



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

Μελέτη φωτονικών μικροκυματικών ζεύξεων για συστήματα κινητών επικοινωνιών 5^{ης} γενιάς

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΜΕΓΑ ΓΕΩΡΓΙΟΥ

Επιβλέπων : Ηρακλής Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2019



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

Μελέτη φωτονικών μικροκυματικών ζεύξεων για συστήματα κινητών επικοινωνιών 5^{ης} γενιάς

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΜΕΓΑ ΓΕΩΡΓΙΟΥ

Επιβλέπων : Ηρακλής Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 30^η Οκτωβρίου 2019.

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

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

.....
Γεώργιος Ματσόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Αθανάσιος Παναγόπουλος
Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2019

(Υπογραφή)

.....
Γεώργιος Μέγας

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

Copyright © - All rights reserved. Γεώργιος Μέγας, 2019

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος.

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

Με την συνεχή αύξηση του όγκου τόσο των εκπεμπόμενων όσο και των λαμβανόμενων δεδομένων τα τελευταία χρόνια, μεγαλώνει όλο και περισσότερο η ανάγκη για ευρυζωνικά δίκτυα πέμπτης γενιάς (5G) να είναι σε θέση να ανταπεξέλθουν σε πολύ μεγάλες ταχύτητες μετάδοσης. Το έναυσμα για αυτή την εποχή το δίνουν οι φωτονικές μικροκυματικές ζεύξεις, οι οποίες εστιάζουν στην αλληλεπίδραση των μικροκυματικών και οπτικών κυμάτων. Πιο συγκεκριμένα οι φωτονικές διατάξεις εστιάζουν στη δημιουργία, μετάδοση, έλεγχο καθώς επίσης και στην επεξεργασία των μικροκυματικών σημάτων, συνδυάζοντας τα πλεονεκτήματα των ηλεκτρικών και οπτικών σημάτων με στόχο να παραγάγουν νέες δυνατότητες και λειτουργίες. Η σύζευξη των δύο αυτών κλάδων, στοχεύει στο να βελτιώσει σημαντικά την απόδοση και την ποιότητα των τηλεπικοινωνιών, συγκρινόμενη με τις παραδοσιακές μεθόδους που χρησιμοποιούσαν μόνο ηλεκτρικές ή οπτικές διατάξεις.

Η συγκεκριμένη δυνατότητα του, δηλαδή να μπορούν να βρίσκονται μεταξύ αυτών των δύο κλάδων, αποτέλεσε το κύριο αίτιο για να εκδηλωθεί τόσο επιστημονικό όσο και εμπορικό ενδιαφέρον. Πιο συγκεκριμένα οι συζητήσεις γύρω από αυτό το πεδίο είχαν ξεκινήσει για περισσότερο από τριάντα χρόνια πριν και αναμένεται να συζητηθούν για πολλά χρόνια ακόμη, διότι η τεχνολογία που κρύβεται πίσω από τέτοιες διατάξεις είναι ιδιαίτερα πολύπλοκη ή ακόμα και σχεδόν ανύπαρκτη για το πεδίο των ραδιοκυμάτων. Ο κύριος λόγος που τα τελευταία χρόνια ο συγκεκριμένος κλάδος βρίσκεται σε τεχνολογική άνοιξη, έχει να κάνει με την μεγάλη τεχνολογική ανάπτυξη των διαμορφωτών που χρησιμοποιούνται.

Οι διαμορφωτές αποτελούν θεμέλιο λίθο για τις συγκεκριμένες διατάξεις, διότι καθορίζουν το είδος της διαμόρφωσης, με την εξωτερική διαμόρφωση να συζητείται για παραπάνω από δύο δεκαετίες. Τα τελευταία χρόνια διαμορφωτές όπως διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM) και διαμορφωτές Mach-Zehnder (MZM) έχουν μονοπωλήσει το ενδιαφέρον με τους πρώτους να βελτιώνονται συνεχώς με νέες τεχνολογίες και υλικά. Με τους διαμορφωτές Mach-Zehnder να προϋπάρχουν και να εμφανίζουν πολύ καλή συμπεριφορά στη διαχείριση της οπτικής ισχύος, οι διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης παρόλο που δεν διαχειρίζονται τόσο καλά την οπτική ισχύ και είναι ευαίσθητοι στα διάφορα μήκη κύματος και στη θερμοκρασία, παρουσιάζουν ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα το οποίο έχει να κάνει με την ικανότητά τους να είναι άμεσα ενσωματωμένοι με λείζερ ημιαγωγών, το οποίο έχει ως αποτέλεσμα να εμφανίζουν μεγάλο εύρος ζώνης. Όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό το κομμάτι των διαμορφωτών πρόκειται να συζητηθεί εκτενώς για επόμενα χρόνια.

Ο κύριος στόχος της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι να αναλύσει και να αξιολογήσει όλα τα μέτρα ποιότητας των φωτονικών μικροκυματικών ζεύξεων, να αναδείξει τα θετικά τους χαρακτηριστικά καθώς και να προτείνει λύσεις σε ενδεχόμενα μειονεκτήματα που ενδέχεται να εμφανίσουν. Η εμβάθυνση αυτή θα γίνει τόσο για τους διαμορφωτές Mach-Zehnder όσο και για τους διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης με στόχο του να δοθεί μια όσο το δυνατόν πληρέστερη εικόνα για αυτό το τεράστιο κεφάλαιο. Κλείνοντας, οι σημαντικότερες προκλήσεις που θα συναντήσουμε στο μέλλον, θα είναι να αυξήσουμε τη φασματική περιοχή λειτουργίας, την αποδοτικότητα μετατροπής των σημάτων και την εμβέλεια, ενώ παράλληλα το κόστος να είναι σε ικανοποιητικά αν όχι σε χαμηλά επίπεδα.

