δέκτες

Ο ρόλος ενός οπτικού δέκτη είναι να μετατρέπει το οπτικό σήμα πάλι σε ηλεκτρικό και να ανακτά τις πληροφορίες που έχουν μεταδοθεί μέσω ενός οπτικού συστήματος. Η σημαντικότερη διάταξη ανίχνευσης οπτικού σήματος, η οποία συναντάται σε όλα τα είδη των οπτικών δεκτών, είτε πρόκειται για δέκτες άμεσης είτε σύμφωνης φώρασης, είναι ο φωτοανιχνευτής. Στην περίπτωση της σύμφωνης φώρασης, εκτός από τον φωτοανιχνευτή απαιτείται η χρήση και άλλων διατάξεων: του συμβολόμετρου καθυστέρησης, του οπτικού υβριδίου  $2 \times 4$   $90^\circ$  και του οπτικού  $3 \times 3$  συζεύκτης. Το ζητούμενο είναι το μήκος κύματος που αναγνωρίζει ο δέκτης να είναι παρόμοιο μ' αυτό που στάλθηκε από τον πομπό. Η συνδεσμολογία ενός δέκτη μπορεί να διαφέρει ανάλογα με τον τρόπο που πραγματοποιείται η ανίχνευση του οπτικού σήματος. Αρχικά ας εξετάσουμε τα βασικά δομικά στοιχεία ενός δέκτη τα οποία είναι οι διατάξεις που εκτελούν την ανίχνευση των οπτικών σημάτων δηλαδή οι φωρατές, τα οπτικά φίλτρα και οι οπτικοί ενισχυτές.

Ο φωτοανιχνευτής αποτελεί το πρώτο κομμάτι της αλυσίδας του οπτικού δέκτη. Η βασική αρχή λειτουργίας του είναι η μετατροπή του οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό. Η πιο συνηθισμένη μορφή ανιχνευτή φωτός είναι η φωτοδίοδος p-i-n. Τα φωτόνια που προσκρούουν στη φωτοδίοδο, δημιουργούν με τη σειρά τους ζευγάρια ηλεκτρονίων, τα οποία διαχωρίζονται από το ηλεκτρικό πεδίο και δημιουργούν τελικά ηλεκτρικό ρεύμα.[2]

Το συμβολόμετρο καθυστέρησης (Delay Line Interferometer-DI) χρησιμοποιείται για τη μετατροπή της πληροφορίας από τη φάση του οπτικού σήματος στην ένταση, ώστε στη συνέχεια να

μπορούν να ανιχνευτούν από τη φωτοδίοδο. Η διάταξη αποτελείται από δύο οπτικούς συζεύκτες 3-dB. Στον έναν βραχίονα το σήμα υπόκειται μια χρονική καθυστέρηση ίση με  $T_s$ , όπου  $T_s$  είναι η περίοδος ενός συμβόλου ενώ στον άλλον μια μεταβολή της φάσης  $\varphi_{DLI}$  όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.[4]



Σχήμα 2.2.1 Δομή συμβολόμετρου καθυστέρησης[4]

Το οπτικό υβρίδιο 2x4 90° αποτελεί μία διάταξη η οποία χρησιμοποιείται σε πολλά είδη οπτικών δεκτών και επιτυγχάνει την ανάλυση του λαμβανόμενου σήματος στη συμφασική (In-phase) και ορθογώνια(Quadrature) συνιστώσα του. Χρησιμοποιείται τόσο στην απευθείας όσο και στη σύμφωνη φάραση. Στα σύμφωνα οπτικά συστήματα μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την υπέρθεση του οπτικού σήματος με το σήμα του LO, ενώ στους δέκτες άμεσης ανίχνευσης μετατρέπει τις πληροφορίες στη φάση του σήματος σε πληροφορίες στην ένταση, με την προϋπόθεση να εφαρμόζεται μία καθυστέρηση ενός συμβόλου σε μία από τις εισόδους του οπτικού υβριδίου.[4]

Προκειμένου να αποφύγουμε το οπτικό υβρίδιο 2x4 90° αλλά να έχουμε τη δυνατότητα να ανιχνεύσουμε τη συμφασική (In-Phase) και ορθογώνια (Quadrature) συνιστώσα του λαμβανόμενου σήματος χρησιμοποιούμε έναν συζεύκτη τριών εισόδων και τριών εξόδων (3x3 coupler) .[4]

Τα οπτικά φίλτρα αποτελούν σημαντικό στοιχείο των δεκτών και επιτελούν πολλαπλές λειτουργίες. Όπως και τα ηλεκτρικά φίλτρα, εμποδίζουν μέρος του εισερχόμενου σήματος να προχωρήσει στο επόμενο στάδιο του δέκτη. Στα συστήματα πολυπλεξίας διαίρεσης μήκους κύματος WDM διαχωρίζουν τα σήματα στα επιμέρους μήκη κύματος έτσι ώστε να δρομολογηθούν προς διαφορετικούς προορισμούς. Ακόμη εμποδίζουν τη διέλευση παρείσακτων συνιστωσών θορύβου και οδηγούν έτσι σε υψηλότερη ευαισθησία του δέκτη. Τα φίλτρα που χρησιμοποιούνται πρέπει να έχουν και συγκεκριμένα χαρακτηριστικά. Πρέπει να έχουν χαμηλές απώλειες και επίσης αυτές να είναι ανεξάρτητες από την πόλωση του εισερχόμενου σήματος. Επίσης το εύρος ζώνη λειτουργίας του δεν πρέπει να επηρεάζεται από τις συνθήκες του περιβάλλοντος (π.χ. αλλαγή θερμοκρασίας). Τέλος ισχύει και εδώ η απαίτηση, η απόκριση της συχνότητας του φίλτρου να είναι κοντά στην ιδανική και η ζώνη μετάβασης (transition zone) του να είναι απότομη.

Η παρουσία συσκευών ενίσχυσης οπτικού σήματος καθίσταται απαραίτητη λόγω της εξασθένησης του κατά τη μετάδοσή του μέσα από την ίνα. Πριν την ανάπτυξή τους, ο μόνος τρόπος να ενισχυθεί το σήμα ήταν μέσω ηλεκτρικής αναγέννησης, δηλαδή να μετατραπεί το οπτικό σήμα σε ηλεκτρικό, να ενισχυθεί, να μετατραπεί εκ νέου σε οπτικό και ακολούθως να μεταδοθεί. Κάτι τέτοιο θα απαιτούσε μία ξεχωριστή συσκευή (regenerator - αναγεννητή) για κάθε μήκος κύματος. Οι οπτικοί ενισχυτές μπορούν να ενισχύσουν ταυτόχρονα όλα τα μήκη κύματος σε μια ίνα και χρησιμοποιούνται σε διάφορα στάδια των οπτικών συστημάτων. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν στον πομπό ως ενισχυτές ισχύος και κατά μήκος του δικτύου μετάδοσης. Οι πιο διαδεδομένοι ενισχυτές που χρησιμοποιούνται στους δέκτες είναι οι ενισχυτές ίνας ερβίου EDFA (Erbium-Doped Fiber Amplifier) οι οποίοι ενισχύουν το ηλεκτρικό σήμα, αφού αυτό προκύψει από τη διαδικασία της ανίχνευσης και χαρακτηρίζονται από την πολύ υψηλή απόδοση. Ειδικά για την περίπτωση της πολυπλεξίας WDM, η οποία επιβάλλει την εκπομπή υψίρρυθμων σημάτων και σε μεγάλες αποστάσεις, ο ιδανικός τύπος οπτικού ενισχυτή είναι ο EDFA.[2]

Στα σύμφωνα οπτικά δίκτυα ο δέκτης σχεδιάζεται με βάση την αρχή της σύμφωνης ανίχνευσης όπως αυτή παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 1.2 όπου κρίθηκε ότι η ομόδυνη ανίχνευση έχει παραπάνω πλεονεκτήματα έναντι της ετερόδυνης και επομένως επιλέγεται κατά την σχεδίαση. Οι ομόδυνοι δέκτες χωρίζονται με τη σειρά τους σε δύο κατηγορίες τους ασύγχρονους και τους σύγχρονους. Στην πρώτη περίπτωση, στην οποία υπάρχει διαφορική αποδιαμόρφωση στο ηλεκτρικό πεδίο μετά την ομόδυνη ανίχνευση, ο δέκτης ονομάζεται διαφορικός (differential) η ασύγχρονος (asynchronous). Στη δεύτερη περίπτωση, στην οποία υπάρχει συγχρονισμός του φέροντος με τη φάση του τοπικού ταλαντωτή, οι δέκτες λέγονται σύγχρονοι. Παρακάτω αναφέρονται συνοπτικά κάποια παραδείγματα διαφορικών και ασύγχρονων οπτικών δεκτών.

Το τελευταίο μέρος ενός οπτικού δέκτη αποτελείται από τις διατάξεις που εκτελούν την ανάκτηση των δεδομένων. Το είδος του αποδιαμορφωτή εξαρτάται από την διαμόρφωση που έχει υποστεί το σήμα στον πομπό.

#### Διαφορικοί/Ασύγχρονοι οπτικοί δεκτές.

Οι ασύγχρονοι οπτικοί δέκτες επιτυγχάνουν αποκωδικοποίηση στο ηλεκτρικό πεδίο αφού εφαρμόζουν διαφορική κωδικοποίηση μετά την ανίχνευση του σήματος. Η διαφορική αποκωδικοποίηση μπορεί να γίνει είτε με αναλογικά μέσα είτε με ψηφιακά. Στην πρώτη περίπτωση ονομάζονται δέκτες διαφοροποίησης φάσης (phase diversity receivers).

Στην απλούστερη εκδοχή του, μετά τις φωτοδιόδους ακολουθεί ηλεκτρικό κύκλωμα, το οποίο, υψώνει στο τετράγωνο και στη συνέχεια προσθέτει τις δύο συνιστώσες που προκύπτουν μετά την ισοσταθμισμένη ανίχνευση. Το σήμα στην έξοδο δεν εξαρτάται από την φάση του σήματος αλλά από το πλάτος. Συνεπώς η συγκεκριμένη διάταξη είναι κατάλληλη για τη ανίχνευση σημάτων που

περιέχουν την πληροφορία στο πλάτος τους, δηλαδή οπτικά σήματα ASK. Πριν τη φωτοδίοδο τοποθετούμε ένα υβρίδιο  $2 \times 4$   $90^\circ$ . Στη θέση του οπτικού υβριδίου θα μπορούσε επίσης να τοποθετηθεί ένας συζεύκτης  $3 \times 3$  για μια εναλλακτική υλοποίηση.

Μία παρόμοια συνδεσμολογία χρησιμοποιείται για τη φώραση σημάτων με διαφορετική διαμόρφωση φάσης. Στην απλούστερη μορφή της, ανιχνεύει την συμφασική και την ορθογώνια συνιστώσα ενός σήματος DBPSK. Στη συνέχεια τα δύο σήματα εισέρχονται σε δύο ίδια ηλεκτρονικά κυκλώματα στα οποία πραγματοποιείται μίξη των δύο σημάτων υποθέτοντας ότι αρχικά υπάρχει καθυστέρηση κατά ένα σύμβολο.

Στην περίπτωση του ασύγχρονου Δέκτη DPSK το ηλεκτρονικό κύκλωμα που ακολουθεί το υβρίδιο παράγει και τη συμφασική και την ορθογώνια συνιστώσα του λαμβανόμενου σήματος. Για την πρώτη, ακολουθεί την ίδια διαδικασία με αυτή του σήματος DBPSK πολλαπλασιάζοντας την συμφασική και την ορθογώνια συνιστώσα με τις καθυστερημένες εκδοχές τους και στη συνέχεια προσθέτοντας τα αποτελέσματα.

Ο ασύγχρονος Δέκτης QAM ανιχνεύει σήματα QAM με κυκλική μορφή και διαφορετικά κωδικοποιημένη φάση. Τα ορθογώνια ρεύματα εισέρχονται σε ηλεκτρονικά κυκλώματα με σκοπό να εξαχθούν οι πληροφορίες στην ένταση και τη φάση του σήματος. Οι πληροφορίες της διαφοράς φάσης, που βρίσκονται κωδικοποιημένες στις ορθογώνιες συνιστώσες, μετά το ηλεκτρονικό κύκλωμα εκτιμούνται από κάποιο κύκλωμα απόφασης ( arg-decision ή IQ-decision).

Οι ομόδουνοι δέκτες με ψηφιακή διαφορετική αποδιαμόρφωση αποκωδικοποιούν τα δεδομένα με ψηφιακά μέσα. Οι δέκτες αυτοί βασίζονται στην ανάπτυξη της τεχνολογίας της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος. Η συμφασική και η ορθογώνια συνιστώσα του λαμβανόμενου σήματος υφίστανται δειγματοληψία ανά σύμβολο από τους A/D μετατροπείς. Χρησιμοποιούμε τη διαδικασία arg-operation στα δείγματα και στη συνέχεια αφαιρούμε τη φάση του προηγούμενου συμβόλου ( $k-1$ ) από τη φάση του  $k$ -οστού συμβόλου.

### Σύγχρονοι οπτικοί δεκτές

Στους σύγχρονους δέκτες η ακριβής φάση του λαμβανόμενου σήματος καθορίζεται μετά τη μίξη με το σήμα που παράγει ο τοπικός ταλαντωτής. Έτσι επιτυγχάνεται μεγαλύτερη ευαισθησία στον δέκτη σε σχέση με τους ασύγχρονους δέκτες. Επίσης, έχει το πλεονέκτημα ότι μπορεί να ανιχνεύσει τυχαία σχήματα διαμόρφωσης εφόσον η αποδιαμόρφωση δεν εξαρτάται από τις διαφορές στη φάση. Βέβαια, ο συγχρονισμός του φέροντος είναι πρακτικά δύσκολο να εφαρμοστεί. Η μεγάλη πρόοδος όμως της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος επιτρέπει την εφαρμογή του ψηφιακού τεχνικών συγχρονισμού του φέροντος σε οπτικούς δέκτες. Για να επιτευχθεί ο συγχρονισμός του φέροντος χρησιμοποιούνται διάφορες διατάξεις όπως οι κλειστοί βρόχοι κλειδώματος φάσης αλλά και οι τοπολογίες ανοιχτού βρόχου.

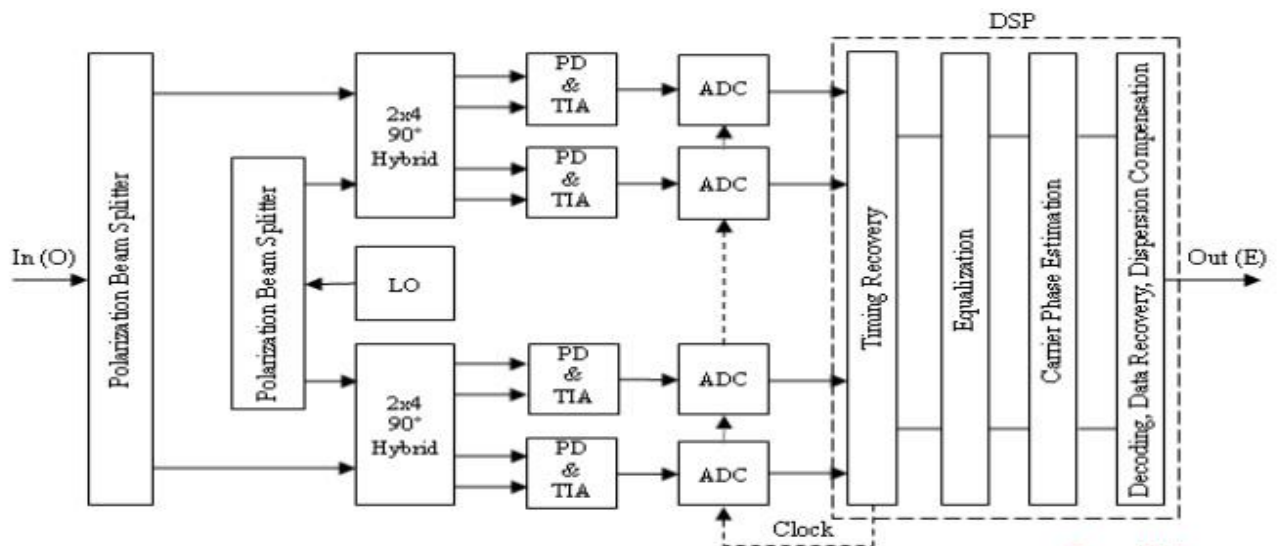
Ο βρόχος κλειδώματος φάσης (Phase Locked Loop) είναι ένα σύστημα ανάδρασης που οδηγεί τον τοπικό ταλαντωτή να ακολουθεί τη συχνότητα και τη φάση του σήματος αναφοράς. Στις διατάξεις αυτές παράγεται ένα διορθωτικό σήμα το οποίο μέσω της αρνητικής ανάδρασης συγχρονίζει το λαμβανόμενο σήμα και τον τοπικό ταλαντωτή.[4]

### **2.3 Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος**

Οι ομόδουνοι οπτικοί δέκτες που βασίζονται στον ψηφιακό έλεγχο με συστήματα βρόχου κλειδώματος φάσης OPLL παρουσιάζουν περιορισμένο εύρος γραμμής και δεν είναι σε θέση να παράγουν σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης. Επίσης ο θόρυβος φάσης των laser προκαλεί αύξηση στον αριθμό των εσφαλμένων bit και παράλειψη κύκλων του ρολογιού.[14]

Η χρήση συστημάτων και τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (digital signal processing - DSP) στα σύμφωνα οπτικά δίκτυα προσφέρει τη δυνατότητα η επεξεργασία του ηλεκτρικού σήματος να γίνεται με ψηφιακό τρόπο. Η εγκαθίδρυσή τους στα σύγχρονα οπτικά συστήματα γίνεται ολοένα πιο εμφανής καθώς ηλεκτρονικές διατάξεις είναι δυνατό να λειτουργούν σε υψηλές ταχύτητες (> 28 GHz). Το αναλογικό ηλεκτρικό σήμα που προκύπτει μετά την ανίχνευση/μετατροπή οδηγείται στο υποσύστημα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος, όπου υφίσταται δειγματοληψία, ηλεκτρονικό φιλτράρισμα και περαιτέρω επεξεργασία. Αντίστοιχα, στον πομπό το DSP χρησιμεύει στην παραμόρφωση του σήματος πριν την μετάδοση ώστε να αντισταθμίζεται η παραμόρφωση που προκαλεί ο διάυλος.

Τα πλεονεκτήματα των σύμφωνων ψηφιακών δεκτών είναι πολλά. Μπορούν να ανιχνεύσουν όλα τα πολύ-επίπεδα σχήματα διαμόρφωσης βελτιώνοντας έτσι τη φασματική απόδοση του δέκτη. Η υλοποίηση τους είναι σχετικά απλή ακόμη και για μεγάλους όγκους πληροφορίας. Ακόμη, σημαντικό πλεονέκτημα των δεκτών αυτών είναι η λειτουργία τους μετά την επεξεργασία του σήματος. Για παράδειγμα, η αποδιαμόρφωση ενός IQ σήματος από έναν ψηφιακό δέκτη είναι μια γραμμική διαδικασία. Έτσι διατηρείται όλη η πληροφορία στο πλάτος του σήματος παρά τη φώραση που έχει προηγηθεί. Επίσης, διαδικασίες όπως το φιλτράρισμα και η αντισταθμίση της διασποράς μπορούν να γίνουν σε επίπεδο ηλεκτρικού σήματος, μετά τη φώραση.



Σχήμα 2.3.1 Διάγραμμα ροής ψηφιακής επεξεργασίας σήματος στον δέκτη[20]

Στο παραπάνω διάγραμμα βλέπουμε τις λειτουργίες που αφορούν τη ψηφιακή επεξεργασία του σήματος. Αρχικά προηγείται η ανίχνευση του λαμβανόμενου σήματος, το οποίο είναι διαμορφωμένο κατά φάση και πολωμένο, από τον σύμφωνο ομόδυνο δέκτη. Με τη χρήση αυτού του δέκτη λαμβάνουμε όλες τις πληροφορίες του οπτικού φέροντος, δηλαδή το σύνθετο πλάτος και την κατάσταση της πόλωσης. Έπειτα τα σήματα μεταβαίνουν σε μια φωτοδίοδο και έναν ενισχυτή TIA. Τα δεδομένα μετατρέπονται στη συνέχεια από αναλογική σε ψηφιακή μορφή από μετατροπείς ADC (Analog to Digital Converter) και ακολουθούν τα κυκλώματα DSP (Digital Signal Processing). Τα προηγμένα DSP με τους κατάλληλους αλγόριθμους μπορούν να εκτελούν:

#### Ανάκτηση δεδομένων και συγχρονισμό ρολογιού

Στους ψηφιακούς δέκτες, εφόσον στο σήμα αρχικά γίνει δειγματοληψία, χρησιμοποιείται ο συγχρονισμός ρολογιού. Το ρολόι παράγει ένα ειδικό σήμα που χρησιμοποιείται για τον χρονισμό των κυκλωμάτων. Απαραίτητη προϋπόθεση είναι η συχνότητα δειγματοληψίας να είναι ίση ή μεγαλύτερη από το διπλάσιο του ρυθμού συμβόλου.

#### Γραμμική και μη γραμμική ισοστάθμιση

Στη ψηφιακή επεξεργασία σήματος σε έναν σύμφωνο δέκτη, η αντιμετώπιση της διασυμβολικής παρεμβολής (Inter-symbol Interference –ISI) γίνεται με τη χρήση ενός φίλτρου που είναι γνωστό και ως FIR filter (finite-impulse response filter).

### Υπολογισμός Φάσης του Φέροντος σήματος

Στο τμήμα αυτό γίνεται υπολογισμός της σωστής φάσης τα σήματος, η οποία έχει παραμορφωθεί, μέσω του υπολογισμού του μέσου όρου των τιμών της φάσης για κάποιο αριθμό συμβόλων .

### Αποκωδικοποίηση, αποδιαμόρφωση, αντιστάθμιση διασποράς

Τέλος, στους σύμφωνους ψηφιακούς δέκτες είναι δυνατή η επεξεργασία κατάλληλα πολωμένων σημάτων καθώς και η αποπολυπλεξία τους και η διασπορά τρόπων πόλωσης (PMD) που προστίθεται στο σήμα κατά τη μετάδοση. Με τον τρόπο αυτό μειώνεται η χρήση των μεγάλων και αργών διατάξεων ελέγχου πόλωσης και καθυστέρησης γραμμής και δεν χρειάζονται επιπλέον κυκλώματα για την αντιστάθμιση της διασποράς.[20]

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, η χρήση τεχνικών DSP δεν περιορίζεται μόνο στον δέκτη ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Στον πομπό, συχνά, εφαρμόζονται τεχνικές DSP όπως η προ-παραμόρφωση (predistortion) με σκοπό την αντιστάθμιση της διασποράς. Σε αυτές τις τεχνικές τόσο η φάση όσο και το πλάτος του σήματος μετάδοσης μπορεί να παραμορφωθεί στον πομπό για να αντιμετωπιστούν βλάβες του συστήματος. Παραδείγματα τέτοιων τεχνικών είναι η χρήση μετατροπέων ψηφιακού σήματος σε αναλογικό (Digital to Analog Converters -DAC). Που όμως αυξάνουν την πολυπλοκότητα του συστήματος και εισάγουν επιπλέον θόρυβο. Μια άλλη τεχνική είναι η χρήση μετατροπέων ψηφιακού σήματος σε ψηφιακό (Digital to Digital Converters - DDC) που δίνουν τη δυνατότητα κατασκευής ενός predistorted σήματος που επιτυγχάνει το επιθυμητό διάγραμμα αστερισμού στη διαμόρφωση και ελάχιστη παραμόρφωση κατά τη μετάδοση [12],[23],[24].