Λέξεις κλειδιά

Μικροκυματικές φωτονικές ζεύξεις, διαμορφωτές Mach-Zehnder, διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης, δίκτυα πέμπτης γενιάς, μέτρα ποιότητας ζεύξεων.

Abstract

With the continuous growth of both transmitted and received data in recent years, the need for fifth generation (5G) broadband networks to be able to cope with very high transmission speeds is increasing. The trigger for this time is given by photonic microwave links, which focus on the interaction of microwave and optical waves. In particular, photonic devices focus on the creation, transmission, control and processing of microwave signals, combining the advantages of electrical and optical signals in order to produce new features and functions. The combination of these two sectors aims to significantly improve the performance and quality of telecommunications, compared to traditional methods that used only electrical or optical devices.

The specific ability to be able to be between these two fields has been the main reason for attracting both scientific and commercial interest. In particular, discussions about this field had started more than thirty years ago and are expected to be discussed for many more years because the technology behind such devices is particularly complex or even almost non-existent in the field of radio waves. The main reason that this sector has been in technological spring in recent years has to do with the great technological development of the modulators that are used.

Modulators are a cornerstone of these set-ups because they determine the type of configuration, with the external configuration being discussed for more than two decades. In recent years modulators such as electro-absorption modulators (EAMs) and Mach-Zehnder modulators (MZMs) have monopolized the interest with the first to constantly improve with new technologies and materials. With Mach-Zehnder modulators pre-existing and managing very good the optical power, electro-absorption modulators even though they do not manage optical power so well and are sensitive to various wavelengths and temperatures, they are equally important due to their ability to be directly integrated with semiconductor lasers, which results in a high bandwidth. It is easily understood that the part of the modulators is going to be discussed extensively for years to come.

The main objective of this thesis is to analyze and evaluate all figure of merits of photonic microwave links, to highlight their positive characteristics as well as to propose solutions to any potential disadvantages that may arise. This deepening will be done for both Mach-Zehnder and electro-absorption modulators in order to give the fullest possible picture of this huge chapter. Closing the most important challenges we will face in the future would be to increase the spectral range of operation, the efficiency of signal conversion and the transmitting range, while at the same time the costs being satisfactory if not at low levels.

Keywords

Microwave photonic links, Mach-Zehnder modulators, electro-absorption modulators, 5G networks, figure of merits of photonic microwave links.

Ευχαριστίες

Με την περάτωση της διπλωματικής μου εργασίας, θα ήθελα να ευχαριστήσω αρχικά τον επιβλέποντα καθηγητή κ. Ηρακλή Αβραμόπουλο για την εμπιστοσύνη του, αναθέτοντάς μου το συγκεκριμένο θέμα.

Ιδιαίτερη μνεία πρέπει να γίνει στον υποψήφιο διδάκτορα κ. Χρήστο Τσώκο, για τις συμβουλές, την καθοδήγηση, τη στήριξη σε όλη τη διάρκεια της διπλωματικής εργασίας και το ενδιαφέρον που έδειξε μέχρι το τέλος καθώς επίσης και στο μεταδιδακτορικό ερευνητή κ. Χρήστο Κουλουμέντα.

Θα ήταν παράλειψη να μην ευχαριστήσω και τους συμφοιτητές μου για την ανιδιοτελή βοήθεια που έδωσαν σε αυτήν την πορεία.

Τέλος ευχαριστώ θερμά τους γονείς μου και στην οικογένειά μου για τη συνεχή στήριξη όλα αυτά τα χρόνια σε κάθε μου βήμα.

Στη μνήμη του Τάκη

Περιεχόμενα

Περίληψη	i
Abstract	iii
Ευχαριστίες	v
Περιεχόμενα	vii
Κατάλογος Γραφημάτων	ix
Κατάλογος Εικόνων	xi
Κατάλογος Πινάκων	xii
Κατάλογος Σχημάτων	xiii
1. Βασικές παράμετροι μικροκυματικών φωτονικών ζεύξεων	1
1.1 Κέρδος ζεύξης	2
1.1.1 Κέρδος ζεύξης για διαμορφωτές Mach-Zehnder (MZM)	2
1.1.2 Κέρδος ζεύξης για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM)	10
1.2 Θόρυβος	17
1.2.1 Θερμικός θόρυβος	17
1.2.2 Θόρυβος βολής	18
1.2.3 Θόρυβος σχετικής έντασης	18
1.2.4 Συνολικός θόρυβος	19
1.2.5 Φαινόμενα θορύβου στους διαμορφωτές	22
1.2.5.1 Φαινόμενα θορύβου για διαμορφωτές Mach-Zehnder (MZM)	22
1.2.5.2 Φαινόμενα θορύβου για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM)	23
1.3 Μη γραμμικές παραμορφώσεις	24
1.3.1 Μοντέλο παραμόρφωσης	24
1.3.1.1 Εφαρμογή σήματος μιας συχνότητας (Single Tone Test)	25
1.3.1.2 Εφαρμογή σήματος δύο συχνοτήτων (Two Tone Test)	26
1.3.2 Σύγκριση ευρυζωνικών και στενής ζώνης σημάτων	29
1.4 Spurious-free dynamic range (SFDR)	30
1.4.1 Θεωρία SFDR	30
1.4.2 Σημεία αναφοράς (Intercept Points) για διαμορφωτές Mach-Zehnder (MZM)	32
1.4.2 Σημεία αναφοράς (Intercept Points) για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM)	32
1.5 Λόγος σβέσης γραμμικής περιοχής	34
1.5.1 Λόγος σβέσης γραμμικής περιοχής για διαμορφωτές Mach-Zehnder (MZM)	36
1.5.2 Λόγος σβέσης γραμμικής περιοχής για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM)	39
1.6 Σύνοψη	41

2. Ανάπτυξη αλγορίθμου προσομοίωσης PAM2 & PAM4 σημάτων	37
2.1 Ανάπτυξη αλγορίθμου δημιουργίας PAM2 & PAM4 σημάτων	38
2.2 Ανάπτυξη αλγορίθμου ποιοτικής αξιολόγησης PAM2 & PAM4 σημάτων	38
2.3 Πειραματική μέτρηση συνάρτησης μεταφοράς διαμορφωτή Mach-Zehnder	40
2.4 Αποτελέσματα αλγορίθμου για διαμορφωτές Mach-Zehnder	41
2.5 Αποτελέσματα αλγορίθμου για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης	45
3. Πειραματική διάταξη	49
3.1 Περιγραφή διάταξης	50
3.2 Περιγραφή οργάνων	51
4. Πειραματική αξιολόγηση για διαμορφωτές Mach-Zehnder	57
4.1 Εφαρμογή ημιτονικών σημάτων για διαμορφωτές Mach-Zehnder	58
4.2 Εφαρμογή PAM2 σημάτων για διαμορφωτές Mach-Zehnder	61
4.3 Εφαρμογή PAM4 σημάτων για διαμορφωτές Mach-Zehnder	69
5. Πειραματική αξιολόγηση για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης	77
5.1 Εφαρμογή ημιτονικών σημάτων για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης	78
5.2 Εφαρμογή PAM2 σημάτων για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης	84
5.3 Εφαρμογή PAM4 σημάτων για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης	94
6. Επίλογος	108
6.1 Σύνοψη και συμπεράσματα	108
6.2 Μελλοντικές επεκτάσεις	109
Βιβλιογραφία	110

Κατάλογος Γραφημάτων

Γράφημα 1.1 – Συνάρτηση μεταφοράς MZM (πεδίου και ισχύος) συναρτήσει σημείου πόλωσης	4
Γράφημα 1.2 – Ηλεκτρικό πεδίο (MZM) στην έξοδο για πόλωση στα σημεία $-V_{\pi}/2$ και $V_{\pi}/2$	6
Γράφημα 1.3 – Ηλεκτρικό πεδίο στην έξοδο (MZM) βάσει του συντελεστή διαμόρφωσης	6
Γράφημα 1.4 – Συγκεντρωτικές συναρτήσεις μεταφοράς EAM για διάφορα μήκη κύματος	10
Γράφημα 1.5 – Ηλεκτρικό πεδίο στην έξοδο (EAM) για μικρά σήματα.....	11
Γράφημα 1.6 – Ηλεκτρικό πεδίο στην έξοδο (EAM) για μεγάλα σήματα	11
Γράφημα 1.7 – Ηλεκτρικό πεδίο στην έξοδο (EAM) στο πεδίο των συχνοτήτων	12
Γράφημα 1.8 – Εξάρτηση πηγών θορύβου από τη μέση τιμή του φωτορεύματος	18
Γράφημα 1.9 – Φαινόμενο Low Biasing για MZM	20
Γράφημα 1.10 – Εξάρτηση κέρδους και συντελεστή θορύβου από το σημείο πόλωσης (EAM)	20
Γράφημα 1.11 – Two tone test for narrowband and wideband	25
Γράφημα 1.12 – Εξάρτηση μη γραμμικών όρων (IMD2 & IMD3) για MZM από το σημείο πόλωσης	28
Γράφημα 1.13 – Εξάρτηση IIP2 & IIP3 για MZM από το σημείο πόλωσης	29
Γράφημα 1.14 – Εξάρτηση IMD2, IMD3 & θεμελιώδους συχν. για EAM από το σημείο πόλωσης	29
Γράφημα 1.15 – Σύγκριση μη γραμμικών όρων για EAM από το σημείο πόλωσης ($\lambda = 1554 \text{ nm}$)	30
Γράφημα 1.16 – Σύγκριση μη γραμμ. όρων για EAM για διάφορα μήκη κύματος από το σημείο πόλωσης	30
Γράφημα 1.17 – Γραμμική περιοχή για MZM	32
Γράφημα 1.18 – Γραμμική περιοχή για EAM για διάφορα μήκη κύματος	33
Γράφημα 1.19 – Σύγκριση γραμμικής περιοχής για EAM για διάφορα μήκη κύματος	34
Γράφημα 1.20 – Γραμμική περιοχή για EAM	34
Γράφημα 2.1 – Σύγκριση θεωρητικής με πειραματικής συνάρτησης μεταφοράς MZM	40
Γράφημα 2.2 – Μετρητικά για MZM, PAM-2, $V_{bias} = 2.3 \text{ V}$, Amp. = 250 mV	41
Γράφημα 2.3 – Μετρητικά για MZM, PAM-2, $V_{bias} = 3.45 \text{ V}$, Amp. = 250 mV	42
Γράφημα 2.4 – Μετρητικά για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 2.3 \text{ V}$, Amp. = 250 mV	43
Γράφημα 2.5 – Μετρητικά για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 3.45 \text{ V}$, Amp. = 250 mV	44
Γράφημα 2.6 – Μετρητικά για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -1.1 \text{ V}$, Amp. = 250 mV	45
Γράφημα 2.7 – Μετρητικά για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -1.3 \text{ V}$, Amp. = 250 mV	46
Γράφημα 2.8 – Μετρητικά για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.1 \text{ V}$, Amp. = 250 mV	47
Γράφημα 2.9 – Μετρητικά για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.3 \text{ V}$, Amp. = 250 mV	48
Γράφημα 4.1 – Ιστόγραμμα για MZM, PAM-2, $V_{bias} = 2.3 \text{ V}$, Amp. = 250 mV	62
Γράφημα 4.2 – Διάγραμμα οφθαλμού για MZM, PAM-2, $V_{bias} = 2.3 \text{ V}$, Amp. = 250 mV	62
Γράφημα 4.3 – Ιστόγραμμα για MZM, PAM-2, $V_{bias} = 2.3 \text{ V}$, Amp. = 550 mV	63
Γράφημα 4.4 – Διάγραμμα οφθαλμού για MZM, PAM-2, $V_{bias} = 2.3 \text{ V}$, Amp. = 550 mV	63
Γράφημα 4.5 – Ιστόγραμμα για MZM, PAM-2, $V_{bias} = 2.3 \text{ V}$, Amp. = 850 mV	64
Γράφημα 4.6 – Διάγραμμα οφθαλμού για MZM, PAM-2, $V_{bias} = 2.3 \text{ V}$, Amp. = 850 mV	64
Γράφημα 4.7 – Ιστόγραμμα για MZM, PAM-2, $V_{bias} = 3.45 \text{ V}$, Amp. = 250 mV	65
Γράφημα 4.8 – Διάγραμμα οφθαλμού για MZM, PAM-2, $V_{bias} = 3.45 \text{ V}$, Amp. = 250 mV	65
Γράφημα 4.9 – Ιστόγραμμα για MZM, PAM-2, $V_{bias} = 3.45 \text{ V}$, Amp. = 550 mV	66
Γράφημα 4.10 – Διάγραμμα οφθαλμού για MZM, PAM-2, $V_{bias} = 3.45 \text{ V}$, Amp. = 550 mV	66
Γράφημα 4.11 – Σύγκριση πειραματικής συνάρτησης με τη θεωρητική για MZM	67