Εναλλακτικά, στον πομπό εφαρμόζονται τεχνικές DSP με σκοπό την επίτευξη της λειτουργίας ενός διαμορφωτή στην γραμμική περιοχή. Αυτό επιτυγχάνεται είτε με την κατάλληλη προσαρμογή του πλάτους των σημάτων (amplitude scaling) είτε με την διαδικασία της γραμμικοποίησης (linearization). Αυτές οι τεχνικές θα αναλυθούν σε επόμενο κεφάλαιο της παρούσας εργασίας.



# Κεφάλαιο 3<sup>ο</sup>: Τοπολογίες Οπτικών Διαμορφωτών

## 3.1 Διαμόρφωση QAM

Η ορθογωνική διαμόρφωση πλάτους QAM (Quadrature Amplitude Modulation) είναι ένας συνδυασμός των τεχνικών διαμόρφωσης PSK και ASK. Συγκεκριμένα, η μετάδοση της πληροφορίας γίνεται με τη βοήθεια σήματος το οποίο είναι διαμορφωμένο τόσο κατά πλάτος όσο και κατά φάση. Σε σύγκριση με τη διαμόρφωση φάσης, η QAM χρησιμοποιεί λιγότερα επίπεδα φάσης για τον ίδιο αριθμό συμβόλων.[7]

Η διαμόρφωση QPSK αποτελεί την απλούστερη μορφή της, αφού είναι συνδυασμός δύο ορθογώνιων μεταξύ τους συνιστωσών με πλάτη  $+A$  και  $-A$  αντίστοιχα. Πρόκειται δηλαδή για ένα 4-QAM σχήμα διαμόρφωσης.

Στην  $M$ -αδική ορθογωνική διαμόρφωση πλάτους MQAM (Multiple Quadrature Amplitude Modulation) τα ψηφία της πληροφορίας αντιστοιχίζονται σε πολλαπλές μεταβολές της φάσης και του πλάτους του σήματος. Διαθέτει επομένως δύο βαθμούς ελευθερίας στους αστερισμούς στις οποίες αντιστοιχίζονται τα σύμβολα της πληροφορίας. Για αυτό το λόγο η MQAM εμφανίζει υψηλότερη φασματική απόδοση από την MPAM και την MPSK καθώς διαθέτει τη δυνατότητα μετάδοσης περισσότερων ψηφίων ανά σύμβολο με την ίδια μέση ενέργεια συμβόλου [5]. Το σήμα εκπομπής γράφεται:

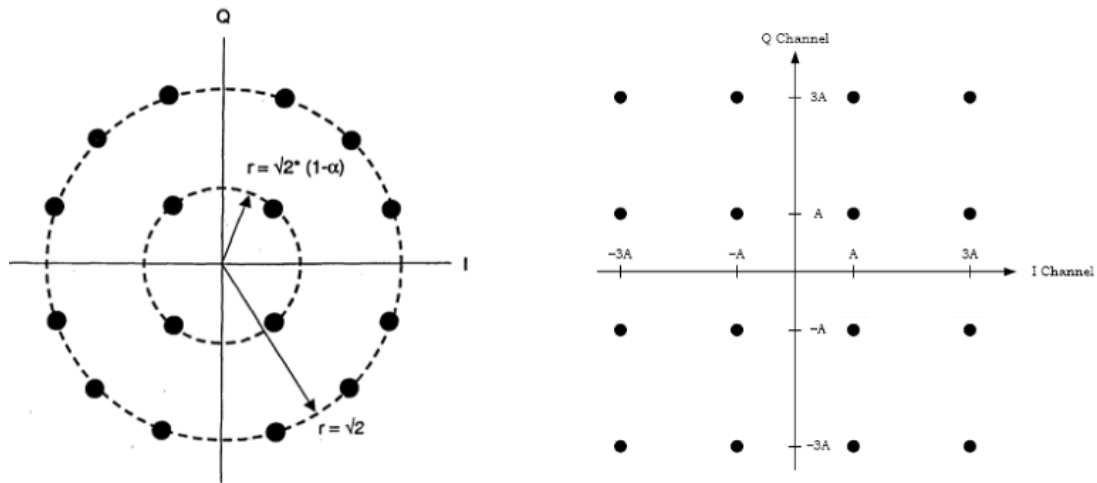
$$s_m(t) = \text{Re}\{(A_{mi} + j A_{mq})g(t)e^{j2\pi f_c t}\} = A_{mi} g(t) \cos 2\pi f_c t - A_{mq}g(t) \sin 2\pi f_c t,$$
$$m = 1, 2, \dots, M$$

ενώ η μέση ενέργεια συμβόλου γράφεται:

$$E_m = \|s_m\|^2 = \frac{Eg}{2}(A_{mi}^2 + A_{mq}^2)$$

Και δεν είναι κοινή για όλα τα σύμβολα.[7]

Οι συνηθέστερες μορφές της είναι η 16-QAM, η 64-QAM και η 256-QAM. Προφανώς όσο τα ψηφία ανά σύμβολο στο δέκτη αυξάνονται, το σύστημα γίνεται περισσότερο ευάλωτο στο θόρυβο και άλλες παρεμβολές, εφόσον η απόσταση των συμβόλων στο διάγραμμα αστερισμού μειώνεται. Όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα η διαμόρφωση MQAM μπορεί να επιτευχθεί και με τετραγωνικό και με κυκλικό αστερισμό.

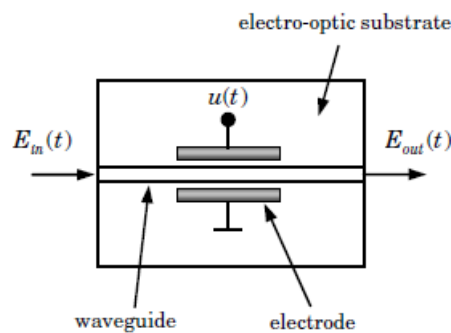


Σχήμα 3.1.1 Κυκλικός και Τετραγωνικός αστερισμός για 16-QAM διαμόρφωση

### 3.2 Οπτικοί Διαμορφωτές απλού ηλεκτροδίου

Όπως αναφέρθηκε στο κεφάλαιο 2.1 ο εξωτερικός οπτικός διαμορφωτής συνήθως αποτελείται από μια ή περισσότερες από τις θεμελιώδεις δομές εξωτερικής διαμόρφωσης οι οποίες είναι: ο διαμορφωτής φάσης ( phase modulator PM) ο διαμορφωτής Mach-Zehnder (MZM) και ο οπτικός IQ διαμορφωτής (IQM). Σε αυτό το κεφάλαιο θα μελετήσουμε αναλυτικά τις δομές αυτές.

#### Διαμορφωτής Φάσης



Σχήμα 3.2.1 Διαμορφωτής Φάσης[4]

Στο παραπάνω σχήμα απεικονίζεται ένα διαμορφωτή φάσης, ο οποίος κατασκευάζεται με την ενσωμάτωση ενός οπτικού κυματοδηγού σε ένα υπόστρωμα από ήλεκτρο-οπτικό υλικό. Το συνηθέστερο υλικό που χρησιμοποιείται είναι το νιοβικό λίθιο ( $\text{LiNbO}_3$ ). Η ολίσθηση φάσης, η οποία επιτυγχάνεται, εξαρτάται από τον ενεργό δείκτη διάθλασης (effective refractive index  $n_{\text{eff}}$ ), ο οποίος με τη σειρά του εξαρτάται από την εφαρμοζόμενη τάση σε ένα επιστρωμένο ηλεκτρόδιο, διαμορφώνοντας έτσι τη φάση του εισερχόμενου οπτικού σήματος. Η διαμόρφωση φάσης είναι μια κυματοσυνάρτηση  $\phi_{\text{PM}}(t)$  με μήκος κύματος  $\lambda$ , του μήκους του ηλεκτροδίου  $l_{\text{el}}$  (interaction length)

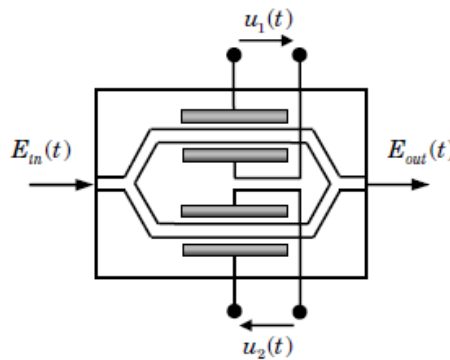
και της μεταβολής του ενεργού δείκτη διάθλασης  $\Delta n_{eff}$ . Αμα λάβουμε υπόψη μόνο το φαινόμενο Pockels, η μεταβολή στον δείκτη διάθλασης μπορεί να θεωρηθεί γραμμική ως προς την εφαρμοζόμενη εξωτερική τάση  $u(t)$ .

$$\phi_{PM}(t) = 2\lambda \cdot \Delta n_{eff}(t) \cdot l_{el} \sim u(t) \quad (3.2.1)$$

Συνήθως δίνεται η απαραίτητη τάση οδήγησης  $V\pi$  που επιτυγχάνει στροφή φάσης  $\pi$ . Συνεπώς η σχέση εισερχόμενου και εξερχόμενου πεδίου είναι :

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot e^{j\phi_{PM}(t)} = E_{in}(t) \cdot e^{j\frac{u(t)}{V\pi}\pi} \quad (3.2.2)$$

### Διαμορφωτής Mach-Zehnder



Σχήμα 3.2.2 Διαμορφωτής Mach-Zehnder[4]

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται ένας dual-drive διαμορφωτής Mach-Zehnder (dual-drive Mach-Zehnder Modulator-MZM), ο οποίος είναι ένας ηλεκτρο-οπτικός διαμορφωτής, συνήθως από νιοβικό λίθιο ( $LiNbO_3$ ) στον οποίο η διάδοση του φωτός ελέγχεται από εξωτερικά επιβαλλόμενες τάσεις. Οι συγκεκριμένοι οπτικοί διαμορφωτές είναι απαραίτητα στοιχεία για την υλοποίηση σύγχρονων WDM και TDM οπτικών δικτύων. Στην γενική περίπτωση αποτελείται από έναν διαχωριστή, ο οποίος στην είσοδο χωρίζει το σήμα σε δύο μέρη τα οποία στη συνέχεια εισέρχονται σε δυο διαμορφωτές φάσης. Στο τέλος, τα δύο σήματα ενώνονται με τη βοήθεια ενός συζεύκτη. Οι τάσεις  $u_1$   $u_2$  εφαρμόζονται στον πάνω και τον κάτω βραχίονα προκαλούν ολισθήσεις φάσης  $\phi_1$  και  $\phi_2$  αντίστοιχα. Θεωρώντας ότι η ισχύς ισομοιράζεται στην είσοδο και την έξοδο του διαμορφωτή και ότι δεν υπάρχουν απώλειες, η συνάρτηση μεταφοράς του MZM θα είναι :

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cdot (e^{j\phi_1(t)} + e^{j\phi_2(t)}) \quad (3.2.3)$$

όπου  $\phi_1(t)$  και  $\phi_2(t)$  οι στροφές φάσης στον πάνω και κάτω βραχίονα αντίστοιχα.

Για μια προκαθορισμένη τιμή των τάσεων  $V_{\pi 1}$ ,  $V_{\pi 2}$  οδήγησης για τις οποίες έχουμε στροφή φάσης  $\pi$  θα ισχύει :

$$\phi_1(t) = \frac{u_1(t)}{V_{\pi 1}}\pi, \phi_2(t) = \frac{u_2(t)}{V_{\pi 2}}\pi. \quad (3.2.4)$$

Οι λειτουργίες του διαμορφωτή μπορούν να διαχωριστούν ανάλογα με τις μεταβολές της φάσης που εισάγονται σε κάθε βραχίονα . Πιο συγκεκριμένα :

Λειτουργία push - push : Ισχύει  $\phi_1(t) = \phi_2(t) = \phi(t)$ . Η ολίσθηση φάσης δηλαδή , είναι ίση στους δύο βραχίονες. Κάτι τέτοιο επιτυγχάνεται αν για παράδειγμα  $u_1(t) = u_2(t) = u(t)$  και  $V_{\pi 1}(t) = V_{\pi 2}(t) = V_{\pi}(t)$ . Τότε η διάταξη λειτουργεί αμιγώς σαν διαμορφωτής φάσης και ισχύει η εξίσωση 3.2.1.

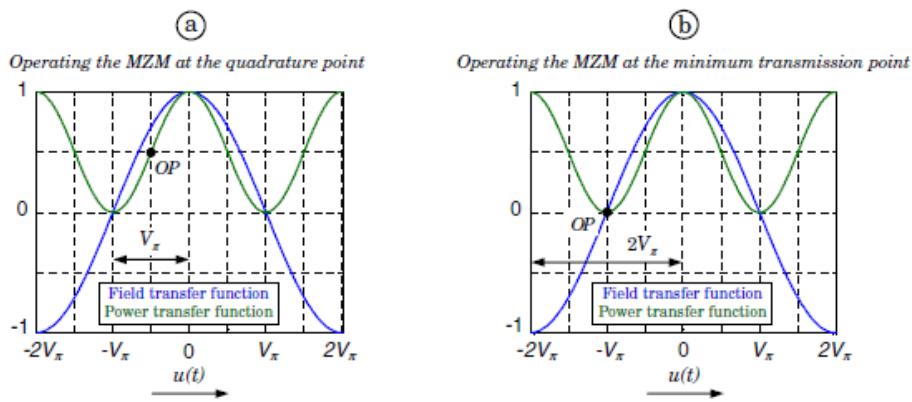
Λειτουργία push - pull : Ισχύει  $\phi_1(t) = -\phi_2(t)$ . Κάτι τέτοιο επιτυγχάνεται αν  $u_1(t) = -u_2(t) = u(t)/2$  και  $V_{\pi 1}(t) = V_{\pi 2}(t) = V_{\pi}(t)$ . Τότε η διάταξη λειτουργεί σαν διαμορφωτής πλάτους. Το εξερχόμενο πεδίο είναι :

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\phi_{MZM}(t)}{2}\right) = E_{in}(t) \cdot \cos\left(\frac{u(t)}{2V_{\pi}}\pi\right) \quad (3.2.5)$$

Όπου  $\Delta\phi_{MZM}(t) = \phi_1(t) - \phi_2(t) = 2\phi_1(t)$ . Αντίστοιχα για την εξερχόμενη ισχύ :

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos(\Delta\phi_{MZM}(t)) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{u(t)}{V_{\pi}}\pi\right) \quad (3.2.6)$$

Σημειώνεται ότι σε περίπτωση που  $u(t) = V_{\pi}$  πραγματοποιείται στροφή φάσης κατά  $\pi$  στη συνάρτηση μεταφοράς της ισχύος στην λειτουργία push - pull. Τα σημεία λειτουργίας του MZM όπως περιγράφονται παραπάνω φαίνονται και στο παρακάτω σχήμα:



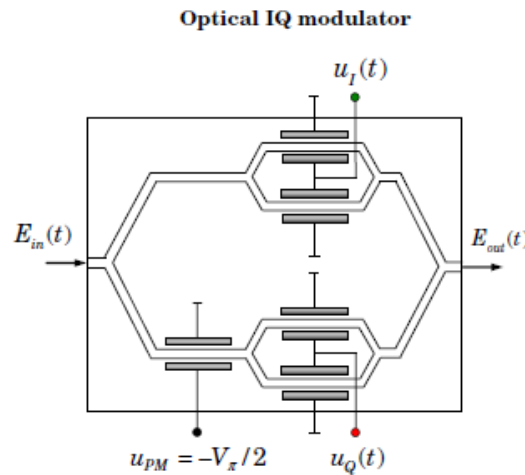
Operating the MZM in the quadrature point (a) and the minimum transmission point (b)

Σχήμα 3.2.3 Περιοχές λειτουργίας MZM [4]

Στην πρώτη περίπτωση ο MZM λειτουργεί στο quadrature point με σταθερή τάση DC bias =  $-V_{\pi}/2$  και peak-to-peak διαμόρφωση κατά  $V_{\pi}$ . Στην δεύτερη περίπτωση ο MZM λειτουργεί στο

σημείο ελάχιστης μετάδοσης με σταθερή τάση DC bias =  $-V\pi$  και peak-to-peak διαμόρφωση κατά  $2V\pi$  προκαλώντας στροφή φάσης κατά  $\pi$  στο σημείο αυτό. Με αυτό τον τρόπο ο MZM μπορεί να χρησιμοποιηθεί για ταυτόχρονη διαμόρφωση φάσης και πλάτους.

### IQ διαμορφωτής



Σχήμα 3.2.4 IQ Διαμορφωτής [4]

Για να δημιουργηθούν σήματα διαμορφωμένα κατά φάση και πλάτος, απαιτείται στον οπτικό πομπό να υπάρχει ένας οπτικός IQ διαμορφωτής (Optical In – phase Quadrature Modulator - IQM). Αποτελείται από δύο διαμορφωτές Mach-Zehnder και έναν διαμορφωτή φάσης PM στον έναν βραχίονα. Όπως φαίνεται και στο σχήμα, το εισερχόμενο σήμα χωρίζεται στα δύο και ακολουθεί διαφορετικές διαδρομές στον πάνω και κάτω και βραχίονα της διάταξης. Πρόκειται για τον συμφασικό (In-phase) και ορθογώνιο (Quadrature) βραχίονα αντίστοιχα. Τα επιμέρους σήματα υπόκεινται σε διαμόρφωση από τους Mach-Zehnder διαμορφωτές, οι οποίοι λειτουργούν στην κατάσταση push-pull στο σημείο ελάχιστης μετάδοσης, όπως περιεγράφηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Στον κάτω βραχίονα επιβάλλεται μετατόπιση της φάσης κατά  $90^\circ$  από έναν PM με  $u_{PM} = -V\pi/2$ . Στη συνέχεια οι διαμορφωτές οδηγούνται από τα ηλεκτρικά σήματα  $u_I(t)$  και  $u_Q(t)$  και υποθέτουμε ότι δεν υπάρχουν απώλειες. Για τις μεταβολές της φάσης στον πάνω και κάτω βραχίονα ισχύει :

$$\Delta\phi_I(t) = \frac{u_I(t)}{V\pi_1}\pi, \quad \Delta\phi_Q(t) = \frac{u_Q(t)}{V\pi_2}\pi \quad (3.2.7)$$

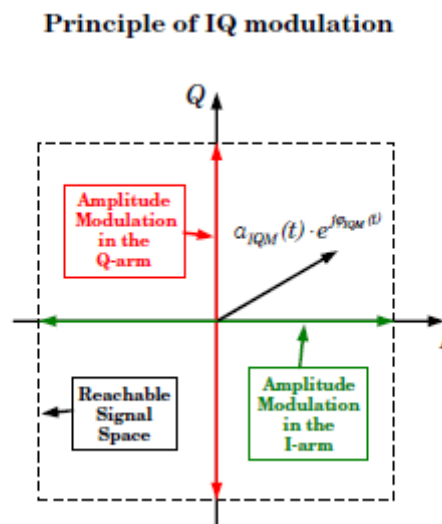
Η συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή IQ θα είναι :

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\phi_I(t)}{2}\right) + j \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\phi_Q(t)}{2}\right) \quad (3.2.8)$$

Με την παραπάνω διαδικασία οποιοδήποτε σημείο στο επίπεδο IQ του διαγράμματος αστερισμού μπορεί να αναπαρασταθεί μετά την επανένωση των δύο σημάτων από τους δύο βραχίονες. Από τα παραπάνω καταλήγουμε ότι η διαμόρφωση φάσης και πλάτους που επιτυγχάνεται από τον IQ διαμορφωτή είναι :

$$\alpha_{IQM}(t) = \left| \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} \right| = \frac{1}{2} \sqrt{\cos^2 \left( \frac{uI(t)}{2V\pi_1} \pi \right) + \cos^2 \left( \frac{uQ(t)}{2V\pi_2} \pi \right)} \quad (3.2.9)$$

$$\phi_{IQM}(t) = \arg \left[ \cos \left( \frac{uI(t)}{2V\pi_1} \pi \right), \cos \left( \frac{uQ(t)}{2V\pi_2} \pi \right) \right] \quad (3.2.10)$$



Σχήμα 3.2.5 Αρχή IQ διαμόρφωσης[4]

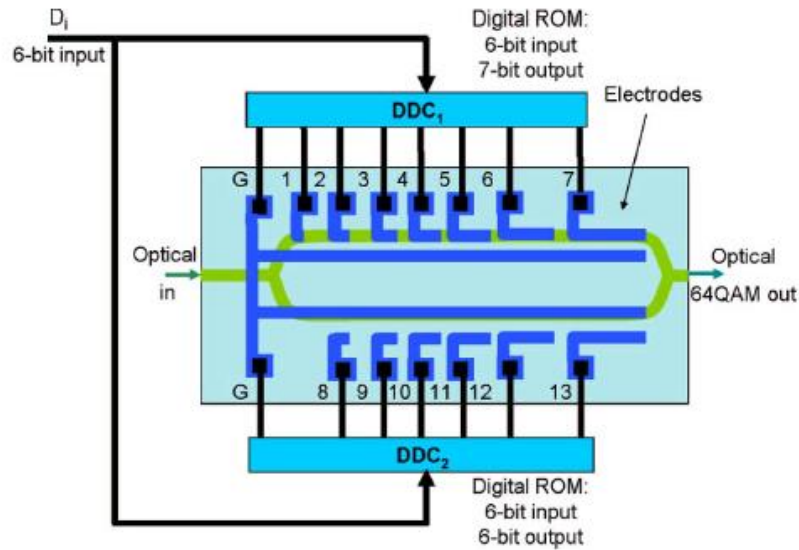
### 3.3 Οπτικοί Διαμορφωτές τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου

Μια συνήθης μέθοδος για να επιτύχουμε πολυεπίπεδα σχήματα διαμόρφωσης όπως τα M-αδικά QAM είναι η χρήση δύο παράλληλων MZMs για να δημιουργήσουμε ένα IQM όπως αναλύθηκε στην παράγραφο 3.2. Σύμφωνα με αυτήν την προσέγγιση, ο αριθμός των επιπέδων τάσης που απαιτούνται αυξάνεται μια την αύξηση του αριθμού M. Επομένως, όσο μεγαλύτερο το σχήμα διαμόρφωσης τόσο περισσότερα τα επίπεδα τάσης που ελέγχουν τα ηλεκτρόδια. Για παράδειγμα, ένας 64QAM διαμορφωτής μπορεί να απαιτήσει ως και 128 διαφορετικά επίπεδα τάσης. Σε αυτή την παράγραφο θα παρουσιάσουμε μία απλή μέθοδο για την παραγωγή αυθαίρετων M-αδικών αστερισμών εισάγοντας την έννοια της άμεσης ψηφιακής οδήγησης (direct digital driving). Με αυτή τη μέθοδο θα έχουμε τη δυνατότητα να παράγουμε M-QAM αστερισμούς με τη χρήση ενός MZM πολλαπλών ηλεκτροδίων και μόνο 2 επίπεδα τάσης (που αντιστοιχούν στο δυαδικό 0 και 1).