Γράφημα 4.12 – Περιοχές πόλωσης για MZM	67
Γράφημα 4.13 – Ιστόγραμμα για MZM, PAM-2, $V_{bias} = 3.45$ V, Amp. = 850 mV	68
Γράφημα 4.14 – Διάγραμμα οφθαλμού για MZM, PAM-2, $V_{bias} = 3.45$ V, Amp. = 850 mV	68
Γράφημα 4.15 – Πλάτος διαγράμματος οφθαλμού vs Πλάτους σήματος για MZM, PAM-2	68
Γράφημα 4.16 – Ύψος διαγράμματος οφθαλμού vs Πλάτους σήματος για MZM, PAM-2	68
Γράφημα 4.17 – Ιστόγραμμα για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 2.3$ V, Amp. = 250 mV	69
Γράφημα 4.18 – Διάγραμμα οφθαλμού για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 2.3$ V, Amp. = 250 mV	69
Γράφημα 4.19 – Ιστόγραμμα για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 2.3$ V, Amp. = 550 mV	70
Γράφημα 4.20 – Διάγραμμα οφθαλμού για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 2.3$ V, Amp. = 550 mV	70
Γράφημα 4.21 – Ιστόγραμμα για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 2.3$ V, Amp. = 850 mV	72
Γράφημα 4.22 – Διάγραμμα οφθαλμού για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 2.3$ V, Amp. = 850 mV	72
Γράφημα 4.23 – Ιστόγραμμα για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 3.45$ V, Amp. = 250 mV	73
Γράφημα 4.24 – Διάγραμμα οφθαλμού για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 3.45$ V, Amp. = 250 mV	73
Γράφημα 4.25 – Ιστόγραμμα για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 3.45$ V, Amp. = 550 mV	74
Γράφημα 4.26 – Διάγραμμα οφθαλμού για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 3.45$ V, Amp. = 550 mV	74
Γράφημα 4.27 – Ιστόγραμμα για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 3.45$ V, Amp. = 850 mV	75
Γράφημα 4.28 – Διάγραμμα οφθαλμού για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 3.45$ V, Amp. = 850 mV	75
Γράφημα 5.1 – Ιστόγραμμα για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -0.95$ V, Amp. = 150 mV	85
Γράφημα 5.2 – Διάγραμμα οφθαλμού για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -0.95$ V, Amp. = 150 mV	85
Γράφημα 5.3 – Ιστόγραμμα για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -0.95$ V, Amp. = 250 mV	86
Γράφημα 5.4 – Διάγραμμα οφθαλμού για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -0.95$ V, Amp. = 250 mV	86
Γράφημα 5.5 – Ιστόγραμμα για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -0.95$ V, Amp. = 350 mV	87
Γράφημα 5.6 – Διάγραμμα οφθαλμού για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -0.95$ V, Amp. = 350 mV	87
Γράφημα 5.7 – Ιστόγραμμα για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -1.18$ V, Amp. = 150 mV	88
Γράφημα 5.8 – Διάγραμμα οφθαλμού για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -1.18$ V, Amp. = 150 mV	88
Γράφημα 5.9 – Ιστόγραμμα για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -1.18$ V, Amp. = 250 mV	89
Γράφημα 5.10 – Διάγραμμα οφθαλμού για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -1.18$ V, Amp. = 250 mV	89
Γράφημα 5.11 – Ιστόγραμμα για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -1.18$ V, Amp. = 350 mV	90
Γράφημα 5.12 – Διάγραμμα οφθαλμού για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -1.18$ V, Amp. = 350 mV	90
Γράφημα 5.13 – Ιστόγραμμα για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -1.32$ V, Amp. = 150 mV	91
Γράφημα 5.14 – Διάγραμμα οφθαλμού για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -1.32$ V, Amp. = 150 mV	91
Γράφημα 5.15 – Ιστόγραμμα για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -1.32$ V, Amp. = 250 mV	92
Γράφημα 5.16 – Διάγραμμα οφθαλμού για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -1.32$ V, Amp. = 250 mV	92
Γράφημα 5.17 – Ιστόγραμμα για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -1.32$ V, Amp. = 350 mV	93
Γράφημα 5.18 – Διάγραμμα οφθαλμού για EAM, PAM-2, $V_{bias} = -1.32$ V, Amp. = 350 mV	93
Γράφημα 5.19 – Ύψος διαγράμματος οφθαλμού vs Πλάτους σήματος για EAM, PAM-2	94
Γράφημα 5.20 – Πλάτος διαγράμματος οφθαλμού vs Πλάτους σήματος για EAM, PAM-2	94
Γράφημα 5.21 – Ιστόγραμμα για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -0.95$ V, Amp. = 150 mV	95
Γράφημα 5.22 – Διάγραμμα οφθαλμού για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -0.95$ V, Amp. = 150 mV	95
Γράφημα 5.23 – Ιστόγραμμα για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -0.95$ V, Amp. = 250 mV	96
Γράφημα 5.24 – Διάγραμμα οφθαλμού για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -0.95$ V, Amp. = 250 mV	96
Γράφημα 5.25 – Ιστόγραμμα για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -0.95$ V, Amp. = 350 mV	97
Γράφημα 5.26 – Διάγραμμα οφθαλμού για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -0.95$ V, Amp. = 350 mV	97
Γράφημα 5.27 – Ιστόγραμμα για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.18$ V, Amp. = 150 mV	98