Ένας M-QAM διαμορφωτής παράγει έναν αστερισμό που αποτελείται από M διακριτά σημεία, ή αλλιώς σήματα, τα οποία καθορίζονται από τη σχέση:

$$s_i = r_i e^{j\theta_i}, \quad r_i \geq 0, \quad 0 \leq \theta_i \leq 2\pi, \quad i = 1, \dots, M \quad (3.3.1)$$

Θα εξετάσουμε το παράδειγμα ενός 64-QAM οπτικού διαμορφωτή που υλοποιείται με ένα MZM στους οπλισμούς του οποίου υπάρχουν πολλαπλά ηλεκτρόδια. Συγκεκριμένα, διαθέτει επτά ηλεκτρόδια στον πάνω οπλισμό και έξι στον κάτω με κοινή γείωση όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.[12]



Σχήμα 3.3.1 Διαμορφωτής τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου 64-QAM [12]

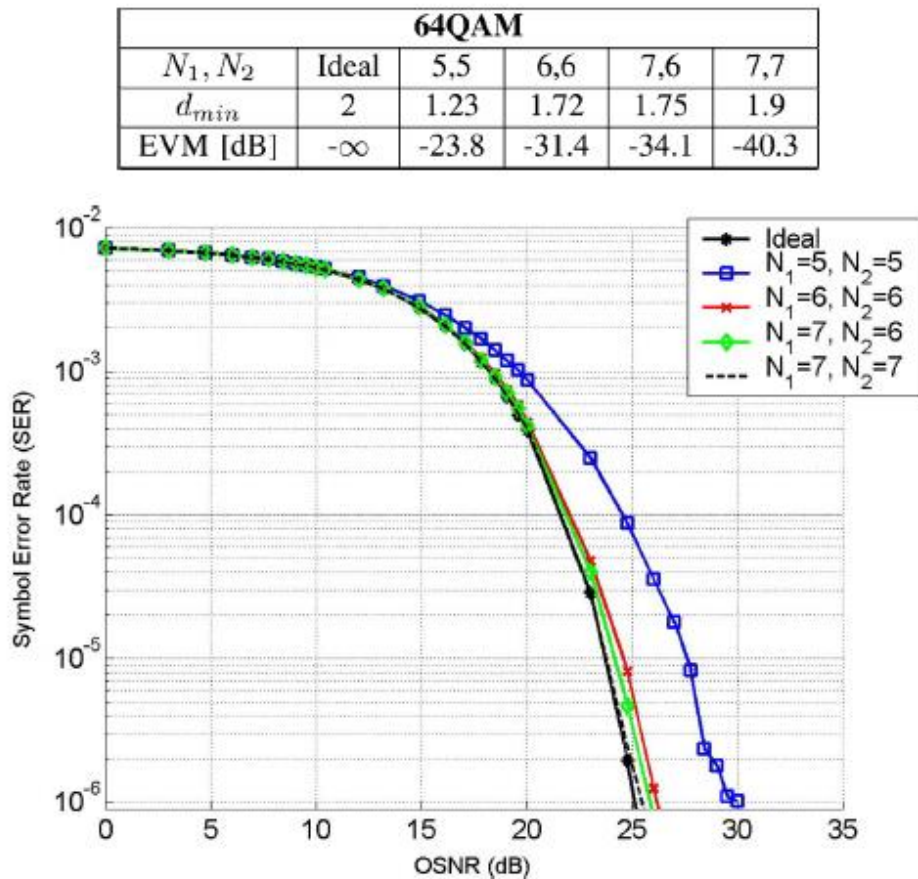
Ο διαμορφωτής δέχεται μία 6-bit ψηφιακή (ηλεκτρική) είσοδο η οποία αντιστοιχίζεται στα 13 ηλεκτρόδια του MZM μέσω δύο *digital-to-digital converters* (DDC). Οι έξοδοι του ενός DDC ελέγχουν το πάνω τμήμα των ηλεκτροδίων ενώ οι έξοδοι του άλλου ελέγχουν το κάτω τμήμα. Με αυτό τον τρόπο κάθε ηλεκτρόδιο οδηγείται από ένα από τα δύο επιθυμητά επίπεδα τάσης, 0 και  $u$  αντίστοιχα. Εναλλακτικά, οι δύο DDCs μπορούν να αντικατασταθούν από ένα DDC με 13 εξόδους.[12]

Σύμφωνα με την παραπάνω περιγραφή το DDC μπορεί να θεωρηθεί ως ένα πίνακας αντιστοίχισης (high speed digital Look-up Table – LUT). Ορίζουμε  $\mathbf{L}^1 = (L^1_1, L^1_2, \dots, L^1_{N1})$  και  $\mathbf{L}^2 = (L^2_1, L^2_2, \dots, L^2_{N2})$  δύο διανύσματα με διαστάσεις  $N1$  και  $N2$  των οποίων τα στοιχεία παριστάνουν στα μήκη των ηλεκτροδίων του πάνω οπλισμού και του κάτω οπλισμού αντίστοιχα. Έστω τώρα ότι  $\mathbf{B}^1$  ένας διδιάστατος πίνακας  $M \times N1$ . Κάθε γραμμή  $i$  του  $\mathbf{B}^1$ ,  $B^1_i$  περιέχει την είσοδο  $D_i$  του DDC στα  $N1$  ηλεκτρόδια του πάνω οπλισμού. Ομοίως ο  $\mathbf{B}^2$  είναι διδιάστατος πίνακας  $M \times N1$  που περιέχει την είσοδο  $D_i$  του DDC στα  $N2$  ηλεκτρόδια του κάτω οπλισμού. Η έξοδος του διαμορφωτή μπορεί να περιγραφεί με την παρακάτω συνάρτηση μεταφοράς:

$$E_{out}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot E_{in} \cdot \exp\left\{j\pi \cdot \frac{u}{u_{\pi}} \cdot \sum_{j=1}^{N1} B^1_{ij} L^1_j\right\} + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot E_{in} \cdot \exp\left\{-j\pi \cdot \frac{u}{u_{\pi}} \cdot \sum_{j=1}^{N2} B^2_{ij} L^2_j\right\}, \quad (3.3.2)$$

Όπου  $E_{in}$  ορίζεται το οπτικό πεδίο το οποίο εισέρχεται στον διαμορφωτή και  $u_{\pi}$  η αποκαλούμενη *half-wave voltage*. Θέτοντας  $u = 2u_{\pi}$  και κανονικοποιώντας το άθροισμα ώστε  $0 \leq \sum_j^N B_{ij}^{1,2} L_j < 1$ , κάθε οπλισμός θα προκαλεί στροφή φάσης κατά  $0 \leq \Delta\varphi < 2\pi$  του οπτικού πεδίου.

Με αυτή τη μέθοδο αποφεύγουμε ενδιάμεσα κυκλώματα, αφού η εφαρμογή των ηλεκτρικών σημάτων γίνεται απευθείας πάνω στα ηλεκτροδία, γι' αυτό την αποκαλούμε μέθοδο *άμεσης ψηφιακής οδήγησης* (direct digital driving).[12]



SER performance curves for ideal and generated 64QAM.

Σχήμα 3.3.2 Επίδοση διαμορφωτή τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου 64-QAM για διαφορετικά πλήθη ηλεκτροδίων[12]

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται το διάγραμμα του ρυθμού λαθών των συμβόλων (symbol error rate – SER) ως προς τον οπτικό σηματοθρομβικό λόγο (optical signal to noise ratio – OSNR). Το πλήθος και οι διαστάσεις των ηλεκτροδίων επηρεάζουν την απόδοση του διαμορφωτή. Όσο μεγαλύτερο το πλήθος των ηλεκτροδίων στους δύο οπλισμούς τόσο η απόδοση του διαμορφωτή προσεγγίζει την ιδανική περίπτωση. Βέβαια αυτό απαιτεί έναν ποιο πολύπλοκο και δαπανηρό MZM. Αξίζει επομένως να μελετηθεί ποιος είναι ο ελάχιστος αριθμός ηλεκτροδίων για τον οποίο προσεγγίζεται ικανοποιητικά η ιδανική περίπτωση.



# Κεφάλαιο 4<sup>ο</sup>: Υλοποίηση σε λογισμικό MATLAB διαμορφωτή IQ και διαμορφωτή τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου

Σε αυτό το κεφάλαιο θα περιγράψουμε την υλοποίηση ενός κλασσικού διαμορφωτή IQ και ενός διαμορφωτή IQ τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου με την χρήση του λογισμικού MATLAB. Αρχικά θα κατασκευάζεται το σήμα της πληροφορίας. Εδώ θα δίνεται η δυνατότητα επιλογής ανάμεσα σε δύο ειδών μορφοποίησης παλμών με α) ορθογωνικούς παλμούς και β) παλμούς ανυψωμένου συνημιτόνου (raised cosine). Έπειτα κατασκευάζεται ένα ημιτονικό σήμα το οποίο προσομοιώνει το οπτικό φέρον. Τα δύο σήματα εισάγονται στους δύο διαμορφωτές και διαμορφώνονται με τις δύο διαφορετικές μεθόδους. Οι έξοδοι των διαμορφωτών οδηγούνται σε έναν δίαυλο AWGN ο οποίος προσομοιώνει μια οπτική ζεύξη με τμήματα ίνας (80-100 km) και οπτικούς ενισχυτές. Τέλος, αποδιαμορφώνεται το λαμβανόμενο σήμα και συγκρίνονται τα αποτελέσματα.

Στο τέλος του κεφαλαίου παρατίθενται τα δομικά διαγράμματα που περιγράφουν την διαδικασία μοντελοποίησης που ακολουθήθηκε.

## 4.1 Κατασκευή σημάτων

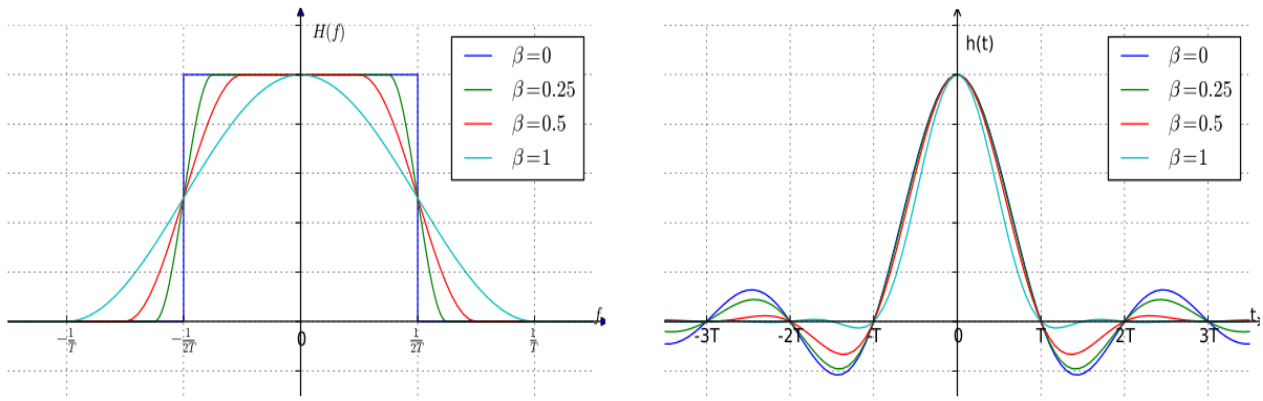
Αρχικά κατασκευάζεται το σήμα πληροφορίας με τη βοήθεια του αντικειμένου `comm.RectangularQAMModulator` της MATLAB. Η εντολή αυτή δημιουργεί ένα QAM ψηφιακό μιγαδικό σήμα και δίνει τη δυνατότητα επιλογής ανάμεσα σε ένα σήμα διαμορφωμένο κατά bits και ένα σήμα διαμορφωμένο κατά symbols (μόνο στην περίπτωση του κλασσικού IQM), με ρυθμό διαμόρφωσης  $M$ . Το αντικείμενο αυτό, στην συγκεκριμένη μελέτη, προσομοιώνει τη λειτουργία ενός ολοκληρωμένου ψηφιακού κυκλώματος που χρησιμεύει για την κατασκευή ενός ιδανικού ψηφιακού σήματος πληροφορίας και δεν πρέπει να μπερδεύεται με την MQAM που προσπαθούμε να επιτύχουμε με τις μεθόδους που περιεγράφηκαν στο κεφάλαιο 3.2 και θα αναλυθούν παρακάτω. Το διάνυμα που δημιουργείται είναι ένα σύνολο διακριτών σημείων που έπειτα θα μετασχηματιστεί σε έναν παλμό. Η παράμετρος  $M$  καθορίζει τον ρυθμό διαμόρφωσης και τα επίπεδα τάσης του σήματος. Επιπλέον προσδιορίζονται οι παρακάτω παράμετροι:

- Αριθμός συμβόλων
- Bits/σύμβολο =  $\log_2(M)$
- Τα μεταδιδόμενα bits = Bits/σύμβολο \* Αριθμός συμβόλων
- Ο ρυθμός συμβόλων (symbol rate) σε GBaud, που στην συγκεκριμένη μελέτη θα είναι ίσος με  $SR = 25\text{GBaud}$

Στο επόμενο βήμα γίνεται η μορφοποίηση του παλμού (pulse shaping). Το pulse shaping είναι μια διαδικασία που χρησιμοποιείται ευρέως στις τηλεπικοινωνιών και στα ηλεκτρονικά με σκοπό τη αλλαγή της κυματομορφής του μεταδιδόμενου παλμού. Με αυτό τον τρόπο, προσαρμόζει το σήμα ώστε να είναι πιο κατάλληλο για μετάδοση σε επικοινωνιακό κανάλι περιορίζοντας το εύρος ζώνης της μετάδοσης.

Κατά την μετάδοση σημάτων με υψηλούς ρυθμούς διαμόρφωσης σε κανάλια με περιορισμένο εύρος (band-limited channel) δημιουργείται το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής (intersymbol interference - ISI). Όσο μεγαλύτερος είναι ο ρυθμός μετάδοσης τόσο μεγαλύτερο και το εύρος ζώνης του. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι με την αύξηση του  $M$  μειώνεται η απόσταση μεταξύ των σημείων του διαγράμματος αστερισμού. Όταν το εύρος ζώνης του σήματος ξεπεράσει το εύρος ζώνης του καναλιού στο σήμα εισάγονται παραμορφώσεις από το κανάλι όπως η διασυμβολική παρεμβολή. Με τη βοήθεια του pulse shaping φιλτράρουμε τον μεταδιδόμενο παλμό έτσι ώστε το ISI να τίθεται υπό έλεγχο. Το είδος της κυματομορφής του τελικού μεταδιδόμενου σήματος καθορίζεται από το pulse shaping filter.[26]

Στην συγκεκριμένη εργασία μελετάμε δύο περιπτώσεις παλμών. Στην πρώτη περίπτωση το σήμα υφίσταται ορθογωνικό (rectangular) pulse shaping με την εντολή `rectpulse` του MATLAB. Με αυτή τη μέθοδο, κάθε σύμβολο του σήματος υπερδειγματίζεται με βάση τον αριθμόν δειγμάτων ανά σύμβολο πληροφορίας (samples per symbol - sps) που ορίζουμε, κατασκευάζοντας έτσι μια ιδανική ορθογωνική παλμοσειρά εύρους ζώνης ίσου με το εύρος ζώνης του τετραγωνικού παλμού που θεωρούμε. Στην δεύτερη περίπτωση το σήμα υφίστανται pulse shaping ανυψωμένου συνημιτόνου (raised cosine pulse shaping) με την εντολή `comm.RaisedCosineTransmitFilter` του MATLAB. Το raised-cosine filter είναι μια εφαρμογή ενός βαθυπερατού φίλτρου Nyquist, του οποίου το μη μηδενικό τμήμα του είναι μια συνημιτονοειδής συνάρτηση ανυψωμένη ως προς τον οριζόντιο άξονα, στο κέντρο συμμετρίας της [28]. Και στις δύο περιπτώσεις επιλέγουμε ο ίδιος ρυθμός υπερδειγμάτισης (oversampling) που καθορίζεται από την παράμετρο `sps`. Έχοντας αυξημένο ρυθμός υπερδειγμάτισης, αυξάνεται η φασματική διακριτική ικανότητα (μεγαλύτερο φασματικό παράθυρο) αλλά με κόστος το μεγαλύτερο μέγεθος δεδομένων που χρειάζεται για να περιγραφεί το σήμα πληροφορίας. Μετά το pulse shaping έχουμε την τελική μορφή του σήματος πληροφορίας (data signal) το οποίο θα έχει τη μορφή είτε ενός τετραγωνικού παλμού είτε ενός παλμού ανυψωμένου συνημιτόνου. Η παράμετρος `roll-off` καθορίζει τη στενότητα του raised cosine παλμού.

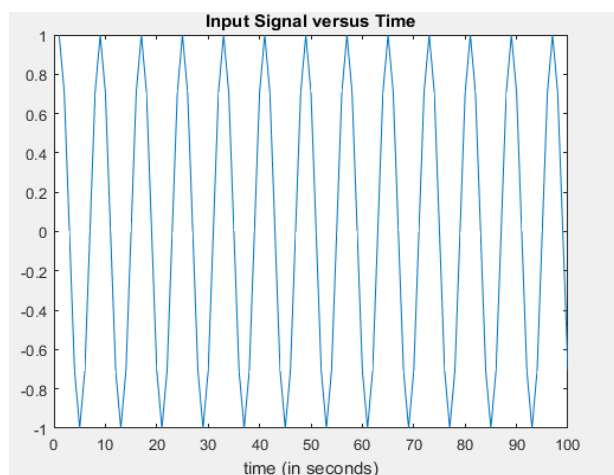


Frequency response of raised-cosine filter with various roll-off factors    Impulse response of raised-cosine filter with various roll-off factors

Σχήμα 4.1.1 Απόκριση συχνότητας και κρουστική απόκριση raised cosine παλμού[28]

Ο τετραγωνικός παλμός παρουσιάζει πεπερασμένο εύρος στο πεδίο του χρόνου και άπειρο στο πεδίο των συχνοτήτων (συνάρτηση sinc). Αντίθετα το ανυψωμένο συνημίτονο παρουσιάζει άπειρο εύρος στο πεδίο των χρόνων (κανονικοποιημένη συνάρτηση sinc) αλλά πεπερασμένο φασματικό περιεχόμενο. Παρ' όλα αυτά, το raised cosine δεν επηρεάζεται από το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής ISI όταν χρησιμοποιείται σαν φίλτρο σε ένα σήμα συμβόλων καθώς η κρουστική απόκριση είναι μηδέν για κάθε  $t$  εκτός από  $t = 0$ . Σε κάθε σύμβολο του σήματος πληροφορίας αντιστοιχίζεται ένας raised cosine παλμός στο χρονικό σημείο που θα εμφανιζόταν το εκάστοτε σύμβολο με αποτέλεσμα να μην συμβάλουν τα σύμβολα μεταξύ τους. Επιλέγοντας τον σωστό ρυθμό δειγματοληψίας στον δέκτη γίνεται πλήρης ανάκτηση του σήματος πληροφορίας [13],[28].

Το επόμενο βήμα είναι να κατασκευαστεί ένα ημιτονοειδές σήμα το οποίο θα αντιπροσωπεύει το οπτικό σήμα στο οποίο θα κωδικοποιηθεί το σήμα πληροφορίας. Ορίζονται οι χρονικοί παράμετροι και έπειτα η συνάρτηση  $x = \cos(2*\pi*F_c*t)$  όπου  $F_c$  η συχνότητα του ημιτόνου. Το ημίτονο επαναλαμβάνεται τόσες φορές όσες καθορίζονται από το πλήθος των συμβόλων.



Σχήμα 4.1.2 Οπτικό σήμα εισόδου

## **4.2 Μοντελοποίηση κλασσικού IQ διαμορφωτή**

Ακολουθεί το στάδιο της διαμόρφωσης. Σε πρώτη φάση θα εξεταστεί η χρήση ενός κλασσικού IQ διαμορφωτή ο οποίος υλοποιείται με τη χρήση δύο MZM και ενός PM στον κλάδο της ορθογωνικής συνιστώσας όπως περιεγράφηκε αναλυτικά στο κεφάλαιο 3.2.

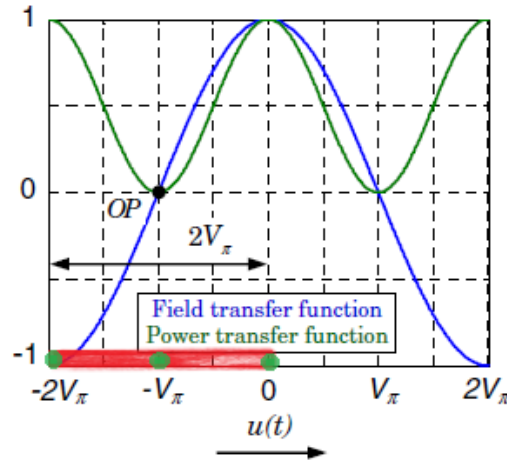
Αρχικά η διαμόρφωση του σήματος της πληροφορίας δεν παράγει συμμετρικό QAM αστερισμό αλλά μετατοπισμένο και σε ορισμένες περιπτώσεις με λιγότερα σημεία από τα επιθυμητά (παράδειγμα για το συγκεκριμένο φαινόμενο θα δοθεί στο επόμενο κεφάλαιο). Αυτό οφείλεται στις παραμορφώσεις που εισάγει ο διαμορφωτής όταν το σήμα ξεπερνά τη γραμμική περιοχή λειτουργίας του. Για να αντισταθμιστεί αυτό το φαινόμενο πριν την βαθμίδα διαμόρφωσης εισάγεται μία βαθμίδα predistortion. Η βαθμίδα αυτή παραμορφώνει αρχικά το σήμα με τέτοιο τρόπο ώστε να αναιρείται η παραμόρφωση λόγω διαμόρφωσης.

Στη συγκεκριμένη μοντελοποίηση θα εξεταστεί η αντιστάθμιση μέσω προσαρμογής του πλάτους του σήματος. Μειώνοντας το πλάτος του σήματος το αναγκάζουμε να λειτουργεί με χαμηλότερη ισχύ και να έχει καλύτερη πρόσβαση στη γραμμική περιοχή του διαμορφωτή [30]. Θα εξεταστούν διαφορετικές τιμές κανονικοποίησης του πλάτους και θα αναζητηθεί η ιδανική ώστε στην έξοδο του διαμορφωτή να παράγεται ένα τέλειο διαμορφωμένο QAM ημιτονοειδές σήμα. Το βασικό μειονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι ένα σήμα μικρότερης τάσης θα είναι πιο ευπαθές στον προστιθέμενο θόρυβο λόγω της μετάδοσης στο κανάλι. Αυτό σημαίνει ότι στον δέκτη το σήμα θα παρουσιάζει μικρότερο σηματοθορυβικό λόγο SNR και επομένως οι καμπύλες BER απομακρύνονται από την ιδανική περίπτωση.

Μία εναλλακτική μέθοδος που δεν απαιτεί επέμβαση στο πλάτος του σήματος, είναι η εφαρμογή ενός αλγορίθμου ψηφιακού predistortion (Digital PreDistortion - DPD) [31],[29]. Ο αλγόριθμος αυτός είναι ένας αλγόριθμος γραμμικοποίησης (linearization algorithm) που κάνει χρήση της αντίστροφης συνάρτησης μεταφοράς (inverse transfer function) για να προσαρμόσει το σήμα πληροφορίας στη γραμμική περιοχή του διαμορφωτή [27]. Η μέθοδος αυτή δεν θα μελετηθεί σε βάθος στην συγκεκριμένη εργασία.

Εφόσον γίνει η επιλογή της μεθόδου predistortion, ακολουθεί το στάδιο της διαμόρφωσης. Η μέθοδος διαμόρφωσης που θα εφαρμοστεί περιεγράφηκε αναλυτικά στο κεφάλαιο 3.2. Αρχικά γίνεται scaling του σήματος πληροφορίας ώστε το πλάτος να έχει εύρος  $2V\pi$ . Έπειτα προστίθεται ένα DC bias ίσο με  $-V\pi$  στην ορθογωνική (Quadrature) και στην συφασική (In-phase) συνιστώσα. Το σήμα πλέον κυμαίνεται μεταξύ  $-2V\pi$  ως  $0$  με κέντρο  $-V\pi$ . Με αυτό τον τρόπο διασφαλίζεται ότι το κάθε MZM στους δύο κλάδους του IQM θα λειτουργεί στο σημείο ελάχιστης μετάδοσης σε push-pull mode και θα επιτυγχάνει ταυτόχρονη διαμόρφωση πλάτους και φάσης.