Γράφημα 5.28 – Διάγραμμα οφθαλμού για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.18$ V, Amp. = 150 mV	98
Γράφημα 5.29 – Ιστόγραμμα για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.18$ V, Amp. = 250 mV	99
Γράφημα 5.30 – Διάγραμμα οφθαλμού για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.18$ V, Amp. = 250 mV	99
Γράφημα 5.31 – Ιστόγραμμα για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.18$ V, Amp. = 350 mV	100
Γράφημα 5.32 – Διάγραμμα οφθαλμού για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.18$ V, Amp. = 350 mV	100
Γράφημα 5.33 – Ιστόγραμμα για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.32$ V, Amp. = 150 mV	102
Γράφημα 5.34 – Διάγραμμα οφθαλμού για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.32$ V, Amp. = 150 mV	102
Γράφημα 5.35 – Ιστόγραμμα για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.32$ V, Amp. = 250 mV	103
Γράφημα 5.36 – Διάγραμμα οφθαλμού για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.32$ V, Amp. = 250 mV	103
Γράφημα 5.37 – Ιστόγραμμα για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.32$ V, Amp. = 350 mV	104
Γράφημα 5.38 – Διάγραμμα οφθαλμού για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.32$ V, Amp. = 350 mV	104
Γράφημα 5.39 – Περιοχές πόλωσης για EAM, $\lambda = 1554$ nm	104

Κατάλογος Εικόνων

Εικόνα 3.1 – Λέιζερ της ζεύξης	51
Εικόνα 3.2 – Τροφοδοτικό της ζεύξης	52
Εικόνα 3.3 – Ρυθμιστής πόλωσης της ζεύξης	52
Εικόνα 3.4 – Διαμορφωτής Mach-Zehnder της ζεύξης	53
Εικόνα 3.5 – Διαμορφωτής ηλεκτρο-απορρόφησης της ζεύξης	53
Εικόνα 3.6 – Γεννήτρια της ζεύξης	54
Εικόνα 3.7 – Πολυπλέκτης AWG της ζεύξης	54
Εικόνα 3.8 – Οπτικός ενισχυτής της ζεύξης	55
Εικόνα 3.9 – Αποπολυπλέκτης AWG της ζεύξης	55
Εικόνα 3.10 – Παλμογράφος της ζεύξης	56
Εικόνα 4.1 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = 2.3$ V, MZM, ημίτονο	58
Εικόνα 4.2 – Πλάτος σήματος 550 mV & $V_{bias} = 2.3$ V, MZM, ημίτονο	59
Εικόνα 4.3 – Πλάτος σήματος 850 mV & $V_{bias} = 2.3$ V, MZM, ημίτονο	59
Εικόνα 4.4 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = 3.45$ V, MZM, ημίτονο	60
Εικόνα 4.5 – Πλάτος σήματος 550 mV & $V_{bias} = 3.45$ V, MZM, ημίτονο	60
Εικόνα 4.6 – Πλάτος σήματος 850 mV & $V_{bias} = 3.45$ V, MZM, ημίτονο	61
Εικόνα 4.7 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = 2.3$ V, MZM, PAM-2	62
Εικόνα 4.8 – Πλάτος σήματος 550 mV & $V_{bias} = 2.3$ V, MZM, PAM-2	63
Εικόνα 4.9 – Πλάτος σήματος 850 mV & $V_{bias} = 2.3$ V, MZM, PAM-2	64
Εικόνα 4.10 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = 3.45$ V, MZM, PAM-2	65
Εικόνα 4.11 – Πλάτος σήματος 550 mV & $V_{bias} = 3.45$ V, MZM, PAM-2	66
Εικόνα 4.12 – Πλάτος σήματος 850 mV & $V_{bias} = 3.45$ V, MZM, PAM-2	67
Εικόνα 4.13 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = 2.3$ V, MZM, PAM-4	69
Εικόνα 4.14 – Πλάτος σήματος 550 mV & $V_{bias} = 2.3$ V, MZM, PAM-4	70
Εικόνα 4.15 – Πλάτος σήματος 850 mV & $V_{bias} = 2.3$ V, MZM, PAM-4	71
Εικόνα 4.16 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = 3.45$ V, MZM, PAM-4	73
Εικόνα 4.17 – Πλάτος σήματος 550 mV & $V_{bias} = 3.45$ V, MZM, PAM-4	74