Operating the MZM at the minimum transmission point



Σχήμα 4.2.1 Περιοχή λειτουργίας MZM στο σημείο ελάχιστης μετάδοσης σε push-pull mode – κατά το signal scaling

Οι δύο συνιστώσες διαμορφώνονται με τη χρήση της σχέσης (3.2.5). Το σήμα πληροφορίας όπως τροποποιήθηκε μετά το predistortion αποτελεί την τάση τροφοδοσίας των ηλεκτροδίων του διαμορφωτή  $u(t)$ . Το οπτικό ημιτονοειδές σήμα που κατασκευάστηκε στο κεφάλαιο 4.1 είναι η είσοδος  $E_{in}(t)$  του διαμορφωτή. Η ορθογωνική συνιστώσα πολλαπλασιάζεται με τον φανταστικό όρο  $j$  ο οποίος προκαλεί στροφή φάσης κατά  $\pi/2$  όπως και ένας διαμορφωτής φάσης PM. Η έξοδος του διαμορφωτή είναι το άθροισμα των δύο συνιστωσών μετά τις τροποποιήσεις που αναφέρθηκαν παραπάνω.

Σε αυτό το σημείο αξίζει να σημειωθεί πως το σήμα στην έξοδο του διαμορφωτή θα ήταν το ίδιο αν αντί για την παραπάνω διαδικασία είχαν εφαρμοστεί οι σχέσεις (3.2.7) και (3.2.8) που αποτελούν την ισοδύναμη συνάρτηση μεταφοράς του IQM.

### **4.3 Μοντελοποίηση διαμορφωτή τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου**

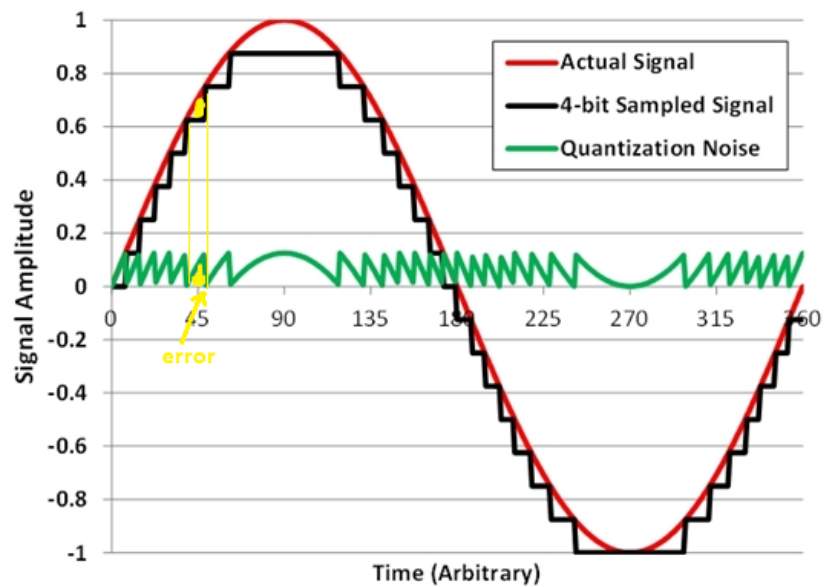
Η δεύτερη μέθοδος διαμόρφωσης που θα μοντελοποιηθεί περιεγράφηκε στο κεφάλαιο 3.3 και δίνει στον χρήστη τη δυνατότητα να παράγει M-QAM αστερισμούς με τη χρήση δύο MZM πολλαπλών ηλεκτροδίων και μόνο δυο επίπεδα τάσης ελέγχου (που αντιστοιχούν στο δυαδικό 0 και 1). Αυτή η μέθοδος ονομάστηκε Direct Digital Driving – DDD.

Πριν τη διαμόρφωση, το σήμα πληροφορίας πρέπει να μετατραπεί σε δυαδικό σήμα (binary signal). Για να επιτευχθεί αυτό θα γίνει χρήση της διαδικασίας της διακριτοποίησης (discretization) [32]. Η διακριτοποίηση είναι η διαδικασία κατά την οποία ένα σήμα συνεχούς χρόνου μετατρέπεται σε διακριτού χρόνου. Στο φυσικό επίπεδο αυτή η διαδικασία μπορεί να πραγματοποιηθεί με τη χρήση ενός μετασχηματιστή αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (Analog to Digital Converter - ADC) [22].

Κατά την διαδικασία της διακριτοποίησης το εύρος του πλάτους του σήματος χωρίζεται σε ίσα τμήματα και υπολογίζονται τα κέντρα και τα άκρα των τμημάτων αυτών. Το πλήθος των τμημάτων εξαρτάται από το πλήθος των ψηφιακών εξόδων του ADC (resolution bits). Τα επίπεδα στα οποία θα

χωριστεί το σήμα θα είναι  $2^{\text{resolution bits}}$  (παράδειγμα διακριτοποίησης θα παρουσιασθεί στο επόμενο κεφάλαιο). Έπειτα ακολουθεί η διαδικασία του κβαντισμού (quantization), όπου τα σημεία του σήματος πληροφορίας δειγματοληπτούνται και αντιστοιχίζονται στο κοντινότερο σε αυτά τμήμα. Τέλος, τα σημεία του κάθε τμήματος μετατρέπονται στο δυαδικό σύστημα. Κάθε bit της δυαδικής αναπαράστασης είναι μια από τις εξόδους του ADC. Η διαδικασία αυτή εφαρμόζεται ξεχωριστά για την ορθογωνική και συμφασική συνιστώσα του σήματος πληροφορίας [32],[33].

Τα βασικά μειονεκτήματα της διαδικασίας αυτής είναι το σφάλμα διακριτοποίησης (discretization error) και το σφάλμα κβαντισμού (quantization error). Το σφάλμα διακριτοποίησης αφορά την αναπαράσταση ενός πραγματικού συνεχούς σήματος σε ένα διακριτό σύστημα, όπως για παράδειγμα ένα διάγραμμα ή ένας πίνακας. Μπορεί να μειωθεί αν αυξηθούν τα  $2^{\text{resolution bits}}$  επίπεδα στα οποία χωρίζεται ο παλμός, αυξάνοντας όμως την πολυπλοκότητα του ADC. Το σφάλμα κβαντισμού είναι το φαινόμενο κατά το οποίο εισάγεται στο σήμα ένας θόρυβος ο οποίος ονομάζεται θόρυβος κβαντισμού (quantization noise). Ο θόρυβος αυτός είναι αποτέλεσμα της διαφοράς του αρχικού αναλογικού σήματος με το ψηφιακό σήμα μετά τον κβαντισμό και είναι ένα μη γραμμικό φαινόμενο, άμεσα εξαρτώμενο από το σήμα [6],[32],[33].



Σχήμα 4.3.1 Απεικόνιση θορύβου και σφάλματος κβαντισμού [34]

Το επόμενο βήμα είναι η διαμόρφωση η οποία περιεγράφηκε στο κεφάλαιο 3.3. Αρχικά υπολογίζονται τα μήκη των ηλεκτροδίων να είναι κανονικοποιημένα ώστε να ικανοποιούν την συνθήκη  $0 \leq \sum_j^N B_{ij}^{1,2} L_j < 1$ . Το άθροισμα αυτό θα είναι το νέο driving σήμα στη συνάρτηση μεταφοράς των MZMs και θα προσομοιώνει τη λειτουργία του MZM πολλαπλών ηλεκτροδίων. Ακολούθως, γίνεται προσαρμογή του πλάτους (digital predistortion) ώστε να έχουμε καλύτερη πρόσβαση στην γραμμική περιοχή του διαμορφωτή όπως και στην προηγούμενη περίπτωση. Τελικά, όπως ακριβώς και στην προηγούμενη περίπτωση, εφαρμόζεται MZM διαμόρφωση στους δύο κλάδους του IQM που λειτουργεί στο σημείο ελάχιστης μετάδοσης σε push-pull mode και

επιτυγχάνει ταυτόχρονη διαμόρφωση πλάτους και φάσης με τη χρήση της (3.2.5). Η ορθογωνική συνιστώσα πολλαπλασιάζεται με τον φανταστικό όρο  $j$  ο οποίος προκαλεί στροφή φάσης κατά  $\pi/2$ . Η έξοδος του διαμορφωτή είναι το άθροισμα των δύο συνιστωσών μετά τις τροποποιήσεις που αναφέρθηκαν παραπάνω.

#### **4.4 Μοντελοποίηση διαύλου μετάδοσης και λήψη**

Το επόμενο στάδιο αφορά τη μετάδοση του διαμορφωμένου σήματος μέσω μιας οπτικής ζεύξης. Αυτό που θα εξεταστεί είναι η επίδραση του θορύβου που προστίθεται στο σήμα κατά την μετάδοση κυρίως λόγω των οπτικών ενισχυτών που χρησιμοποιούνται για την αντιστάθμιση των επιπέδων ισχύος λόγω των απωλειών διάδοσης. Ένα ικανοποιητικό μαθηματικό μοντέλο που περιγράφει αυτόν τον θόρυβο είναι ο προσθετικός λευκός θόρυβος Gauss (Additive White Gaussian Noise - AWGN).

Για την προσομοίωση της ίνας θα γίνει χρήση του αντικειμένου `comm.AWGNChannel` της MATLAB. Με τον τρόπο αυτό προστίθεται λευκός Gaussian θόρυβος (white Gaussian noise) στο κανάλι όπως στην περίπτωση μιας οπτικής ίνας, αν θεωρήσουμε ότι οι υπόλοιπες παράμετροι που προκαλούν παραμορφώσεις κατά την μετάδοση (π.χ. η χρωματική διασπορά, η απόσβεση και τα μη γραμμικά φαινόμενα) έχουν αντισταθμιστεί κατάλληλα. Οι παράμετροι που πρέπει να προσδιοριστούν είναι οι εξής [13]:

- Το εύρος του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου (optical Signal to Noise Ratio - OSNR) σε dB για το οποίο θα γίνει η μελέτη των καμπυλών BER.
- Η πόλωση του καναλιού, που στη περίπτωση που μελετάται είναι ίση με 1
- Ο ρυθμός συμβόλων (symbol rate - SR)
- Ο ρυθμός διαμόρφωσης  $M$
- Το εύρος ζώνης του σήματος μετά το pulse shaping (bandwidth -  $B$ )
- Το εύρος ζώνης αναφοράς  $B_{Ref}$  το οποίο συνήθως επιλέγεται στα 12.5 GHz, και αντιστοιχεί σε ελάχιστο εύρος (resolution bandwidth) 0.1 nm στους οπτικούς αναλυτές φάσματος (optical spectrum analyzers) για μήκος κύματος φέροντος στα 1550 nm (συχνότητα φέροντος στα 193.4 THz).

Με την βοήθεια της βιβλιογραφίας [7],[13] και τις παραπάνω παραμέτρους υπολογίζεται ο σηματοθορυβικός λόγος (Signal to Noise Ratio - SNR) και ο λόγος ενέργειας ανά bit προς ισχύ θορύβου (energy per bit to noise power spectral density ratio -  $E_b/N_0$ ). Εδώ αξίζει να σημειωθεί ότι οι σχέσεις που χρησιμοποιούνται προσεγγίζουν καλύτερα την περίπτωση ενός παλμού ανυψωμένου συνημιτόνου σε σχέση με την περίπτωση ενός τετραγωνικού παλμού. Οι σχέσεις αυτές στην γραμμική τους έκφραση είναι:

$$EbNo_{lin} = OSNR_{lin} \times \frac{2 \times B_{ref}}{\log_2(M) \times SR \times p} \times \frac{B}{SR} \quad (4.4.1)$$

Η σχέση 4.4.1 αναφέρεται σε γραμμικά μεγέθη [13].

Εφόσον συνυπολογιστεί η επίδραση θορύβου στο σήμα ακολουθεί το τελευταίο στάδιο, η λήψη και δειγματοληψία του μεταδιδόμενου σήματος. Για να αποφευχθεί η πλήρης μοντελοποίηση ενός δέκτη, καθώς δεν είναι αντικείμενο της παρούσας εργασίας, γίνεται δειγματοληψία στο σήμα σε συγκεκριμένα σημεία με τη βοήθεια του αντικειμένου `comm.RectangularQAMDemodulator` της MATLAB.

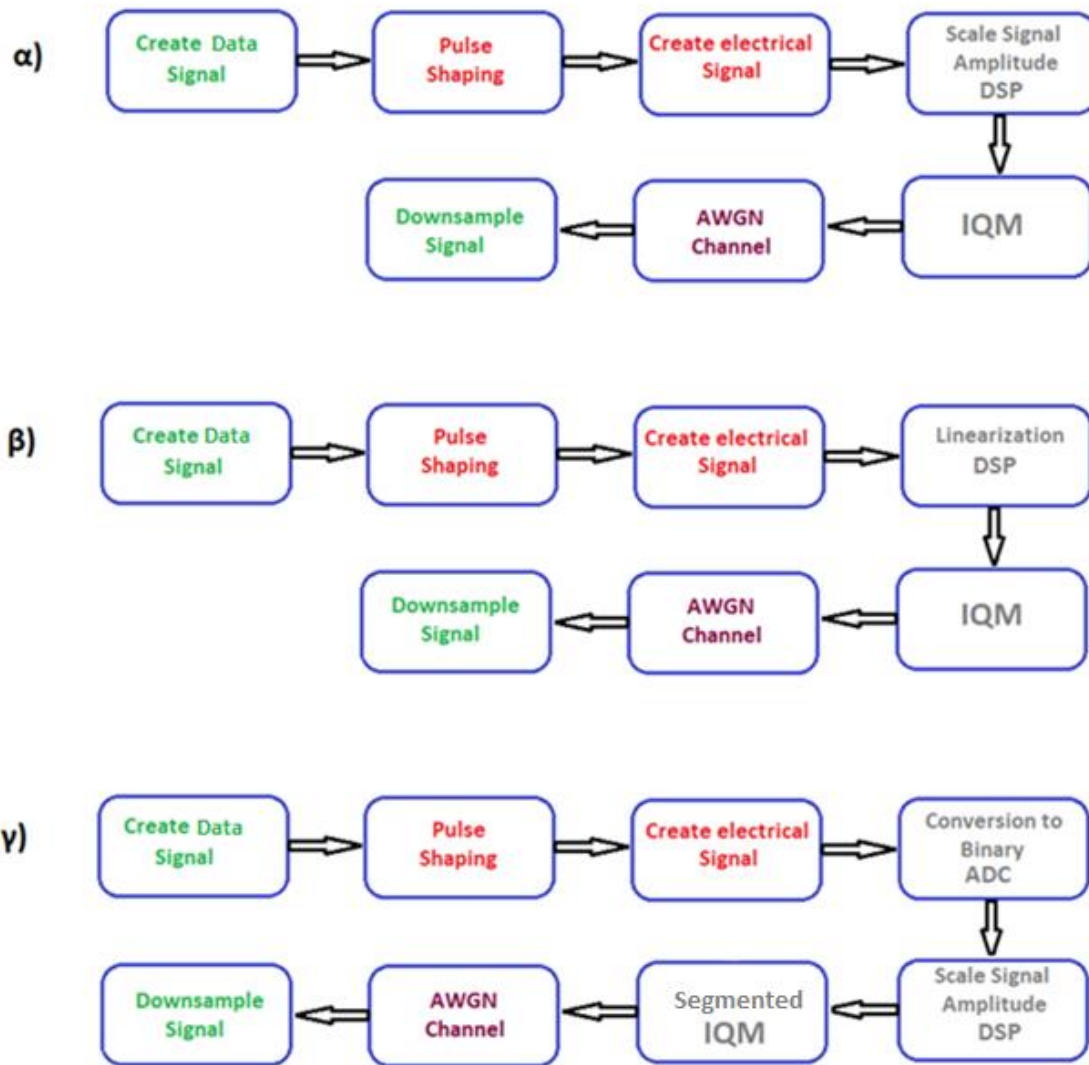
Τέλος ακολουθεί η μελέτη των καμπυλών του ρυθμού λαθών των bit (bit error rate – BER) ως προς το OSNR. Συγκεκριμένα, μελετώνται τα περιθώρια και οι αποδεκτές τιμές OSNR για τις οποίες τεχνικές FEC (forward error correction - FEC), επιτρέπουν να μειώσουμε την εμφάνιση σφαλμάτων λόγω της επίδρασης του θορύβου. Οι τεχνικές FEC είναι κώδικες που εφαρμόζονται στα συστήματα για να ελέγξουν τα σφάλματα κατά τη μετάδοση σε διαύλους με θόρυβο [15],[16]. Για μετάδοση ωφέλιμου ρυθμού 25 GBaud ισχύουν τα εξής:

- Για σύστημα 28 GBaud  $\rightarrow 28/25 = 1.12 \rightarrow$  πλεονάζουσα πληροφορία (overhead) 12%  $\rightarrow 1 \times 10^{-3}$  pre-FEC BER
- Για σύστημα 32 GBaud  $\rightarrow 32/25 = 1.28 \rightarrow$  πλεονάζουσα πληροφορία (overhead) 28%  $\rightarrow 1.9 \times 10^{-2}$  pre-FEC BER

#### **4.5 Δομικά διαγράμματα**

Ακολουθούν τα δομικά διαγράμματα που περιγράφουν βήμα βήμα την διαδικασία της μοντελοποίησης που περιεγράφηκε παραπάνω όπου α) Το Δομικό Διάγραμμα της υλοποίησης κλασσικού IQM με τεχνική predistortion την κανονικοποίηση του πλάτους, β) Το Δομικό Διάγραμμα της υλοποίησης κλασσικού IQM με τεχνική predistortion την γραμμικοποίηση και γ) Το Δομικό Διάγραμμα της υλοποίησης IQM τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου με Direct Digital Driving και τεχνική predistortion την κανονικοποίηση του πλάτους.





Σχήμα 4.5.1 Δομικά διαγράμματα αλγορίθμου προσομοίωσης



## Κεφάλαιο 5<sup>ο</sup>: Προσομοίωση και μελέτη διαμορφωτή IQ και διαμορφωτή τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου

Σε αυτό το κεφάλαιο θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα της μελέτης της μοντελοποίησης που περιεγράφηκε παραπάνω. Η ποιότητα της διαμόρφωσης είναι άμεσα συνδεδεμένη με τη μετρική του λόγου λανθασμένων ψηφίων (BER). Επομένως, είναι απαραίτητη η εκτίμηση του για τον προσδιορισμό του πλήθους των λανθασμένων ψηφίων κατά τη μετάδοση σε μία ζεύξη. Όσο μεγαλύτερο το BER τόσο μεγαλύτερη η παραποίηση της πληροφορίας λόγω της διαμόρφωσης και της επίδρασης του θορύβου μετάδοσης.

Όπως αναφέρθηκε και πριν, ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων είναι 25 GBaud. Τα σχήματα διαμόρφωσης που θα μελετηθούν είναι τα: QPSK, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM για σήμα πληροφορίας ορθογωνικό παλμό και raised cosine παλμό. Επομένως οι ρυθμοί μετάδοσης που εξετάζονται για οπτική ίνα απλής πόλωσης θα είναι:

$$\text{Bit rate} = SR \times \log_2 M \times pol$$

Και άρα:

- QPSK  $\rightarrow 25 \frac{\text{Gsymbol}}{\text{sec}} \times \log_2 4 \times 1 = 50 \text{ Gbps}$
- 16-QAM  $\rightarrow 25 \frac{\text{Gsymbol}}{\text{sec}} \times \log_2 16 \times 1 = 100 \text{ Gbps}$
- 32-QAM  $\rightarrow 25 \frac{\text{Gsymbol}}{\text{sec}} \times \log_2 32 \times 1 = 125 \text{ Gbps}$
- 64-QAM  $\rightarrow 25 \frac{\text{Gsymbol}}{\text{sec}} \times \log_2 64 \times 1 = 150 \text{ Gbps}$

Επίσης είναι σημαντικό να γίνει κατανοητό ότι τα αναλογικά σήματα όπως το οπτικό σήμα εισόδου και το διαμορφωμένο μεταδιδόμενο σήμα, αν και στην πραγματικότητα είναι αναλογικά στο λογισμικό MATLAB αναπαρίστανται με ψηφιακό τρόπο και συγκεκριμένα με τη χρήση διανυσμάτων. Οι παράμετροι που ορίζουν πόσο ακριβής είναι η προσέγγιση ενός πραγματικού συστήματος καθορίζουν την υπολογιστική πολυπλοκότητα της προσομοίωσης. Επομένως, αν επιθυμούμε ακριβέστερη εκτίμηση, πρέπει να αυξηθεί τόσο το πλήθος των συμβόλων του αρχικού σήματος πληροφορίας καθώς και η παράμετρος των δειγμάτων ανά σύμβολο (samples per symbol - sps). Η αυξημένη υπολογιστική πολυπλοκότητα απαιτεί η προσομοίωση να γίνει σε κατάλληλο μέσο.

Όπως αναφέρθηκε και στο κεφάλαιο 4.3 θα παρουσιαστεί η μελέτη των καμπυλών του ρυθμού λαθών των bit (bit error rate – BER) σε λογαριθμική κλίμακα, ως προς τον οπτικό σηματοθορυβικό λόγο (OSNR) σε dB. Όταν το BER είναι υψηλό, πολλά bits του σήματος θα παρουσιάζουν σφάλμα. Τα περισσότερα τηλεπικοινωνιακά συστήματα απαιτούν πιθανότητα εσφαλμένων bit αρκετά

χαμηλότερη του 50% για να θεωρούνται λειτουργικά. Στα περισσότερα συστήματα ακόμη και το 1% θεωρείται αρκετά υψηλό.

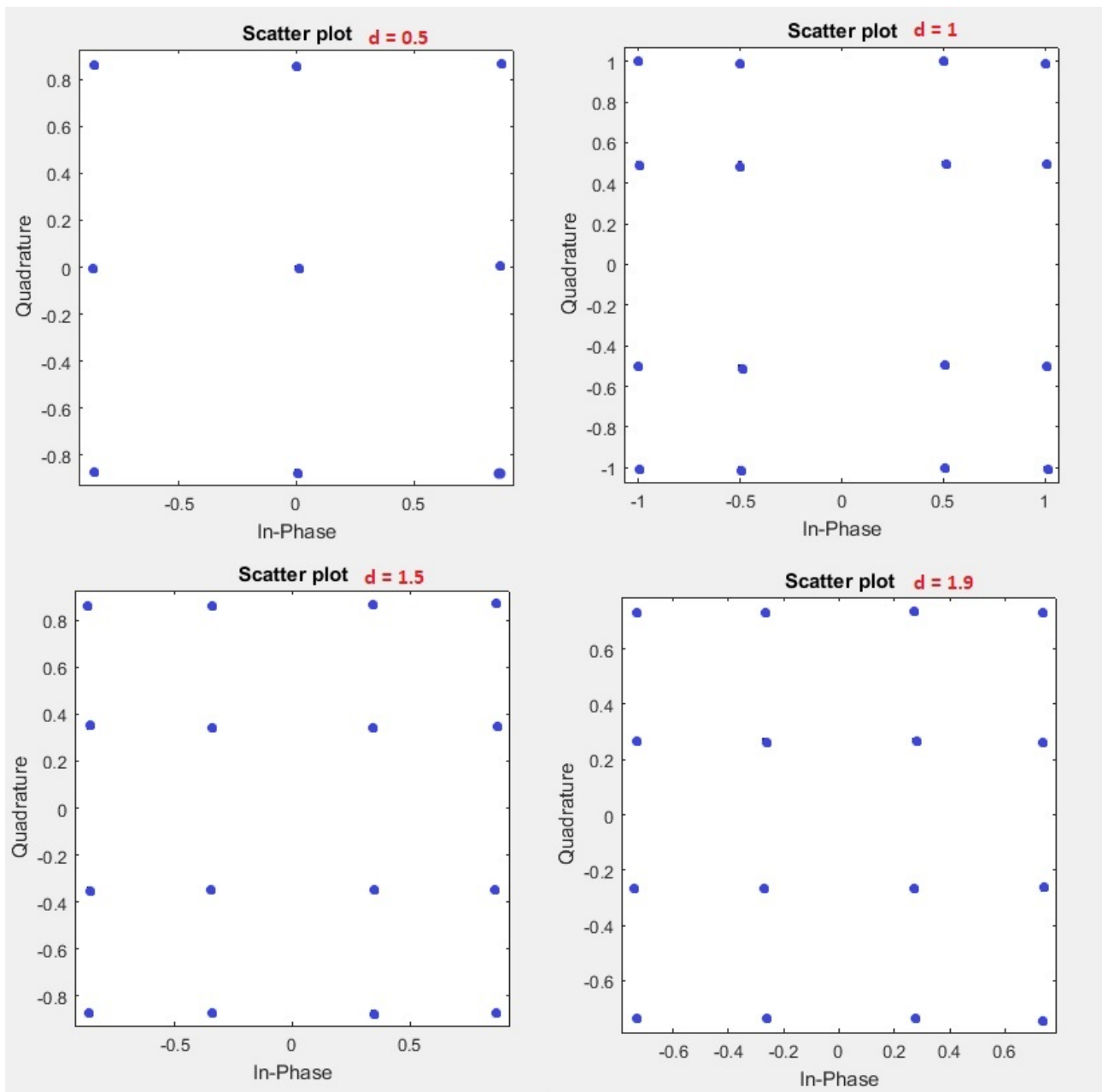
Στα διαγράμματα που θα παρουσιαστούν γίνεται μελέτη για ένα αρκετά μεγάλο εύρος τιμών OSNR ανάλογα με το σχήμα διαμόρφωσης που εξετάζεται κάθε φορά. Για μεγάλες τιμές του OSNR το BER γίνεται πολύ μικρό. Για παράδειγμα ένα BER της τάξης του  $10^{-6}$  συνεπάγεται ότι μόνο ένα bit στα ένα εκατομμύριο θα παρουσιάζει σφάλμα. Αν το σήμα μας περιέχει μόνο 1000 bits υπάρχει μεγάλη πιθανότητα να μην δούμε σφάλμα. Για να είμαστε στατιστικά έγκυροι κάθε προσομοίωση που τρέχουμε πρέπει να παράγει κάποια σφάλματα. Σε αντίθετη περίπτωση, αν το σφάλμα είναι πολύ μικρό ή και μηδενικό δεν σημαίνει ότι το BER είναι μηδενικό αλλά ότι τα bits του μεταδιδόμενου σήματος δεν είναι αρκετά ώστε να έχουμε μία στατιστικά ορθή εκτίμηση. Επομένως, στις προσομοιώσεις που πραγματοποιούνται αγνοούνται, από τις γραφικές παραστάσεις, τα σημεία για τα οποία το BER είναι μηδενικό ή πολύ μικρό.

Σε γενικές γραμμές, στις τηλεπικοινωνίες είναι επιθυμητά BER της τάξης του  $10^{-9}$  για κάθε κανάλι πράγμα που αυξάνει σε πολύ μεγάλο βαθμό την υπολογιστική πολυπλοκότητα της προσομοίωσης. Λόγω των περιορισμένων δυνατοτήτων του μέσου που έχουμε στην διάθεση μας προσπαθούμε να επιτύχουμε BER της τάξης του  $10^{-4}$  και του  $10^{-5}$ .

### **5.1 Μελέτη κλασσικού IQ διαμορφωτή**

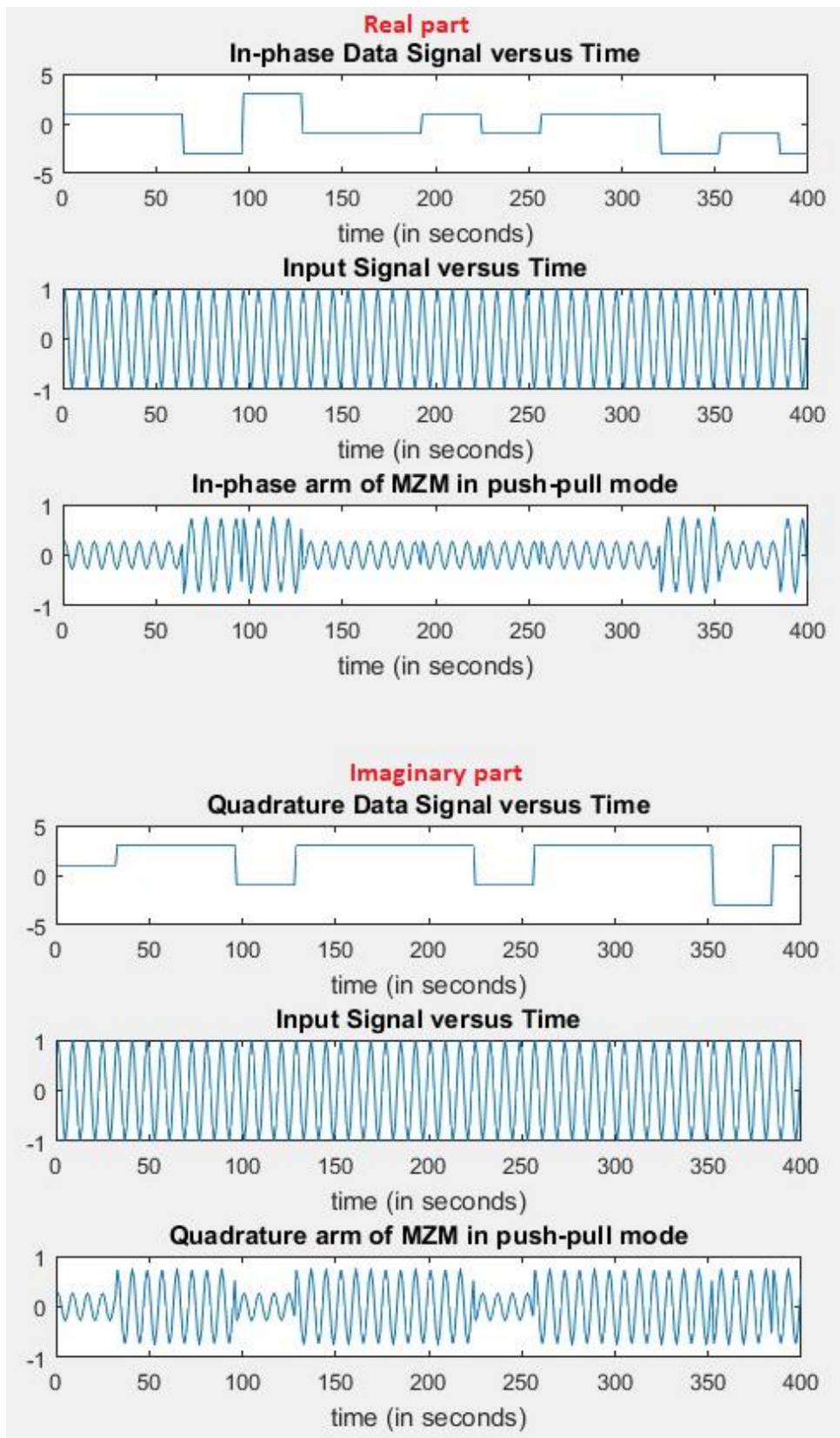
Μια τυπική περιοχή για την τάση οδήγησης  $V_p$  ενός MZM διαμορφωτή είναι 3V – 6V. Η επιλογή αυτή δεν είναι τυχαία, αλλά καθορίζεται από το υλικό του διαμορφωτή[4]. Για τις περιπτώσεις που θα εξεταστούν επιλέγεται τάση λειτουργίας  $V_p$  ίση με  $V_p = 3V$ . Ο raised cosine παλμός που θα μελετηθεί έχει παράγοντα roll-off ίσο με 0.2. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.1.1 ο παλμός έχει σχεδόν τετραγωνικό φάσμα.

Αρχικά, γίνεται μελέτη του σταδίου predistortion, όπως αυτό περιεγράφηκε στο κεφάλαιο 4.2. Ζητούμενο είναι να επιτύχουμε το κατάλληλο scaling του πλάτους του σήματος πληροφορίας έτσι ώστε να έχουμε πρόσβαση στην γραμμική περιοχή λειτουργίας του διαμορφωτή χωρίς όμως να το παραμορφώσουμε σε τέτοιο βαθμό ώστε το σήμα να γίνεται ευάλωτο στην επίδραση του θορύβου από το κανάλι. Μέσω της παραμέτρου  $d$  δοκιμάζουμε διάφορες τιμές scaling, που επηρεάζουν την διακύμανση του πλάτους του σήματος πληροφορίας, και εξετάζουμε τη συμπεριφορά του διαγράμματος αστερισμού. Επιλέγουμε την ελάχιστη τιμή πλάτους του σήματος η οποία παράγει το επιθυμητό συμμετρικό διάγραμμα. Ακολουθεί ενδεικτικά η περίπτωση της μελέτης για 16-QAM διαμόρφωση.



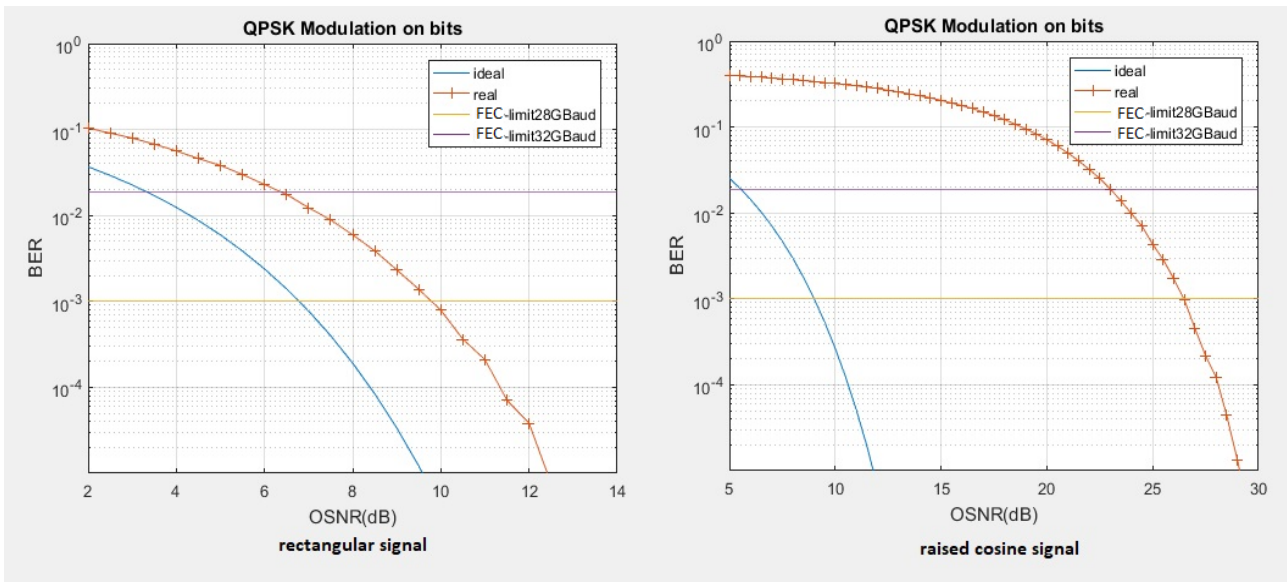
Σχήμα 5.1.1 Διαγράμματα αστερισμού μετά τη διαμόρφωση για 16-QAM και *driving* σήμα τετραγωνικό παλμό για διαφορετικές τιμές *scaling*

Παρατηρείται ότι από μια τιμή και μετά ο αστερισμός που παράγεται είναι πάντα σωστός, αλλά, καθώς το σήμα πληροφορίας είναι πολύ μικρό, η επίδραση του θορύβου στο μεταδιδόμενο σήμα θα είναι όλο και πιο επιζήμια για το σύστημα. Για την παραπάνω περίπτωση η τιμή αυτή είναι  $d = 1.9$  και ο παλμός του σήματος πληροφορίας θα κυμαίνεται από  $-1.5789$  μέχρι  $1.5789$ . Ακολουθούν τα διαγράμματα της συφασικής και της ορθογώνιας συνιστώσας ως προς το χρόνο για το σήμα πληροφορίας και το διαμορφωμένο σήμα καθώς και το σήμα εισόδου.



Σχήμα 5.1.2 Διαγράμματα σημάτων ως προς το χρόνο για διαμόρφωση για 16-QAM και driving σήμα τετραγωνικό παλμό

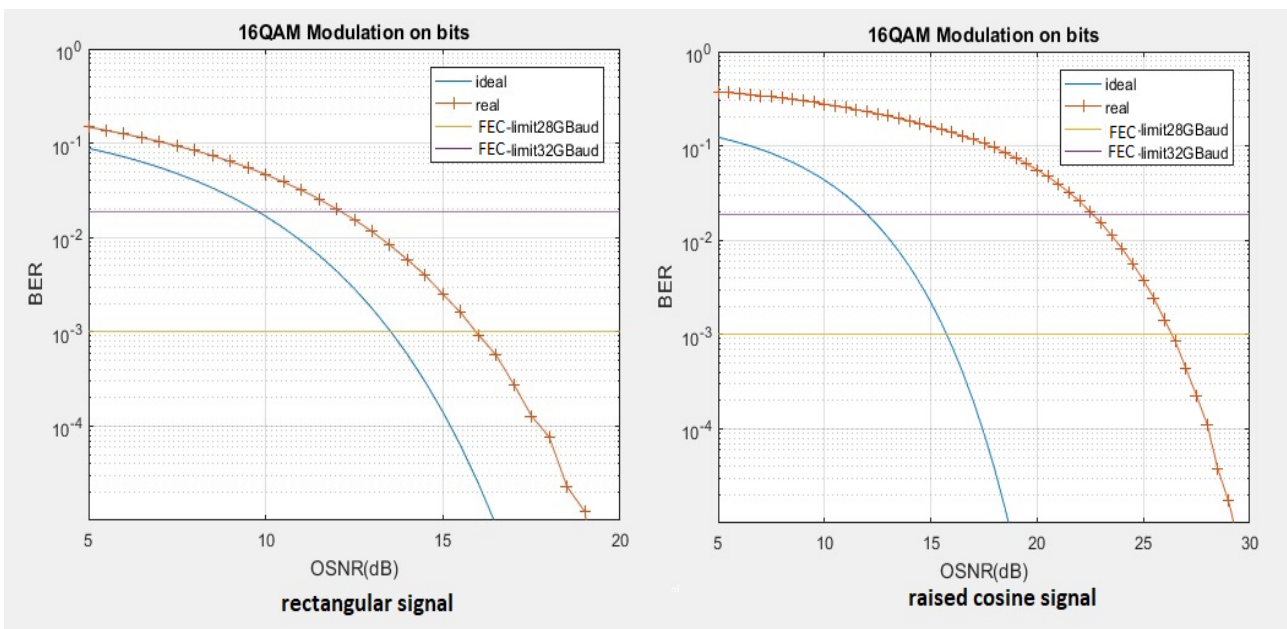
Για τα υπόλοιπα σχήματα διαμόρφωσης επιτυγχάνεται εξίσου ορθά η διαμόρφωση αλλά δεν θα παρουσιαστεί αντίστοιχη μελέτη. Ακολουθούν τα διαγράμματα για όλες τις περιπτώσεις που θα εξεταστούν με εφαρμογή του ιδανικού scaling για το καθένα ξεχωριστά.



Σχήμα 5.1.3 Μελέτη καμπυλών BER για QPSK διαμόρφωση στον κλασικό IQM

### QPSK διαμόρφωση

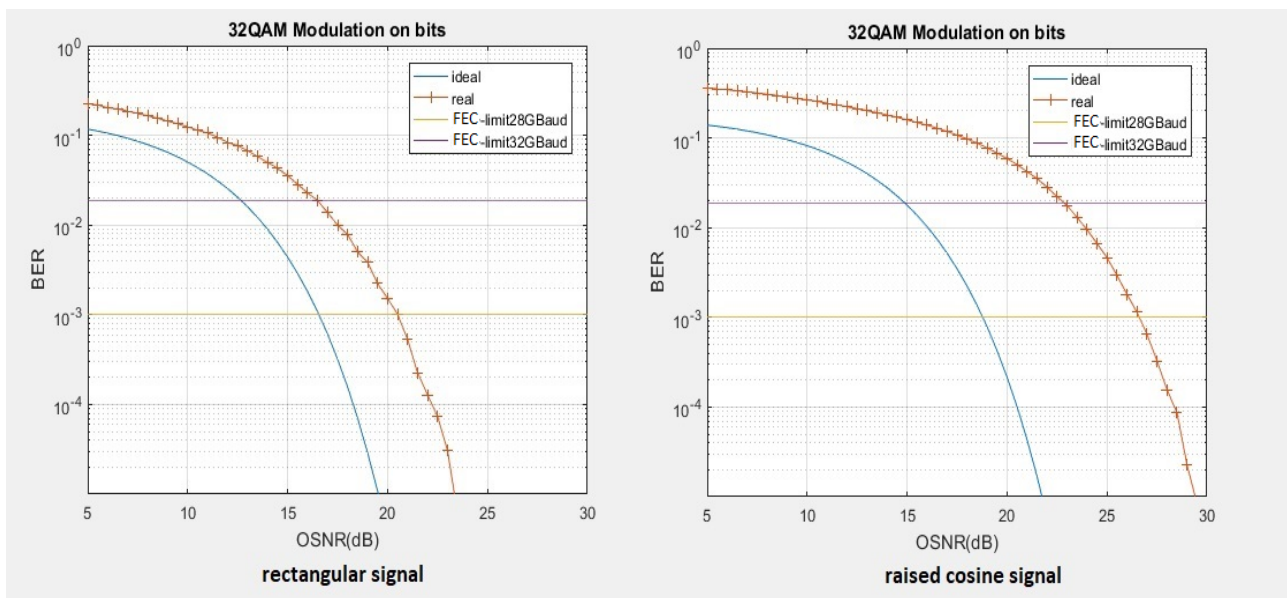
Για σήμα πληροφορίας τετραγωνικό παλμό επιλέγω παράμετρο  $d = 1$  (δεν παραμορφώνω το σήμα). Το σήμα κυμαίνεται από  $-1$  έως  $+1$ . Παρατηρούμε ότι για την επιθυμητή τιμή BER το πραγματικό σήμα απέχει περίπου 3dB από την ιδανική περίπτωση. Για σύστημα 28GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 9.5dB$ . Για σύστημα 32GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 7dB$ . Για σήμα πληροφορίας παλμό ανυψωμένου συνημιτόνου επιλέγω παράμετρο  $d = 1$  (δεν παραμορφώνω το σήμα). Το σήμα κυμαίνεται από  $-0.3763$  έως  $+0.3765$ . Παρατηρούμε ότι για την επιθυμητή τιμή BER το πραγματικό σήμα απέχει περίπου 17.5dB από την ιδανική περίπτωση. Για σύστημα 28GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 27dB$ . Για σύστημα 32GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 23dB$ .



Σχήμα 5.1.4 Μελέτη καμπυλών BER για 16-QAM διαμόρφωση στον κλασικό IQM

## 16-QAM διαμόρφωση

Για σήμα πληροφορίας τετραγωνικό παλμό επιλέγω παράμετρο  $d = 1.9$ . Το σήμα κυμαίνεται από  $-1.9789$  έως  $+1.9789$ . Παρατηρούμε ότι για την επιθυμητή τιμή BER το πραγματικό σήμα απέχει περίπου 3dB από την ιδανική περίπτωση. Για σύστημα 28GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 16.25$ dB. Για σύστημα 32GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 12.5$ dB. Για σήμα πληροφορίας παλμό ανυψωμένου συνημιτόνου επιλέγω παράμετρο  $d = 1$  (δεν παραμορφώνω το σήμα). Το σήμα κυμαίνεται από  $-1.0785$  έως  $+1.0976$ . Παρατηρούμε ότι για την επιθυμητή τιμή BER το πραγματικό σήμα απέχει περίπου 10.5dB από την ιδανική περίπτωση. Για σύστημα 28GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 26.5$ dB. Για σύστημα 32GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 22.5$ dB.

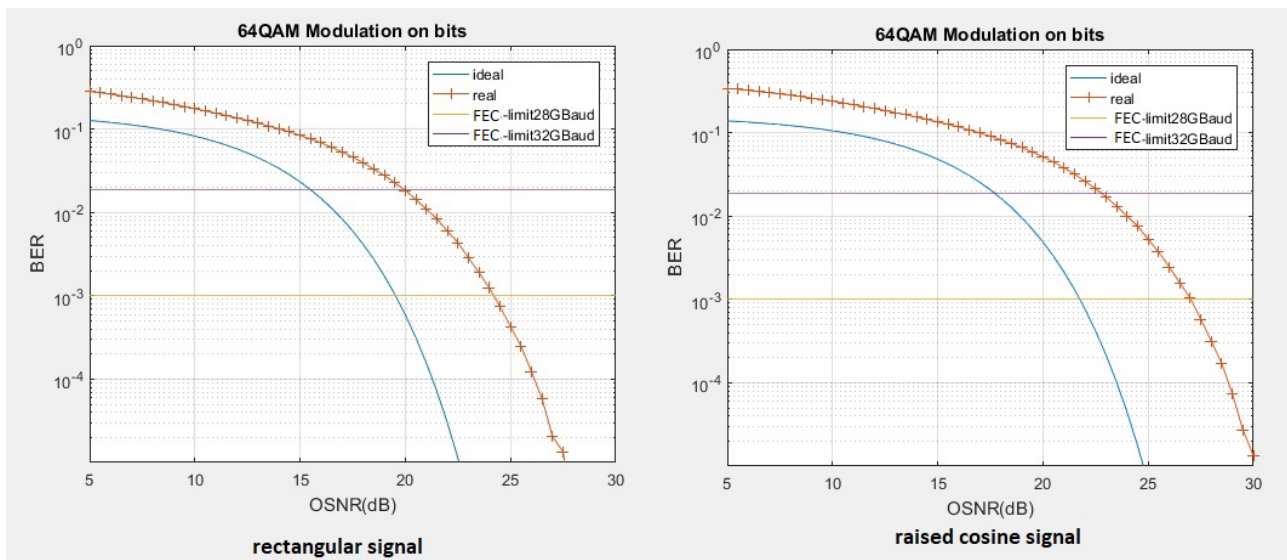


Σχήμα 5.1.5 Μελέτη καμπυλών BER για 32-QAM διαμόρφωση στον κλασικό IQM

## 32-QAM διαμόρφωση

Για σήμα πληροφορίας τετραγωνικό παλμό επιλέγω παράμετρο  $d = 3$ . Το σήμα κυμαίνεται από  $-1.667$  έως  $+1.667$ . Παρατηρούμε ότι για την επιθυμητή τιμή BER το πραγματικό σήμα απέχει περίπου 4dB από την ιδανική περίπτωση. Για σύστημα 28GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 20.5$ dB. Για σύστημα 32GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 17$ dB. Για σήμα πληροφορίας παλμό ανυψωμένου συνημιτόνου επιλέγω παράμετρο  $d = 1$  (δεν παραμορφώνω το σήμα). Το σήμα κυμαίνεται από  $-1.7375$  έως  $+1.6931$ . Παρατηρούμε ότι για την επιθυμητή τιμή BER το πραγματικό σήμα απέχει περίπου 7.5dB από την ιδανική περίπτωση. Για σύστημα 28GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 27$ dB. Για σύστημα 32GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 23$ dB.