Εικόνα 4.18 – Πλάτος σήματος 850 mV & $V_{bias} = 3.45$ V, MZM, PAM-4	75
Εικόνα 5.1 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = -0.95$ V, EAM, ημίτονο	78
Εικόνα 5.2 – Πλάτος σήματος 350 mV & $V_{bias} = -0.95$ V, EAM, ημίτονο	79
Εικόνα 5.3 – Πλάτος σήματος 450 mV & $V_{bias} = -0.95$ V, EAM, ημίτονο	79
Εικόνα 5.4 – Πλάτος σήματος 550 mV & $V_{bias} = -0.95$ V, EAM, ημίτονο	80
Εικόνα 5.5 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = -1.18$ V, EAM, ημίτονο	80
Εικόνα 5.6 – Πλάτος σήματος 350 mV & $V_{bias} = -1.18$ V, EAM, ημίτονο	81
Εικόνα 5.7 – Πλάτος σήματος 450 mV & $V_{bias} = -1.18$ V, EAM, ημίτονο	81
Εικόνα 5.8 – Πλάτος σήματος 550 mV & $V_{bias} = -1.18$ V, EAM, ημίτονο	82
Εικόνα 5.9 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = -1.32$ V, EAM, ημίτονο	82
Εικόνα 5.10 – Πλάτος σήματος 350 mV & $V_{bias} = -1.32$ V, EAM, ημίτονο	83
Εικόνα 5.11 – Πλάτος σήματος 450 mV & $V_{bias} = -1.32$ V, EAM, ημίτονο	83
Εικόνα 5.12 – Πλάτος σήματος 550 mV & $V_{bias} = -1.32$ V, EAM, ημίτονο	84
Εικόνα 5.13 – Πλάτος σήματος 150 mV & $V_{bias} = -0.95$ V, EAM, PAM-2	85
Εικόνα 5.14 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = -0.95$ V, EAM, PAM-2	86
Εικόνα 5.15 – Πλάτος σήματος 350 mV & $V_{bias} = -0.95$ V, EAM, PAM-2	87
Εικόνα 5.16 – Πλάτος σήματος 150 mV & $V_{bias} = -1.18$ V, EAM, PAM-2	88
Εικόνα 5.17 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = -1.18$ V, EAM, PAM-2	89
Εικόνα 5.18 – Πλάτος σήματος 350 mV & $V_{bias} = -1.18$ V, EAM, PAM-2	90
Εικόνα 5.19 – Πλάτος σήματος 150 mV & $V_{bias} = -1.32$ V, EAM, PAM-2	91
Εικόνα 5.20 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = -1.32$ V, EAM, PAM-2	92
Εικόνα 5.21 – Πλάτος σήματος 350 mV & $V_{bias} = -1.32$ V, EAM, PAM-2	93
Εικόνα 5.22 – Πλάτος σήματος 150 mV & $V_{bias} = -0.95$ V, EAM, PAM-4	94
Εικόνα 5.23 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = -0.95$ V, EAM, PAM-4	95
Εικόνα 5.24 – Πλάτος σήματος 350 mV & $V_{bias} = -0.95$ V, EAM, PAM-4	96
Εικόνα 5.25 – Πλάτος σήματος 150 mV & $V_{bias} = -1.18$ V, EAM, PAM-4	98
Εικόνα 5.26 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = -1.18$ V, EAM, PAM-4	99
Εικόνα 5.27 – Πλάτος σήματος 350 mV & $V_{bias} = -1.18$ V, EAM, PAM-4	100
Εικόνα 5.28 – Πλάτος σήματος 150 mV & $V_{bias} = -1.32$ V, EAM, PAM-4	101
Εικόνα 5.29 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = -1.32$ V, EAM, PAM-4	102
Εικόνα 5.30 – Πλάτος σήματος 350 mV & $V_{bias} = -1.32$ V, EAM, PAM-4	103

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 1.1 – Πλάτη από εφαρμογή σήματος μιας συχνότητας (Single Tone Test)	23
Πίνακας 1.2 – Πλάτη από εφαρμογή σήματος δύο συχνοτήτων (Two Tone Test)	24
Πίνακας 4.1 – Σηματοθορυβικός λόγος για MZM σε σύγκριση με το πλάτος για ημιτονικά σήματα	61
Πίνακας 4.2 – Μετρητικά για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 2.3$ V, Amp. = 250 mV	70
Πίνακας 4.3 – Μετρητικά για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 2.3$ V, Amp. = 550 mV	71
Πίνακας 4.4 – Μετρητικά για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 2.3$ V, Amp. = 850 mV.....	72
Πίνακας 4.5 – Μετρητικά για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 3.45$ V, Amp. = 550 mV.....	74