Σχήμα 5.1.6 Μελέτη καμπυλών BER για 64-QAM διαμόρφωση στον κλασικό IQM

### 64-QAM διαμόρφωση

Για σήμα πληροφορίας τετραγωνικό παλμό επιλέγω παράμετρο  $d = 5$ . Το σήμα κυμαίνεται από  $-1.4$  έως  $+1.4$ . Παρατηρούμε ότι για την επιθυμητή τιμή BER το πραγματικό σήμα απέχει περίπου 5dB από την ιδανική περίπτωση. Για σύστημα 28GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 24dB$ . Για σύστημα 32GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 20dB$ . Για σήμα πληροφορίας παλμό ανυψωμένου συνημιτόνου επιλέγω παράμετρο  $d = 1$  (δεν παραμορφώνω το σήμα). Το σήμα κυμαίνεται από  $-2.4729$  έως  $+2.4569$ . Παρατηρούμε ότι για την επιθυμητή τιμή BER το πραγματικό σήμα απέχει περίπου 5.5dB από την ιδανική περίπτωση. Για σύστημα 27GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 27.5dB$ . Για σύστημα 32GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 22.5dB$ .

Σαν γενικό συμπέρασμα αυτό που παρατηρούμε είναι ότι για μεγαλύτερα σχήματα διαμόρφωσης το σύστημα απαιτεί διάυλο με λιγότερο θόρυβο, όπως ήταν αναμενόμενο. Για την περίπτωση που το σήμα πληροφορίας είναι τετραγωνικός παλμός η διαφορά της πραγματικής και της ιδανικής καμπύλης είναι πολύ μικρή. Αντίθετα στην περίπτωση που το σήμα πληροφορίας είναι παλμός ανυψωμένου συνημιτόνου η διαφορά της πραγματικής και της ιδανικής καμπύλης μειώνεται με την αύξηση του σχήματος διαμόρφωσης κάνοντας τον ιδανικό για αυτές τις τιμές του  $M$ . Επίσης, για την περίπτωση που το σήμα πληροφορίας είναι ο παλμός ανυψωμένου συνημιτόνου που επιλέξαμε, παρατηρούμε ότι δεν χρειάζεται predistortion μιας και το σήμα είναι αρκετά μικρό. Για σχήματα διαμόρφωσης  $> 64QAM$  θα απαιτείται κατάλληλο scaling, καθώς παρατηρήθηκε ότι με την αύξηση του  $M$  αυξάνεται και το πλάτος του σήματος πληροφορίας.

Στην περίπτωση εφαρμογής της γραμμικοποίησης ως μέθοδο αντιστάθμισης της παραμόρφωσης που προκαλεί ο διαμορφωτής τα αποτελέσματα κατά την μελέτη δεν έχουν μεγάλη διαφορά με τα

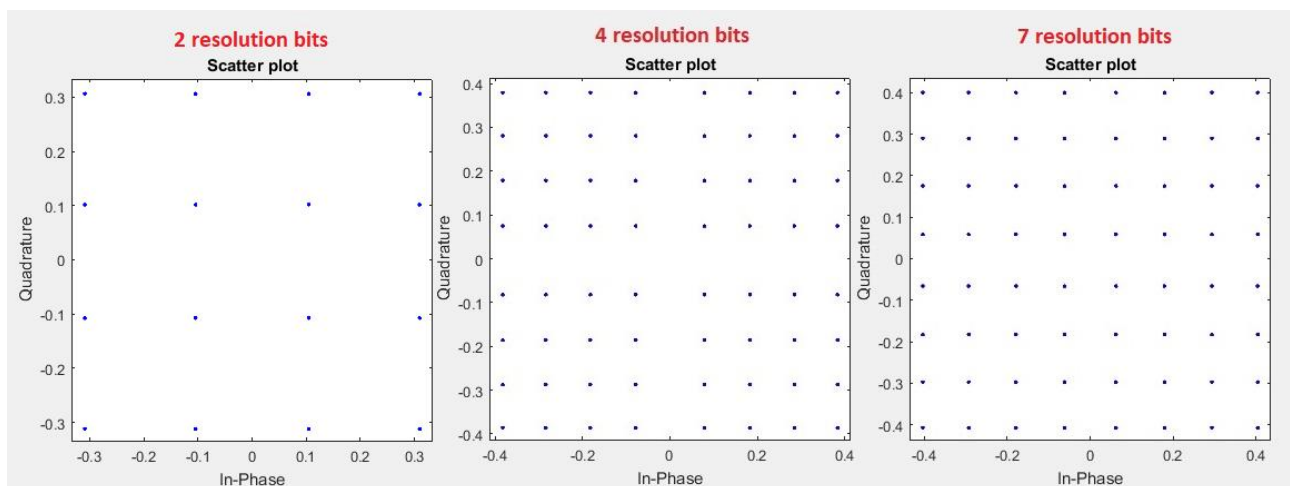
παραπάνω για αυτό και δεν θα παρουσιαστεί. Βασικό μειονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι η διαδικασία υλοποίησής της είναι πιο σύνθετη και ακριβή. Επίσης αποτελεί μια μία μόνιμη προσθήκη στο κύκλωμα αφαιρώντας ευελιξία από το δίκτυο.[37].

## **5.2 Μελέτη διαμορφωτή τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου**

Η τάση λειτουργίας  $V_{\pi}$  για την περίπτωση του τμηματοποιημένου διαμορφωτή επιλέγεται ίση με  $V_{\pi} = 3V$ . Σε αντίθεση με τον κλασικό IQM, ο τμηματοποιημένος (segmented) IQM, ή αλλιώς SEMZM, δεν παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον ως προς την μελέτη του predistortion και την εύρεση του ιδανικού scaling καθώς το σήμα της πληροφορίας μετατρέπεται σε δυαδική μορφή και ο όρος  $\sum_j^N B_{ij}^{1,2} L_j$  είναι αρκετά μικρός ώστε να διασφαλίζει κατάλληλη πρόσβαση στην γραμμική περιοχή του διαμορφωτή. Για όλα τα σχήματα διαμόρφωσης που θα μελετηθούν χρησιμοποιείται το ίδιο scaling. Επίσης ο παλμός ανυψωμένου συνημιτόνου που χρησιμοποιείται είναι ίδιος με εκείνον που εξετάστηκε στις προηγούμενες προσομοιώσεις.

Αυτό που παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον σε αυτόν τον διαμορφωτή είναι η μελέτη ως προς τον κατάλληλο αριθμό ηλεκτροδίων που απαιτείται για την καλύτερη επίτευξη της διαμόρφωσης. Όσο μεγαλύτερο είναι το σχήμα διαμόρφωσης που επιθυμούμε τόσο μεγαλύτερο είναι και το ελάχιστο πλήθος ηλεκτροδίων που χρειάζονται για την σωστή επίτευξή του. Μεγαλύτερο πλήθος ηλεκτροδίων συνεπάγεται καλύτερη προσέγγιση της ιδανικής καμπύλης BER αλλά παράλληλα και έναν πιο σύνθετο και ακριβό ADC.

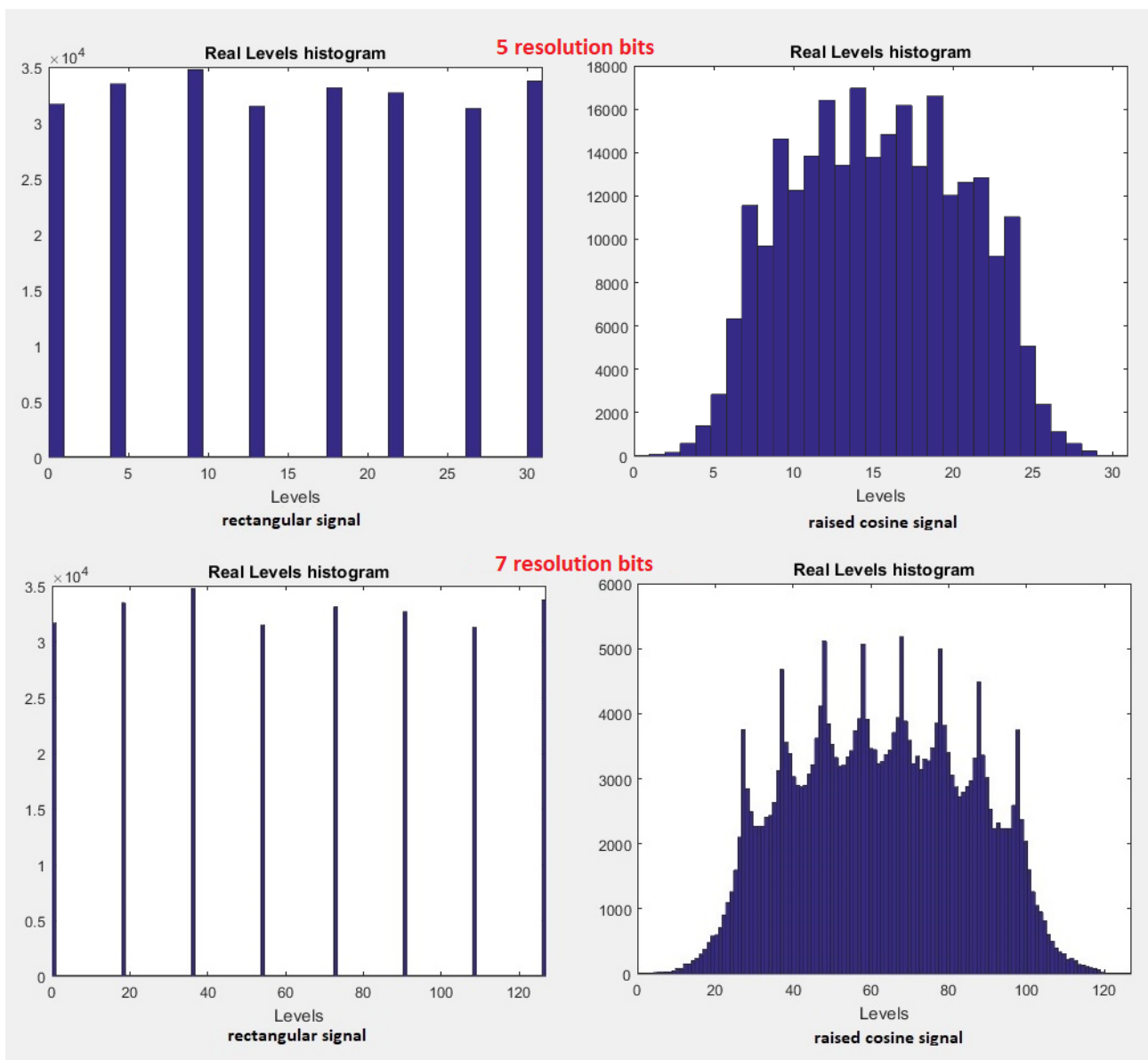
Ενδεικτικά παρουσιάζονται τα διαγράμματα αστερισμού για τη περίπτωση που το σήμα πληροφορίας είναι τετραγωνικός παλμός, η διαμόρφωση που επιθυμούμε είναι 64-QAM και το πλήθος των ηλεκτροδίων είναι 4, 5 και 7.



Σχήμα 5.2.1 Διάγραμμα αστερισμού διαμορφωμένου σήματος 64-QAM για διαμορφωτή με 2,4 και 7 ηλεκτρόδια

Είναι εμφανές ότι το πλήθος των ηλεκτροδίων επηρεάζει την διαμόρφωση. Για μικρό αριθμό ηλεκτροδίων η διαμόρφωση δεν είναι ιδανική και το διάγραμμα αστερισμού δεν είναι το αναμενόμενο. Για τα υπόλοιπα σχήματα διαμόρφωσης επιτυγχάνεται εξίσου ορθά η διαμόρφωση για τον κατάλληλο αριθμό ηλεκτροδίων, αλλά δεν θα παρουσιαστεί αντίστοιχη μελέτη.

Επίσης, παρατίθενται τα ιστογράμματα των επιπέδων μετά τη διακριτοποίηση και των επιπέδων διακριτών επιπέδων πλάτους του σήματος πληροφορίας, τα οποία περιγράφουν την διαδικασία της διακριτοποίησης. Χάριν απλούστευσης, τα σήματα θεωρούνται ιδανικά, δηλαδή χωρίς προσθήκη θορύβου λόγω της λειτουργίας του ADC, για το λόγο αυτό τα ιστογράμματα δεν παρουσιάζουν πολλές διακυμάνσεις γύρω από τα κέντρα.

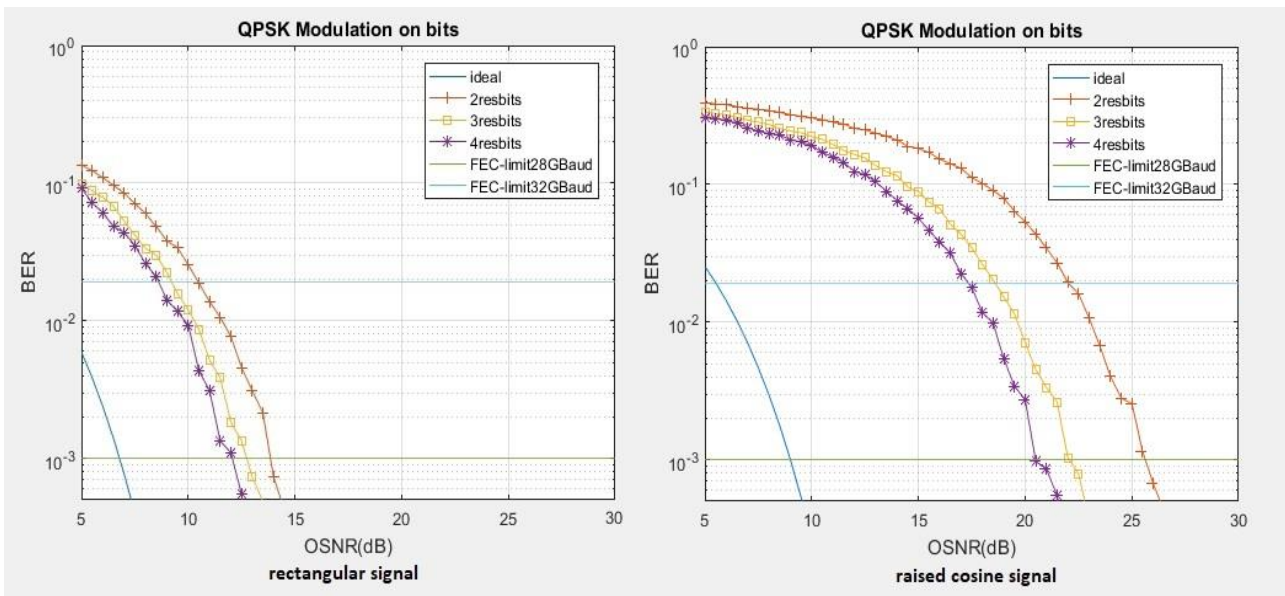


Σχήμα 5.2.2 Ιστογράμματα των επιπέδων για την πραγματική συνιστώσα μετά τη διακριτοποίηση για 64-QAM και διαμορφωτή 5 και 7 ηλεκτροδίων

Όπως φαίνεται και από τα παραπάνω σχήματα, το πλήθος των ηλεκτροδίων καθορίζει το πλήθος των επιπέδων της διακριτοποίησης. Για 5 ηλεκτρόδια έχουμε  $2^5 = 32$  επίπεδα διακριτοποίησης. Για 7 ηλεκτρόδια έχουμε  $2^7 = 128$  επίπεδα διακριτοποίησης.

Ακολουθούν τα διαγράμματα για τους ρυθμούς διαμόρφωσης που θα εξεταστούν. Για κάθε ρυθμό εξετάζεται η συμπεριφορά του συστήματος για διαμορφωτές με διαφορετικό πλήθος ηλεκτροδίων. Σε αυτή την περίπτωση εξετάζουμε απόδοση μικρότερη από την προηγούμενη καθώς η διαδικασία της διακριτοποίησης αυξάνει σε μεγάλο βαθμό την πολυπλοκότητα των προσομοιώσεων και το μέσω που χρησιμοποιήθηκε δεν είναι σε θέση να ανταποκριθεί.

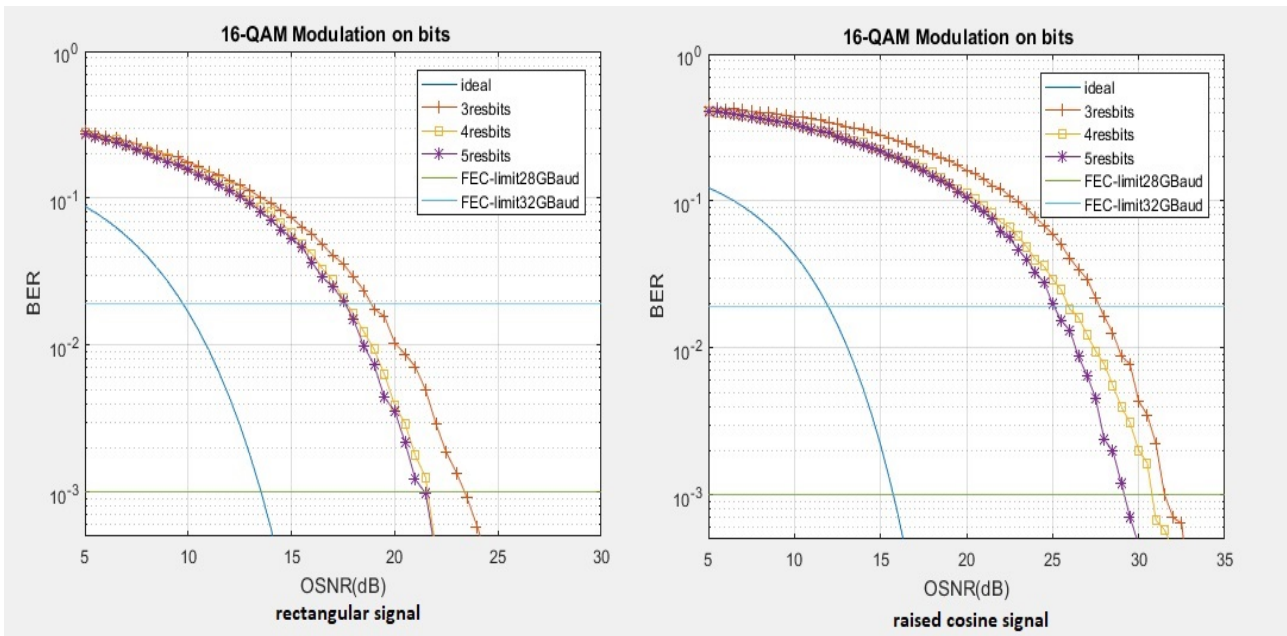
Η μελέτη που παρουσιάζεται αφορά το μέγιστο πλήθος ηλεκτροδίων που αναπαρίσταται στα διαγράμματα για το εκάστοτε σχήμα διαμόρφωσης. Τα κέρδος που επιφέρει η χρήση μεγαλύτερου πλήθους ηλεκτροδίων από το προτεινόμενο είναι πολύ μικρό και δεν δικαιολογεί την χρήση ενός ποιο σύνθετου ADC.



Σχήμα 5.2.3 Μελέτη καμπυλών BER για QPSK διαμόρφωση στον segmented electrode IQM

### QPSK διαμόρφωση – βέλτιστη για 4 ηλεκτρόδια

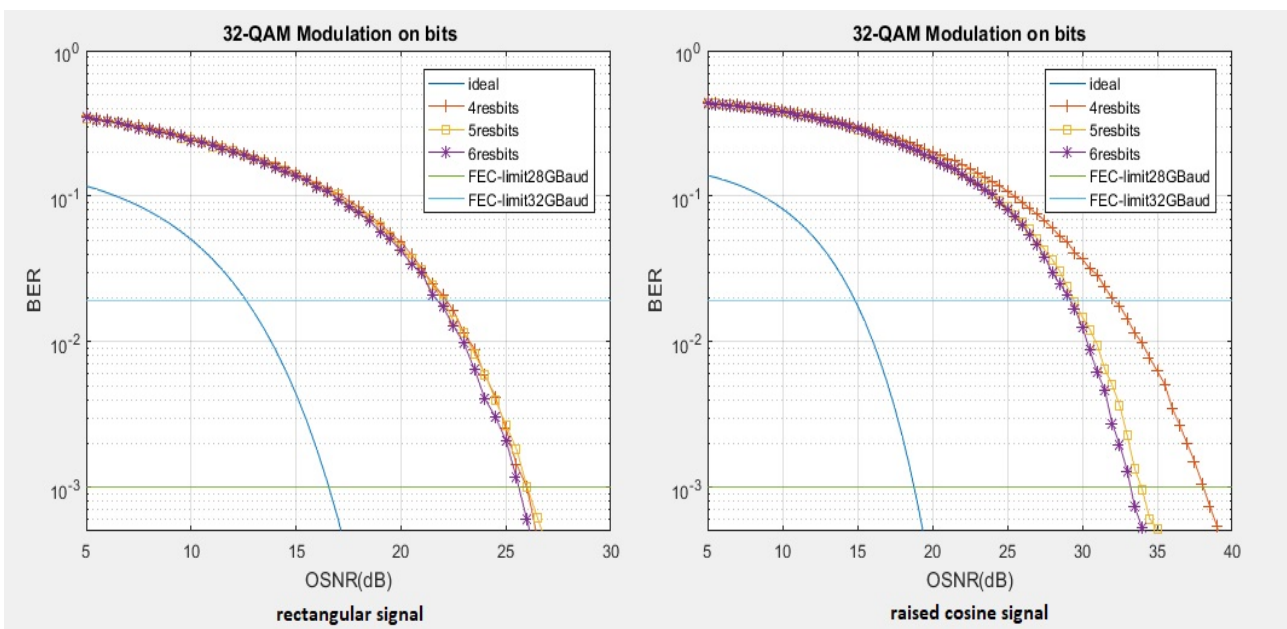
Για σήμα πληροφορίας τετραγωνικό παλμό παρατηρούμε ότι για την επιθυμητή τιμή BER το πραγματικό σήμα απέχει περίπου 5dB από την ιδανική περίπτωση. Για σύστημα 28GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 12dB$ . Για σύστημα 32GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 8.5dB$ . Για σήμα πληροφορίας παλμό ανυψωμένου συνημιτόνου παρατηρούμε ότι για την επιθυμητή τιμή BER το πραγματικό σήμα απέχει περίπου 12dB από την ιδανική περίπτωση. Για σύστημα 28GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 20.5dB$ . Για σύστημα 32GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 17dB$ .



Σχήμα 5.2.4 Μελέτη καμπυλών BER για 16-QAM διαμόρφωση στον segmented electrode IQM

### 16-QAM διαμόρφωση – βέλτιστη για 5 ηλεκτρόδια

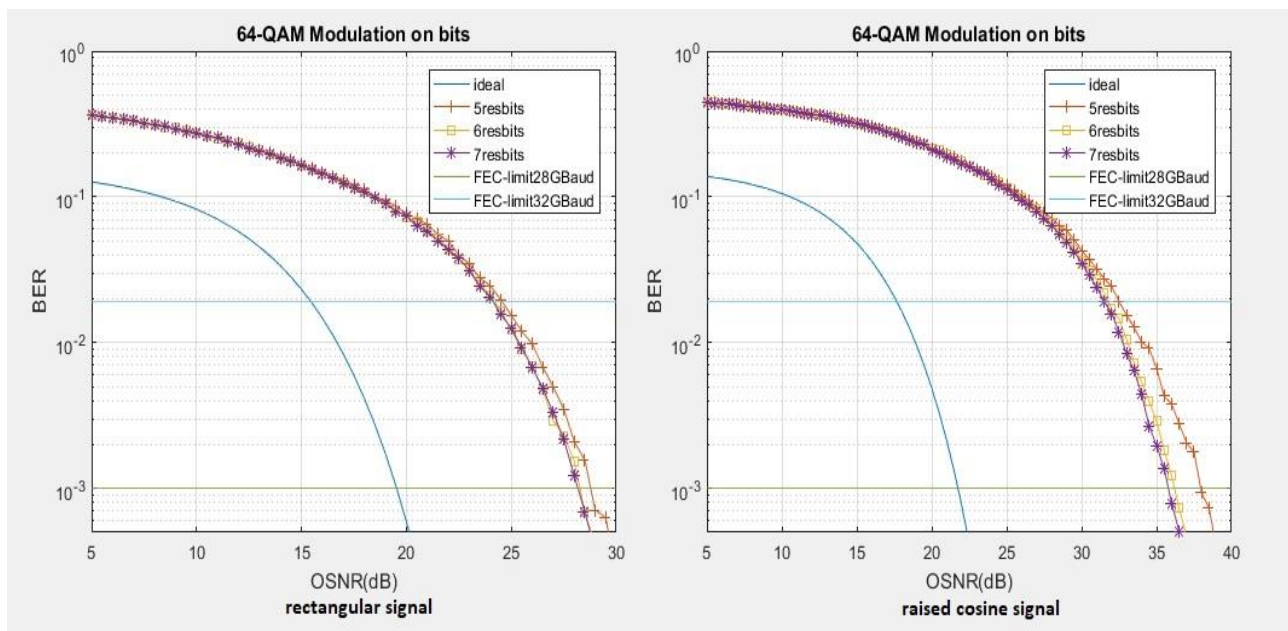
Για σήμα πληροφορίας τετραγωνικό παλμό παρατηρούμε ότι για την επιθυμητή τιμή BER το πραγματικό σήμα απέχει περίπου 8dB από την ιδανική περίπτωση. Για σύστημα 28GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 21.5\text{dB}$ . Για σύστημα 32GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 17.5\text{dB}$ . Για σήμα πληροφορίας παλμό ανυψωμένου συνημιτόνου παρατηρούμε ότι για την επιθυμητή τιμή BER το πραγματικό σήμα απέχει περίπου 13.5dB από την ιδανική περίπτωση. Για σύστημα 28GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 28.5\text{dB}$ . Για σύστημα 32GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 25\text{dB}$ .