Πίνακας 4.6 – Μετρητικά για MZM, PAM-4, $V_{bias} = 3.45$ V, Amp. = 850 mV	76
Πίνακας 4.7 – BER συναρτήσει του πλάτους και του σημείου πόλωσης MZM	76
Πίνακας 5.1 – Μετρητικά για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -0.95$ V, Amp. = 250 mV	96
Πίνακας 5.2 – Μετρητικά για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -0.95$ V, Amp. = 350 mV	97
Πίνακας 5.3 – Μετρητικά για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.18$ V, Amp. = 150 mV	98
Πίνακας 5.4 – Μετρητικά για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.18$ V, Amp. = 250 mV	100
Πίνακας 5.5 – Μετρητικά για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.18$ V, Amp. = 350 mV	101
Πίνακας 5.6 – Μετρητικά για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.32$ V, Amp. = 150 mV	102
Πίνακας 5.7 – Μετρητικά για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.32$ V, Amp. = 250 mV	103
Πίνακας 5.8 – Μετρητικά για EAM, PAM-4, $V_{bias} = -1.32$ V, Amp. = 350 mV	104
Πίνακας 5.9 – BER συναρτήσει του πλάτους και του σημείου πόλωσης EAM	105

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 1.1 – Κυκλωματική απεικόνιση πηγής και διαμορφωτή	2
Σχήμα 1.2 – Σχηματική απεικόνιση διαμορφωτή Mach - Zehnder	3
Σχήμα 1.3 – Κυκλωματική απεικόνιση διαμορφωτή και σταδίου εξόδου (φωτοδίοδος)	8
Σχήμα 1.4 – Σχηματική απεικόνιση διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης	9
Σχήμα 1.5 – Κυκλωματική απεικόνιση θορυβωδών πηγών τάσεως και ρευμάτων	15
Σχήμα 1.6 – Κυκλωματική απεικόνιση όλων των πηγών θορύβου	16
Σχήμα 1.7 – Κυκλωματική απεικόνιση ισοδύναμου κυκλώματος για μία πηγή θορύβου	17
Σχήμα 1.8 – Σχηματική απεικόνιση Two Tone Test	24
Σχήμα 1.9 – Σχηματική απεικόνιση Spurious Free Dynamic Range	28
Σχήμα 3.1 – Σχηματική απεικόνιση πειραματικής διάταξης	50

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο

Βασικές παράμετροι μικροκυματικών φωτονικών ζεύξεων

Εισαγωγή

Το σημαντικότερο στάδιο μιας οποιαδήποτε ζεύξης είναι η μετάδοση του σήματος, του οποίου εμπεριέχεται η πληροφορία, με υψηλή αξιοπιστία. Ωστόσο, όπως και σε οποιοδήποτε αναλογική ζεύξη, έτσι και οι μικροκυματικές ζεύξεις είναι ευαίσθητες σε ορισμένες ανεπιθύμητες διαταραχές όπως για παράδειγμα απώλειες κατά μήκος της ζεύξης, θόρυβο ακόμα και σε μη γραμμικές παραμορφώσεις. Οι διαταραχές που περιγράψαμε γίνονται ακόμα περισσότερο αισθητές αν συγκρίνουμε τις αναλογικές ζεύξεις με τις ψηφιακές οπτικές ζεύξεις. Συνεπώς αυτές οι διαταραχές θα καθορίσουν την ποιότητα της ζεύξης και βασικός σκοπός του κεφαλαίου είναι να τις ερμηνεύσουμε και να τις αναλύσουμε.

Παράμετροι, όπως το κέρδος της ζεύξης, ο συντελεστής θορύβου και το εύρος της γραμμικής περιοχής είναι ένα μικρό κομμάτι απ' όσα χρειάζεται να γνωρίζουμε για να είμαστε σε θέση να χαρακτηρίσουμε τη ζεύξη που θα κληθούμε να μελετήσουμε. Ο λόγος που χρειάζεται να εμβαθύνουμε είναι ότι οι αναλογικές φωτονικές ζεύξεις μπορούν να θεωρηθούν ως ένα μαύρο κουτί το οποίο χαρακτηρίζεται από ηλεκτρικό σήμα στην είσοδο σε σχέση με το ηλεκτρικό σήμα στην έξοδο.

Στο παρόν κεφαλαίο θα αναλυθεί όλο το μαθηματικό υπόβαθρο και η επίδραση όλων αυτών των παραμέτρων στις μικροκυματικές φωτονικές ζεύξεις τόσο για διαμορφωτές Mach – Zehnder (MZM) όσο και διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM). Πιο συγκεκριμένα θα ξεκινήσουμε την ανάλυση του κέρδους της ζεύξης (§ 1.1), στη συνέχεια ακολουθούν τα φαινόμενα θορύβου (§ 1.2), μετά βρίσκονται οι μη γραμμικές παραμορφώσεις (§ 1.3), μετά ακολουθεί η ανάλυση του 'ψευδοελεύθερου δυναμικού εύρους' (Spurious free dynamic range – SFDR) (§ 1.4) και τέλος το εύρος τάσεως της γραμμικής περιοχής των διαμορφωτών (§ 1.5).

1.1 Κέρδος ζεύξης

Εισαγωγή

Στο πρώτο μέρος του παρόντος κεφαλαίου θα γίνει ανάλυση της προσομοίωσης για τον διαμορφωτή MZM, μέσω του προγράμματος Matlab. Στο παρόν κομμάτι ακολουθεί εκτενής ανάλυση για την μοντελοποίηση πίσω από τον υπολογισμό του κέρδους της ζεύξης καθώς και από τι επηρεάζεται. Πιο συγκεκριμένα θα δούμε με προσοχή τα στοιχεία που το επηρεάζουν άμεσα αλλά και έμμεσα. Στη συνέχεια θα γίνει η ανάλυση του κέρδους και για τον διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM), καθώς επίσης και μελέτη για το τι το επηρεάζει. Τέλος θα γίνει σύγκριση του κέρδους των διαμορφωτών.