Σχήμα 5.2.5 Μελέτη καμπυλών BER για 32-QAM διαμόρφωση στον segmented electrode IQM

### 32-QAM διαμόρφωση – βέλτιστη για 6 ηλεκτρόδια

Για σήμα πληροφορίας τετραγωνικό παλμό παρατηρούμε ότι για την επιθυμητή τιμή BER το πραγματικό σήμα απέχει περίπου 9dB από την ιδανική περίπτωση. Για σύστημα 28GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 26dB$ . Για σύστημα 32GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 22dB$ . Για σήμα πληροφορίας παλμό ανυψωμένου συνημιτόνου παρατηρούμε ότι για την επιθυμητή τιμή BER το πραγματικό σήμα απέχει περίπου 14.5dB από την ιδανική περίπτωση. Για σύστημα 28GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 33dB$ . Για σύστημα 32GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 28.5dB$ .



Σχήμα 5.2.6 Μελέτη καμπυλών BER για 64-QAM διαμόρφωση στον segmented electrode IQM

### 64-QAM διαμόρφωση – βέλτιστη για 7 ηλεκτρόδια

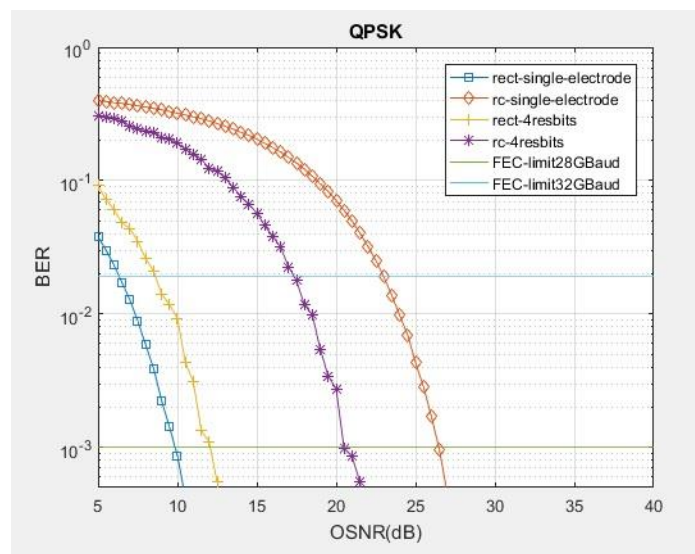
Για σήμα πληροφορίας τετραγωνικό παλμό παρατηρούμε ότι για την επιθυμητή τιμή BER το πραγματικό σήμα απέχει περίπου 8.5dB από την ιδανική περίπτωση. Για σύστημα 28GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 28dB$ . Για σύστημα 32GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 23.5dB$ . Για σήμα πληροφορίας παλμό ανυψωμένου συνημιτόνου παρατηρούμε ότι για την επιθυμητή τιμή BER το πραγματικό σήμα απέχει περίπου 14.5dB από την ιδανική περίπτωση. Για σύστημα 28GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 36dB$ . Για σύστημα 32GBaud επιτυγχάνεται η επιθυμητή επίδοση για  $OSNR > 31.5dB$ .

Σαν γενικό συμπέρασμα αυτό που παρατηρείται είναι ότι η χρήση μεγαλύτερου πλήθους ηλεκτροδίων εγγυάται καλύτερη επίδοση του συστήματος ως προς τον θόρυβο. Σε ορισμένες περιπτώσεις και για μικρές τιμές της παραμέτρου resolution bits το διάγραμμα αστερισμού μετά τη

διαμόρφωση δεν ήταν συμμετρικό. Αυτό επίσης σημαίνει ότι, αν σε ένα σύστημα επιθυμούμε ευελιξία στα σχήματα διαμόρφωσης, πρέπει να εξασφαλίσουμε ότι η διαμόρφωση επιτυγχάνεται σωστά για το μέγιστο M. Επίσης, σε αυτή την υλοποίηση παρατηρήθηκε ότι, η διαφορά στην επίδοση του παλμού ανυψωμένου συνημιτόνου από την ιδανική περίπτωση, δεν μειώνεται ραγδαία όπως στην προηγούμενη υλοποίηση, αλλά, αντίθετα, αυξάνεται ελαφρώς.

### 5.3 Συγκριτική μελέτη

Σε αυτό το κεφάλαιο γίνεται σύγκριση των δύο παραπάνω υλοποιήσεων για τις ιδανικές περιπτώσεις όπως αυτές επιλέχθηκαν στα κεφάλαια 5.1 και 5.2. Συγκεκριμένα παρουσιάζονται τα διαγράμματα BER για τους δύο διαμορφωτές για να υπάρχει μια οπτική απεικόνιση που θα διευκρινίζει τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα του κάθε κυκλώματος σε σχέση με το άλλο για το ίδιο εύρος τιμών OSNR. Το επιθυμητό BER για το οποίο θα γίνει η μελέτη είναι  $5 \times 10^{-4}$ .

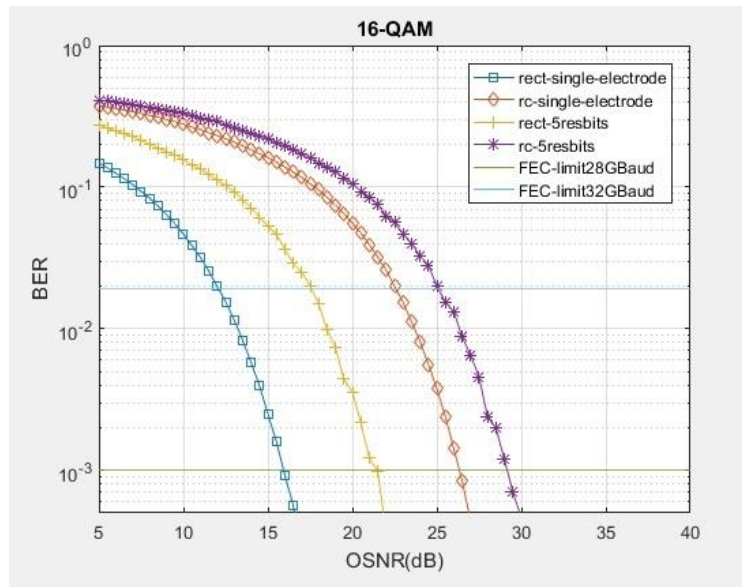


Σχήμα 5.3.1 Συγκριτική μελέτη καμπυλών BER για QPSK διαμόρφωση

**QPSK:** Η επιθυμητή επίδοση επιτυγχάνεται:

- Για σήμα πληροφορίας τετραγωνικό παλμό και κλασσικό IQM στα 10.2dB
- Για σήμα πληροφορίας τετραγωνικό παλμό και segmented IQM στα 12.5dB
- Για σήμα πληροφορίας raised cosine παλμό και segmented IQM στα 21.5dB
- Για σήμα πληροφορίας raised cosine παλμό και κλασσικό IQM στα 27dB

Η διαφορά μεταξύ της καλύτερης και της χειρότερης περίπτωσης είναι 16.8dB

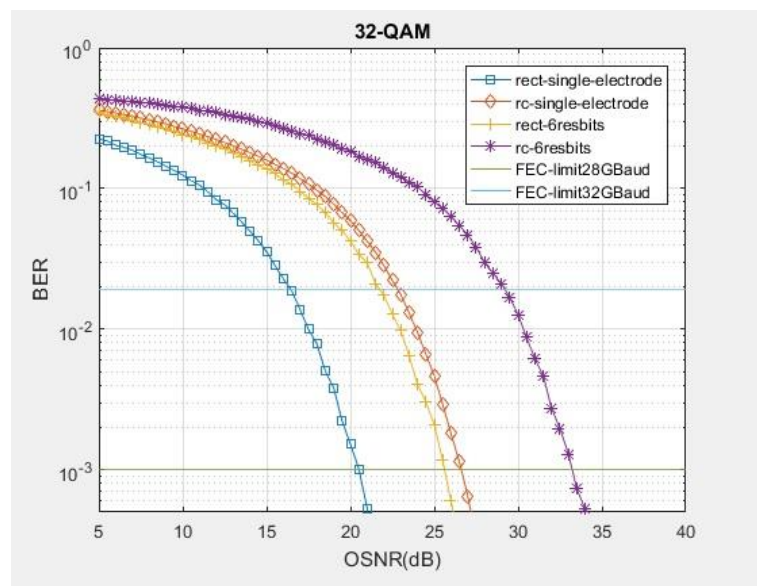


Σχήμα 5.3.2 Συγκριτική μελέτη καμπυλών BER για 16-QAM διαμόρφωση

16-QAM: Η επιθυμητή επίδοση επιτυγχάνεται:

- Για σήμα πληροφορίας τετραγωνικό παλμό και κλασσικό IQM στα 16.5dB
- Για σήμα πληροφορίας τετραγωνικό παλμό και segmented IQM στα 22dB
- Για σήμα πληροφορίας raised cosine παλμό και κλασσικό IQM στα 27dB
- Για σήμα πληροφορίας raised cosine παλμό και segmented IQM στα 30dB

Η διαφορά μεταξύ της καλύτερης και της χειρότερης περίπτωσης είναι 13.5 dB



Σχήμα 5.3.3 Συγκριτική μελέτη καμπυλών BER για 32-QAM διαμόρφωση

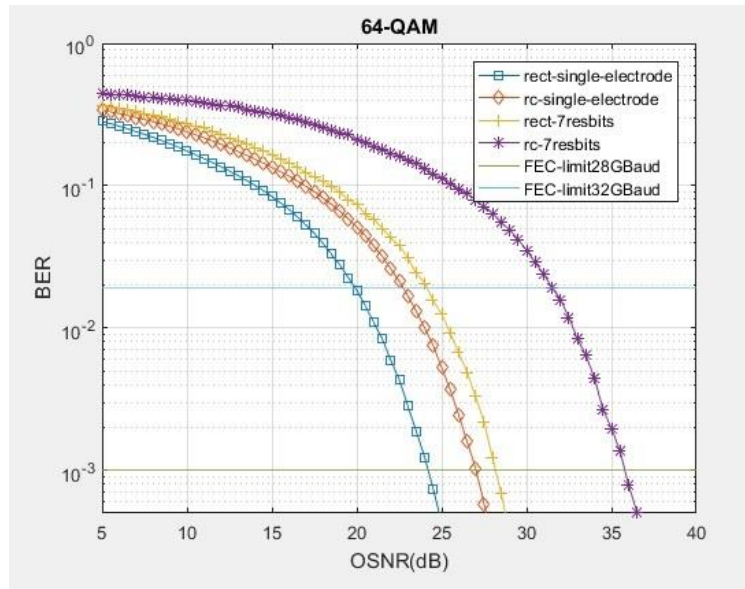
32-QAM: Η επιθυμητή επίδοση επιτυγχάνεται:

- Για σήμα πληροφορίας τετραγωνικό παλμό και κλασσικό IQM στα 21dB
- Για σήμα πληροφορίας τετραγωνικό παλμό και segmented IQM στα 26dB



- Για σήμα πληροφορίας raised cosine παλμό και κλασσικό IQM στα 27dB
- Για σήμα πληροφορίας raised cosine παλμό και segmented IQM στα 33.7dB

Η διαφορά μεταξύ της καλύτερης και της χειρότερης περίπτωσης είναι 12.7dB



Σχήμα 5.3.4 Συγκριτική μελέτη καμπυλών BER για 64-QAM διαμόρφωση

64-QAM: Η επιθυμητή επίδοση επιτυγχάνεται:

- Για σήμα πληροφορίας τετραγωνικό παλμό και κλασσικό IQM στα 24.7dB
- Για σήμα πληροφορίας raised cosine παλμό και κλασσικό IQM στα 27.5dB
- Για σήμα πληροφορίας τετραγωνικό παλμό και segmented IQM στα 28.5dB
- Για σήμα πληροφορίας raised cosine παλμό και segmented IQM στα 36.5dB

Η διαφορά μεταξύ της καλύτερης και της χειρότερης περίπτωσης είναι 11.8dB

Οι διαφορές που υπολογίστηκαν παραπάνω έχουν μεγάλη σημασία για τη σχεδίαση ενός δικτύου. Για παράδειγμα ας θεωρήσουμε την επίδραση του θορύβου στο μεταδιδόμενο σήμα σταθερή, διαμόρφωση κατά 64-QAM και την επιθυμητή τιμή BER στα  $5 \times 10^{-4}$ . Για να επιτευχθεί αυτό με σήμα πληροφορίας raised cosine παλμό και segmented IQM χρειάζονται 11.8dB σε OSNR. Επειδή, όμως, το OSNR είναι σταθερό απαιτείται η αύξηση της ισχύος του συστήματος, γεγονός που καθορίζει την ενεργειακή του απόδοση και το κόστος του. Στην παραπάνω μελέτη παρατηρήθηκε ότι με την αύξηση του ρυθμού διαμόρφωσης M η διαφορά αυτή μειώνεται.

Για τα σήματα πληροφορίας που χρησιμοποιήθηκαν μπορούν να γίνουν και οι εξής παρατηρήσεις. Σε γενικές γραμμές, ο κλασσικός IQM παρουσιάζει καλύτερη συμπεριφορά ως προς τον θόρυβο από τον segmented IQM ιδίως με την χρήση τετραγωνικού παλμού ως driving σήμα. Αυτό σημαίνει ότι

για σταθερό OSNR ο κλασικός IQM απαιτεί λιγότερη ισχύ από τον SEM. Ο raised cosine παλμός επηρεάζεται σε μεγάλο βαθμό από τον θόρυβο για μικρές τιμές του  $M$ . Αντίθετα, για μεγάλο  $M$  η συμπεριφορά του βελτιώνεται σε μεγάλο βαθμό.

# Κεφάλαιο 6<sup>ο</sup>: Επίλογος

## 6.1 Σύνοψη και συμπεράσματα

Η παρούσα διπλωματική εργασία ήταν μία μελέτη με αντικείμενο τους διαμορφωτές στα σύμφωνα οπτικά δίκτυα. Σε αυτή, έγινε αρχικά μια σύντομη βιβλιογραφική ανασκόπηση στην σημασία των σύμφωνων οπτικών συστημάτων. Αναλύθηκαν η δομή και η λειτουργία των σύμφωνων οπτικών πομποδεκτών και παρουσιάστηκαν ορισμένες υλοποιήσεις αυτών. Παράλληλα, έγινε αναφορά σε τεχνικές ψηφιακής επεξεργασίας σήματος που εφαρμόζονται στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Στη συνέχεια μελετήθηκαν οι βασικές υλοποιήσεις οπτικών διαμορφωτών και έγινε αναφορά στα σχήματα διαμόρφωσης QAM ανώτερης τάξης, τα οποία παράγονται από τους σύμφωνα οπτικούς πομπούς. Με την χρήση του λογισμικού MATLAB έγινε μοντελοποίηση ενός κλασσικού IQM διαμορφωτή και ενός διαμορφωτή τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου, που αποτελεί μια σύγχρονη και περισσότερο εξειδικευμένη προσέγγιση του κλασσικού IQM διαμορφωτή. Τέλος, έγινε μελέτη της συμπεριφοράς των παραπάνω διαμορφωτών για πολυεπίπεδα QAM σχήματα διαμόρφωσης.

Το γενικότερο συμπέρασμα που προκύπτει από τη μελέτη που έγινε είναι ότι τα σύμφωνα συστήματα σε συνδυασμό με τη ψηφιακή διαμόρφωση ανώτερης τάξης αποτελούν έναν πολλά υποσχόμενο τρόπο αύξησης της απόδοσης των οπτικών συστημάτων καθώς και εκμετάλλευσης της μεγάλης χωρητικότητας του ήδη υπάρχοντος δικτύου μετάδοσης. Συγκεκριμένα, τα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης QAM, τα οποία χρησιμοποιούνται στα σύμφωνα συστήματα, έχουν αυξημένη φασματική απόδοση και επιτρέπουν την μετάδοση μεγάλου όγκου πληροφορίας σε κάθε κανάλι οπτικής ίνας (ξεπερνώντας τα 100Gbps από μια τιμή M και πάνω). Παράλληλα όμως, η χρήση τους αυξάνει την πολυπλοκότητα πομπού και δέκτη.

Όσον αφορά τους οπτικούς πομπούς, διαπιστώνεται ότι η στροφή στη διαμόρφωση ανώτερης τάξης και ειδικότερα σε σήματα με πολλά bits ανά σύμβολο αυξάνει την πολυπλοκότητα των διατάξεων. Η πολυπλοκότητα στο οπτικό μέρος εκφράζεται με τη χρήση οπτικών διαμορφωτών ενώ στο ηλεκτρικό με τη δημιουργία ηλεκτρικών σημάτων πολλαπλών επιπέδων. Υπάρχει δηλαδή ένα trade-off μεταξύ του οπτικού και ηλεκτρικού μέρους των διατάξεων. Γενικότερα, προτιμότερη είναι η πρώτη περίπτωση η οποία περιλαμβάνει τη χρήση μόνο δυαδικών ηλεκτρικών σημάτων.

Πιο συγκεκριμένα, για τον συμβατικό IQ διαμορφωτή που μελετήθηκε παρατηρήθηκε ότι το πλάτος του σήματος πληροφορίας καθορίζει σε μεγάλο βαθμό το αν προκαλούνται παραμορφώσεις λόγω διαμόρφωσης. Τα σήματα με μικρή διακύμανση πλάτους έχουν καλύτερη πρόσβαση στην γραμμική περιοχή του διαμορφωτή αλλά επηρεάζονται αρνητικά από τον θόρυβο που προστίθεται στον δίαυλο. Επομένως, η το predistortion πρέπει να είναι το ελάχιστο δυνατό. Ο παλμός ανυψωμένου συνημιτόνου που εξετάστηκε είναι αρκετά μικρός ώστε να μην απαιτεί predistortion

άλλα παρουσιάζει χειρότερη απόδοση ως προς τον θόρυβο. Η απόδοση αυτή βελτιώνεται στους μεγαλύτερους ρυθμούς διαμόρφωσης. Η συμπεριφορά του τετραγωνικού παλμού είναι ποιο σταθερή ως προς τον θόρυβο άλλα η χρήση του προϋποθέτει predistortion.

Στην περίπτωση του διαμορφωτή τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου η μελέτη έδειξε επιπλέον ότι όσο μεγαλύτερο είναι το πλήθος των ηλεκτροδίων του διαμορφωτή τόσο καλύτερα προσεγγίζεται η ιδανική περίπτωση όπως ήταν αναμενόμενο και από την βιβλιογραφία [12]. Αυτό, όμως, απαιτεί ποιο ακριβούς και σύνθετους διαμορφωτές, γεγονός που μας οδηγεί στο να καταλήγουμε σε έναν συμβιβασμό ανάμεσα στην πολυπλοκότητα του διαμορφωτή και στην απαιτούμενη επίδοση του συστήματος.

Συγκρίνοντας τους δύο διαμορφωτές καταλήγουμε στο ότι ο κλασικός IQM επηρεάζεται λιγότερο από τον θόρυβο σε σχέση με τον segmented IQM, τουλάχιστον για τις περισσότερες των περιπτώσεων. Αυτό, ήταν αναμενόμενο δεδομένου του ότι η συνθήκη που πρέπει να ικανοποιεί το driving σήμα του segmented electrode IQM περιορίζει το πλάτος του και το κάνει ευάλωτο στον θόρυβο. Ανεξαρτήτως αυτού, η αξιοποίηση της τεχνικής του Direct Digital Driving από τον segmented electrode IQM παρέχει άλλα σε έναν οπτικό πομπό για αυτό καθώς απλοποιεί την κυκλωματική πολυπλοκότητα του συστήματος.

## **6.2 Περαιτέρω μελέτη**

Η εξέλιξη των σύμφωνων συστημάτων είναι ραγδαία και οφείλεται σε μεγάλο βαθμό στην παράλληλη εξέλιξη της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος. Άμεσος στόχος είναι λειτουργία σύμφωνων οπτικών δεκτών για ρυθμό μετάδοσης δεδομένων ανώτερη των 100 Gbit/s ανά κανάλι μετάδοσης. Ένα τέτοιο ενδεχόμενο θα μπορούσε να μελετηθεί στην περίπτωση που εξετάζαμε διάυλο με χρήση της πολυπλεξίας διαίρεσης πόλωσης (Polarization-division multiplexing - PDM), δηλαδή, ίνα που κυματοδηγεί δύο οπτικές δέσμες με διαφορετική πόλωση διπλασιάζοντας το ρυθμό της μεταδιδόμενης πληροφορίας. Αυτή η διαδικασία εισάγει το φαινόμενο της διασποράς τρόπων πόλωσης (polarization mode dispersion) το οποίο αντισταθμίζεται με κατάλληλες τεχνικές κωδικοποίησης και ψηφιακής επεξεργασίας σήματος.

Στις παραπάνω βελτιστοποιήσεις θα μπορούσε να προστεθεί η μελέτη ενός πολυκαναλικού συστήματος. Κάνοντας χρήση τεχνικών πολυπλεξίας όπως η πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (frequency-division multiplexing - FDM), η πολυπλεξία διαίρεσης μήκους κύματος (wavelength-division multiplexing - WDM), η πολυπλεξία διαίρεσης πόλωσης (polarization division multiplexing - PDM) και η πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου (time division multiplexing - TDM) μπορούμε εύκολα να πετύχουμε ρυθμούς μετάδοσης μεγαλύτερους του 1Tbps, μια ταχύτητα ασύλληπτη για τα συμβατικά ενσύρματα συστήματα [2].

Επιπλέον, υπάρχει η δυνατότητα υλοποίησης του προτεινόμενου διαμορφωτή σε ταχείς μικροεπεξεργαστές (πχ FPGA) και είναι ικανή να προσφέρει την ευκολία της άμεσης και ζωντανής (real time) παρακολούθησης της οπτικής επίδοσης του δικτύου με χρονικά και οικονομικά αποδοτικό τρόπο. Με αυτόν τον τρόπο μπορεί να γίνει διασταύρωση των θεωρητικών και πειραματικών δεδομένων ώστε να εκτιμηθεί το κατά πόσο η θεωρητική μελέτη προσεγγίζει την πραγματικότητα.

Όσον αφορά τα σύμφωνα οπτικά συστήματα, γίνονται μελέτες για τη βελτίωση των επιμέρους χαρακτηριστικών τους. Πιο συγκεκριμένα, στόχος είναι η περαιτέρω εξέλιξη διατάξεων όπως οι ισοσταθμισμένες φωτοδίοδοι και ο τοπικός ταλαντωτής, η οποία θα μειώσει το κόστος των δεκτών και θα βελτιώσει τη σταθερότητα του συστήματος. Βασικό επίσης ζήτημα είναι για την υψηλή απόδοση είναι η διατήρηση στενού εύρους γραμμής του τοπικού ταλαντωτή. Η περαιτέρω εξέλιξη των συστημάτων ADC (Analog to Digital Converter) και DSP (Digital Signal Processing) είναι επίσης επιθυμητή για την αποδοτικότερη λειτουργία τόσο των πομπών όσο και των δεκτών.



## Αναφορές – Βιβλιογραφία

- [1] Cisco VNI 2017, <http://www.cisco.com>
- [2] P.G. Agrawal, “Fiber Optic Communication System, Second edition,” John Wiley & Sons, 1997
- [3] “D4.2 Optical performance monitoring techniques for heterogeneous transmission systems”, CHRON, <http://www.ict-chron.eu>
- [4] M.Seimetz, “High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission”, Springer, 2009
- [5] Π.Γ. Κωττής, “Εισαγωγή στις τηλεπικοινωνίες”, Εκδόσεις Τζιόλα, 2012
- [6] S.Haykin, M.Moher, “Συστήματα Επικοινωνίας”, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 2010
- [7] J.G.Proakis, M.Salehi, “Digital Communications”, McGraw-Hill, 2008
- [8] Ηρακλής Αβραμόπουλος, « Συστήματα Μετάδοσης και Δίκτυα Οπτικών Ινών»
- [9] Εικόνα από <https://www.neophotonics.com/merits-coherent-detection-optical-transmission/>
- [10] B.C.Coutinho, F.O.Lima, I.T Lima Jr, A.Salles Garcia, M.E.V.Segatto, “ A Multilayer Approach for Optical Network Planning ”, Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, 2016
- [11] <http://www.fowiki.com/b/the-challenges-of-data-transmission-toward-tbps-line-rate-in-dwdm-system-for-long-haul-transmission/>
- [12] Y.Ehrlichman, O.Amrani, S.RuschinA, “Method for Generating Arbitrary Optical Signal Constellations Using Direct Digital Drive”, Journal of Lightwave Technology, 2011
- [13] R.J.Essiambre, “Capacity Limits of Optical Fiber Networks”, Journal of Lightwave Technology, 2010
- [14] M.G. Taylor, “Phase Estimation Methods for Optical Coherent Detection Using Digital Signal

Processing”, Journal of Lightwave Technology, 2009

- [15] A.Alvarado, E.Agrell, D.Lavery, R.Maher, and P.Bayvel, “Replacing the Soft-Decision FEC Limit Paradigm in the Design of Optical Communication Systems” Journal of Lightwave Technology, 2015
- [16] G. Cossu, A. M. Khalid, P. Choudhury, R. Corsini, and E. Ciaramella, “3.4 Gbit/s visible optical wireless transmission based on RGB LED”, Optics Express, 2012
- [17] T.Siau A.Bayen, “An Introduction to MATLAB® Programming and Numerical Methods for Engineers”, Academic Press, 2015
- [18] L.Chaparro, “Signals and Systems Using MATLAB” Academic Press, 2015
- [19] Fatadin, M.I.A., “DSP techniques for optical coherent receivers” Doctoral thesis, UCL, 2011
- [20] [https://en.wikipedia.org/wiki/Quadrature\\_amplitude\\_modulation](https://en.wikipedia.org/wiki/Quadrature_amplitude_modulation)
- [21] [https://en.wikipedia.org/wiki/Digital\\_signal\\_processor](https://en.wikipedia.org/wiki/Digital_signal_processor)
- [22] [https://en.wikipedia.org/wiki/Analog-to-digital\\_converter](https://en.wikipedia.org/wiki/Analog-to-digital_converter)
- [23] [https://en.wikipedia.org/wiki/Digital-to-analog\\_converter](https://en.wikipedia.org/wiki/Digital-to-analog_converter)
- [24] [https://en.wikipedia.org/wiki/Digital-to-digital\\_converter](https://en.wikipedia.org/wiki/Digital-to-digital_converter)
- [25] [https://en.wikipedia.org/wiki/Lookup\\_table](https://en.wikipedia.org/wiki/Lookup_table)
- [26] [https://en.wikipedia.org/wiki/Pulse\\_shaping](https://en.wikipedia.org/wiki/Pulse_shaping)
- [27] <https://en.wikipedia.org/wiki/Linearization>
- [28] [https://en.wikipedia.org/wiki/Raised-cosine\\_filter](https://en.wikipedia.org/wiki/Raised-cosine_filter)
- [29] M.T.Rahman, K.Abdullah,Md. N.H.Khan, M.Sobrun, J.Bin Jamal, Md. R.Islam, “Effect of



Modulation Technique in Mach-Zehnder Modulator (MZM) in Optical OFDM system”,  
International Journal of Computer Networks and Wireless Communications, 2014

[30] [http://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/n7614b/Content/Main/Digital%20Pre-Distortion%20\(DPD\)%20Concept.htm](http://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/n7614b/Content/Main/Digital%20Pre-Distortion%20(DPD)%20Concept.htm)

[31] E.I.Ackerman, “Broad-Band Linearization of a Mach–Zehnder Electrooptic Modulator”, IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, 1999

[32] <https://en.wikipedia.org/wiki/Discretization>

[33] [https://en.wikipedia.org/wiki/Quantization\\_\(signal\\_processing\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Quantization_(signal_processing))

[34] Εικόνα από: [https://e2e.ti.com/blogs\\_/b/precisionhub/archive/2013/08/23/how-to-use-thermal-noise-to-your-advantage](https://e2e.ti.com/blogs_/b/precisionhub/archive/2013/08/23/how-to-use-thermal-noise-to-your-advantage)

[35] [https://en.wikipedia.org/wiki/Forward\\_error\\_correction](https://en.wikipedia.org/wiki/Forward_error_correction)

[36] Ν.Μήτρου, “Ψηφιακές Επικοινωνίες”, Εκδόσεις Κάλλιπος, 2015

[37] G.Hueber, RBogdan Staszewski, “Multi-Mode / Multi-Band RF Transceivers for Wireless Communications”, John Wiley and Sons Inc., 2011



# Παράρτημα - Κώδικες MATLAB

## 1<sup>η</sup> Υλοποίηση διαμορφωτή IQ

```
% VERSION 1 IQM (LOWER AMPLITUDE)
% create data signal
close all; clear; clc;
rng(3)
noSyms = 2^11;
M = 16;           % Modulation order
k = log2(M);     % Bits/symbol
n = k*noSyms;    % Transmitted bits
SR = 25;         % Symbol Rate in GBaud
mode = 2;        % mode = 1 --> Modulation performed on symbols
                  % mode = 2 --> Modulation performed on bits

switch mode
    case 1
        % Choose the modulation format
        hMod = comm.RectangularQAMModulator(M);
        symsIN = randi([0 M-1],noSyms,1);
        modSig = step(hMod,symsIN);
    case 2
        hMod = comm.RectangularQAMModulator(M,'BitInput',true);
        bitsIN = randi([0 1],n,1);
        modSig = step(hMod,bitsIN);
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% In the following section perform pulse shaping in order to construct
% the transmitted signal. Choose either rectangular or raised cosine
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
shape = 1; % shape = 1 --> rectangular shaping
          % shape = 2 --> raised cosine shaping

%% pulse shaping
if shape == 1
    % Rectangular pulse shaping
    sps = 32;           % Samples per symbol
    B = 2*SR;           % Bandwidth in passband
    % perform modulation
    txSig = rectpulse(modSig,sps);
else
    % Raised-cosine pulse shaping
    Nsym = 100;         % Filter span in symbols
    rolloff = 0.2;      % Rolloff factor
    sps = 32;           % Samples per symbol
    hTxFilter = comm.RaisedCosineTransmitFilter(...
        'Shape',          'Normal', ...
        'RolloffFactor', rolloff, ...
        'FilterSpanInSymbols', Nsym, ...
        'OutputSamplesPerSymbol', sps);
    delay = ceil((Nsym/2)*sps); % filter delay
    % impulse response of the raised cosine filter
    fvtool(hTxFilter,'impulse')
    B = (1+rolloff)*SR; % Bandwidth in passband
    % perform modulation
    modSig_pad = [modSig; modSig; modSig;];
    txSig = step(hTxFilter,modSig_pad);
    st = length(modSig)*sps+delay+1;
    txSig = txSig(st:st+length(modSig)*sps-1);
end
```

```

%% Create sine wave
% Time specifications:
fs = sps; % samples per second
dt = 1/fs; % seconds per sample
StopTime = 1; % seconds
t = (0:dt:StopTime-dt)'; % seconds
% Sine wave:
Fc = 4;
x = cos(2*pi*Fc*t);
x_ext = repmat(x,noSyms,1);

%% apply MZM
Vp = 3; % select driving voltage for achieving phase shift of pi
d1 = 2*Vp;
d = 2*d1; % lower signal amp for better access to linear region
% MZMs push-pull mode on minimum transmission point
txSignew2 = (txSig*(1/d))*Vp; % scale from -Vp to Vp
test2I = -Vp + real(txSignew2); % add Bias -Vp to I
test2Q = -Vp + imag(txSignew2); % add Bias -Vp to Q
EoIph = x_ext.*cos((test2I*pi)/(2*Vp)); % apply modulation on In-phase arm
EoQph = x_ext.*cos((test2Q*pi)/(2*Vp)); % apply modulation on Quadrature arm
% output
Eout = EoIph + 1i*EoQph;
Erx = Eout(1:sps:end);

%% Signal transmitted through awgn channel
OSNR = 10:0.5:30; %optical signal to noise ratio in db
BER = zeros(size(OSNR));
Eout_noisy = zeros(length(Erx),length(OSNR));
for i=1:length(OSNR)
    OSNR_lin = 10.^(OSNR./10);
    p = 1; % signal polarization
    Bref = 12.5; %GHz
    Snr_lin = OSNR_lin.*((2*Bref)/(p*SR));
    Snr = 10.*log10(Snr_lin); % signal to noise ratio in db
    EbNo = Snr + 10*log10(B/(log2(M)*SR)); % energy per bit to noise power
                                                spectral density ratio in db

    EbNo_lin = 10.^(EbNo./10);
    EbNoi = EbNo(i);
    hAWGN = comm.AWGNChannel(...
        'EbNo',EbNoi,...
        'BitsPerSymbol',k,...
        'SamplesPerSymbol',1);
    Eout_noisy(:,i) = step(hAWGN,Erx);
end

%% Downsample the signal in order to pick the correct point to perform the
demodulation - detection
for i=1:length(OSNR)
    rxSig = Eout_noisy(:,i);
    scale = modnorm(rxSig,'avpow',avpowQAM(M));
    rxSig_ds = scale*rxSig;
    % Create a BER detector
    hError = comm.ErrorRate;
    switch mode
    case 1
        % demodulation-detection on symbols
        hDemod1 = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M);
        symsOUT = step(hDemod1,rxSig_ds);
        errorStats = step(hError,symsIN,symsOUT);
    case 2
        % demodulation-detection on bits
        hDemod = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M,'BitOutput',true);

```

```

        bitsOUT = step(hDemod,rxSig_ds);
        errorStats = step(hError,bitsIN,bitsOUT);
    end
    BER(i) = errorStats(1);
end

```

## 2<sup>η</sup> Υλοποίηση διαμορφωτή IQ

```

% VERSION 2 IQM (LINEAR REAGION)
% create data signal
close all; clear; clc;
rng(3)
noSyms = 2^11;
M = 16;           % Modulation order
k = log2(M);     % Bits/symbol
n = k*noSyms;    % Transmitted bits
SR = 25;         % Symbol Rate in GBaud
mode = 2;        % mode = 1 --> Modulation performed on symbols
                % mode = 2 --> Modulation performed on bits

switch mode
    case 1
        % Choose the modulation format
        hMod = comm.RectangularQAMModulator(M);
        symsIN = randi([0 M-1],noSyms,1);
        modSig = step(hMod,symsIN);
    case 2
        hMod = comm.RectangularQAMModulator(M,'BitInput',true);
        bitsIN = randi([0 1],n,1);
        modSig = step(hMod,bitsIN);
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% In the following section perform pulse shaping in order to construct
% the transmitted signal. Choose either rectangular or raised cosine
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
shape = 1; % shape = 1 --> rectangular shaping
        % shape = 2 --> raised cosine shaping

%% pulse shaping
if shape == 1
    % Rectangular pulse shaping
    sps = 32;           % Samples per symbol
    B = 2*SR;          % Bandwidth in passband
    % perform modulation
    txSig = rectpulse(modSig,sps);
else
    % Raised-cosine pulse shaping
    Nsym = 100;        % Filter span in symbols
    rolloff = 0.2;    % Rolloff factor
    sps = 32;         % Samples per symbol
    hTxFilter = comm.RaisedCosineTransmitFilter(...
        'Shape',          'Normal', ...
        'RolloffFactor', rolloff, ...
        'FilterSpanInSymbols', Nsym,...
        'OutputSamplesPerSymbol', sps);
    delay = ceil((Nsym/2)*sps); % filter delay
    % impulse response of the raised cosine filter
    fvtool(hTxFilter,'impulse')
    B = (1+rolloff)*SR; % Bandwidth in passband
    % perform modulation
    modSig_pad = [modSig; modSig; modSig;];
    txSig = step(hTxFilter,modSig_pad);
end

```

```

    st = length(modSig)*sps+delay+1;
    txSig = txSig(st:st+length(modSig)*sps-1);
end

%% Create sine wave
% Time specifications:
fs = sps; % samples per second
dt = 1/fs; % seconds per sample
StopTime = 1; % seconds
t = (0:dt:StopTime-dt)'; % seconds
% Sine wave:
Fc = 4;
x = cos(2*pi*Fc*t);
x_ext = repmat(x,noSyms,1);

%% implementing linearization
Vp = 3; % select driving voltage for achieving phase shift of pi
d1 = abs(max(real(txSig))); % max amplitude of data signal
d = d1; % Original signal amp NO interventions
[in_lin_real out_lin_real diff_lin] = linMZM(real(txSig), Vp);
[in_lin_imag out_lin_imag diff_lin] = linMZM(imag(txSig), Vp);
test2 = in_lin_real + 1i*in_lin_imag;
test = out_lin_real + 1i*out_lin_imag;
txSignew1 =(test*(1/d))*(Vp/2);
txSignew2 =(test*(1/d))*Vp;

%% Apply MZM
% MZM push-pull on minimum transmission point
test2I = -Vp + real(txSignew2); % add Bias -Vp to I
test2Q = -Vp + imag(txSignew2); % add Bias -Vp to Q
EoIph = x_ext.*cos((test2I*pi)/(2*Vp)); % apply modulation on In-phase arm
EoQph = x_ext.*cos((test2Q*pi)/(2*Vp)); % apply modulation on Quadrature arm
% output
Eout = EoIph + 1i*EoQph;
Erx = Eout(1:sps:end);

%% Signal transmitted through awgn channel
OSNR = 10:0.5:30; %optical signal to noise ratio in db
BER = zeros(size(OSNR));
Eout_noisy = zeros(length(Erx),length(OSNR));
for i=1:length(OSNR)
    OSNR_lin = 10.^(OSNR./10);
    p = 1; % signal polarization
    Bref = 12.5; %GHz
    Snr_lin = OSNR_lin.*((2*Bref)/(p*SR));
    Snr = 10.*log10(Snr_lin); % signal to noise ratio in db
    EbNo = Snr + 10*log10(B/(log2(M)*SR)); % energy per bit to noise power
                                         spectral density ratio in db
    EbNo_lin = 10.^(EbNo./10);
    EbNoi = EbNo(i);
    hAWGN = comm.AWGNChannel(...
        'EbNo',EbNoi,...
        'BitsPerSymbol',k,...
        'SamplesPerSymbol',1);
    Eout_noisy(:,i) = step(hAWGN,Erx);
end

%% Downsample the signal in order to pick the correct point to perform the
demodulation - detection
for i=1:length(OSNR)
    rxSig = Eout_noisy(:,i);
    scale = modnorm(rxSig,'avpow',avpowQAM(M));
    rxSig_ds = scale*rxSig;
end

```

```

% Create a BER detector
hError = comm.ErrorRate;
switch mode
case 1
% demodulation-detection on symbols
hDemod1 = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M);
symsOUT = step(hDemod1,rxSig_ds);
errorStats = step(hError,symsIN,symsOUT);
case 2
% demodulation-detection on bits
hDemod =comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M,'BitOutput',true);
bitsOUT = step(hDemod,rxSig_ds);
errorStats = step(hError,bitsIN,bitsOUT);
end
BER(i) = errorStats(1);
end

```

## Υλοποίηση διαμορφωτή τμηματοποιημένου ηλεκτροδίου

```

% segmented electrode modulation
% create data signal
close all; clear; clc;
rng(3)
noSyms = 2^11;
M = 16; % Modulation order
k = log2(M); % Bits/symbol
n = k*noSyms; % Transmitted bits
SR = 25; % Symbol Rate in GBaud
hMod = comm.RectangularQAMModulator(M,'BitInput',true);
constellation(hMod)
bitsIN = randi([0 1],n,1);
bitsIN_rev = zeros(size(bitsIN));
bitsIN_rev(bitsIN==0)=1;
modSig = step(hMod,bitsIN);
modSig_rev = step(hMod,bitsIN_rev);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% In the following section perform pulse shaping in order to construct
% the transmitted signal. Choose either rectangular or raised cosine
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
shape = 1; % shape = 1 --> rectangular shaping
% shape = 2 --> raised cosine shaping

%% pulse shaping
if shape == 1
% Rectangular pulse shaping
sps = 32; % Samples per symbol
B = 2*SR; % Bandwidth in passband
% perform modulation
txSig = rectpulse(modSig,sps);
else
% Raised-cosine pulse shaping
Nsym = 100; % Filter span in symbols
rolloff = 0.2; % Rolloff factor
sps = 32; % Samples per symbol
hTxFilter = comm.RaisedCosineTransmitFilter(...
'Shape', 'Normal', ...
'RolloffFactor', rolloff, ...
'FilterSpanInSymbols', Nsym,...
'OutputSamplesPerSymbol', sps);
delay = ceil((Nsym/2)*sps); % filter delay
% impulse response of the raised cosine filter
fvtool(hTxFilter,'impulse')
B = (1+rolloff)*SR; % Bandwidth in passband

```

```

    % perform modulation
    modSig_pad = [modSig; modSig; modSig];
    txSig = step(hTxFilter,modSig_pad);
    st = length(modSig)*sps+delay+1;
    txSig = txSig(st:st+length(modSig)*sps-1);
end

%% Create sine wave
% Time specifications:
fs = sps; % samples per second
dt = 1/fs; % seconds per sample
StopTime = 1; % seconds
t = (0:dt:StopTime-dt)'; % seconds
% Sine wave:
Fc = 4;
x = cos(2*pi*Fc*t);
x_ext = repmat(x,noSyms,1);

%% Conversion to binary
% sweep variable resBits (2-8)to modify the resolution of the ADC and
% observe the histogram of the discretized signal
I1 = real(txSig);
I2 = imag(txSig);
resBits = 5; %number of digital outputs of the adc
resStates = 2^resBits;

%% Discretization Real
gran1 = (max(I1)-min(I1))/(resStates-1);
interval1 = min(I1):gran1:max(I1);
[nElements1,centers1] = hist(I1,interval1);
d1 = diff(centers1)/2;
edges1 = [centers1(1)-d1(1), centers1(1:end-1)+d1, centers1(end)+d1(end)];
txSigLevels1 = zeros(length(I1),1);
for j=2:length(edges1)
    idx1 = find( (I1<edges1(j)) & (I1>edges1(j-1)) );
    txSigLevels1(idx1) = j-2;
    clear idx
end
txSigLevelsBin1 = dec2bin(txSigLevels1);
bit1 = zeros(size(txSigLevelsBin1));
for ii = 1:resBits
    bit1(:,ii) = str2num(txSigLevelsBin1(:,resBits-ii+1)); % #ok<ST2NM>
end

%% Discretization Imaginary
gran2 = (max(I2)-min(I2))/(resStates-1);
interval2 = min(I2):gran2:max(I2);
[nElements2,centers2] = hist(I2,interval2);
d2 = diff(centers2)/2;
edges2 = [centers2(1)-d2(1), centers2(1:end-1)+d2, centers2(end)+d2(end)];
txSigLevels2 = zeros(length(I2),1);
for jj=2:length(edges2)
    idx2 = find( (I2<edges2(jj)) & (I2>edges2(jj-1)) );
    txSigLevels2(idx2) = jj-2;
    clear idx
end
txSigLevelsBin2 = dec2bin(txSigLevels2);
bit2 = zeros(size(txSigLevelsBin2));
for iij = 1:resBits
    bit2(:,iij) = str2num(txSigLevelsBin2(:,resBits-iij+1)); % #ok<ST2NM>
end

%% insert to MZM

```



```

scale =1;
L1 = 1./(1.0.*2.^([resBits-1:-1:0]));
L2 = 1./(1.0.*2.^([resBits-1:-1:0]));
BL11 = fliplr(bit1).*L1;
BL21 = fliplr(bit1).*L2;
SBL11 = sum(BL11,2)*scale;
SBL21 = sum(BL21,2)*scale;
BL12 = fliplr(bit2).*L1;
BL22 = fliplr(bit2).*L2;
SBL12 = sum(BL12,2)*scale;
SBL22 = sum(BL22,2)*scale;
Vp = 3; % select driving voltage for achieving phase shift of pi
d=0.8;
XX = d*(SBL11 - mean(SBL11));
YY = d*(SBL22 - mean(SBL22));
test2I = -Vp + XX; % add Bias -Vp to I
test2Q = -Vp + YY; % add Bias -Vp to Q
EoIph = x_ext.*cos((test2I*pi)/(2*Vp)); % apply modulation on In-phase arm
EoQph = x_ext.*cos((test2Q*pi)/(2*Vp)); % apply modulation on Quadrature arm
Eo = EoIph+1i*EoQph;
Erx = Eo(1:end);

%% Signal transmitted through awgn channel
OSNR = 10:0.5:30; %optical signal to noise ratio in db
BER = zeros(size(OSNR));
Eout_noisy = zeros(length(Erx),length(OSNR));
for i=1:length(OSNR)
    OSNR_lin = 10.^(OSNR./10);
    p = 1; % signal polarization
    Bref = 12.5; %GHz
    Snr_lin = OSNR_lin.*((2*Bref)/(p*SR));
    Snr = 10.*log10(Snr_lin); % signal to noise ratio in db
    EbNo = Snr + 10*log10(B/(log2(M)*SR)); % energy per bit to noise power
                                                spectral density ratio in db

    EbNo_lin = 10.^(EbNo./10);
    EbNoi = EbNo(i);
    hAWGN = comm.AWGNChannel(...
        'EbNo',EbNoi,...
        'BitsPerSymbol',k,...
        'SamplesPerSymbol',1);
    Eout_noisy(:,i) = step(hAWGN,Erx);
end

%% Error analisys
%Downsample the signal in order to pick the correct point to perfmorm
thedemodulation - detction
BER = zeros(1,length(OSNR));
for i=1:length(OSNR)
    rxSig = Eout_noisy(:,i);
    rxSig = rxSig(1:sps:end);
    scale = modnorm(rxSig,'avpow',avpowQAM(M));
    rxSig_ds = scale*rxSig;
    % Create a BER detector
    hError = comm.ErrorRate;
    % demodulation-detection on bits
    hDemod = comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M,'BitOutput',true);
    bitsOUT = step(hDemod,rxSig_ds);
    errorStats = step(hError,bitsIN,bitsOUT);
    BER(i) = errorStats(1);
end

```