1.1.1 Κέρδος ζεύξης για διαμορφωτές Mach – Zehnder (MZM)

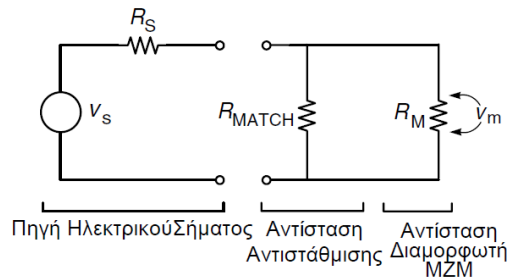
Το κέρδος της ζεύξης αποτελεί ένα από τα πιο σημαντικά κριτήρια για την ποιότητά της και ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος που ανιχνεύεται στην έξοδο προς την ισχύ του σήματος στην είσοδο. Ως σήμα εισόδου θεωρείται το ηλεκτρικό σήμα το οποίο βρίσκεται στο πεδίο των ραδιοσυχνοτήτων (RF domain). Με άλλα λόγια μας δίνει μια εικόνα για το πως μεταφέρεται η RF ισχύς μέσα στη ζεύξη. Ας ξεκινήσουμε την ανάλυση με το να εκφράσουμε την συνάρτηση μεταφοράς της ζεύξης

$$H(\omega) = |H(\omega)| \cdot \exp(j\varphi(\omega)) \propto E_{out}/E_{in} \quad (1.1)$$

όπου E_{in} και E_{out} είναι ένταση του ηλεκτρικού πεδίου στην είσοδο και στην έξοδο του διαμορφωτή, $|H(\omega)|$ το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς του διαμορφωτή και $\varphi(\omega)$ η φάση της συνάρτησης μεταφοράς. Με βάση όλα τα παραπάνω το κέρδος της ζεύξης μπορεί να εκφραστεί ως

$$g(\omega) = |H(\omega)|^2 = \frac{P_L}{P_S} \quad (1.2)$$

όπου P_L η οπτική ισχύς που ανιχνεύεται στην αντίσταση εξόδου και P_S η ισχύς του ηλεκτρικού σήματος RF που ανιχνεύεται στην αντίσταση εισόδου. Στο αμέσως επόμενο σχήμα βλέπουμε πως εφαρμόζεται το ηλεκτρικό σήμα στον διαμορφωτή. Για να πετύχουμε μέγιστη μεταφορά ισχύος επιθυμούμε η αντίσταση στην είσοδο R_S να είναι ίδια με την αντίσταση του διαμορφωτή R_M , γι' αυτό το λόγο τοποθετούμε την αντίσταση R_{match} .

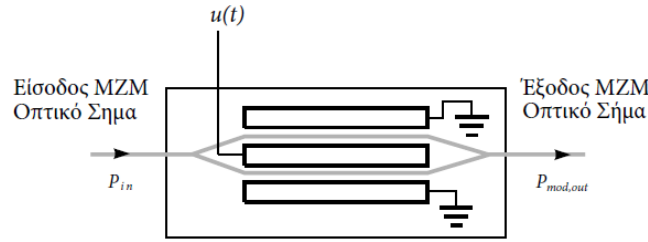


Σχήμα 1.1

Με βάση την προηγούμενη παρατήρηση η τάση στα άκρα της αντίστασης R_S είναι ίση με $V_s/2$. Συνεπώς η ισχύς που καταναλώνεται στην αντίσταση εισόδου δίνεται ως εξής

$$P_S = \frac{(V_s/2)^2}{R_S} = \frac{V_s^2}{4R_S} \quad (1.3)$$

Στη συνέχεια της ανάλυσης συναντάμε τον διαμορφωτή MZM, η δομή του οποίου φαίνεται στο Σχήμα 1.2.



Σχήμα 1.2

Σχήμα 1.2: Σχηματική απεικόνιση διαμορφωτή Mach-Zehnder.

Αρχικά οι κυματοδηγοί του διαμορφωτή προωθούν το οπτικό σήμα το οποίο προέρχεται από το λέιζερ που εφαρμόζουμε. Το φως διαιρείται στο πάνω και κάτω κανάλι και ενώνεται στην έξοδο. Στον διαμορφωτή εφαρμόζουμε επίσης το ηλεκτρικό σήμα, το οποίο πρόκειται να διαμορφώσουμε. Σε πρώτη φάση θα μελετήσουμε τον λόγο της έντασης των ηλεκτρικών πεδίων της εξόδου προς της εισόδου. Πιο συγκεκριμένα η σχέση μεταξύ του οπτικού σήματος στην είσοδο του διαμορφωτή (το οποίο προέρχεται από το λέιζερ) και του οπτικού σήματος στην έξοδο

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) e^{j\frac{u(t)}{V_\pi}\pi} \quad (1.4)$$

μας δείχνει ότι έχει άμεση εξάρτηση από ηλεκτρικό σήμα $u(t)$ καθώς και από την τάση V_π η οποία προκαλεί διαφορά φάσης π στο ηλεκτρικό σήμα. Η παραπάνω έκφραση αφορά διαμορφωτές MZ, οι οποίοι έχουν ένα κανάλι οδήγησης (single-drive MZMs), συνεπώς αν θέλουμε να αναπτύξουμε αυτή τη θεωρία και να θεωρήσουμε ότι έχουμε να κάνουμε με διαμορφωτές με δύο κανάλια οδήγησης (dual-drive MZMs), η συνάρτηση μεταφοράς θα δίνεται από τον τύπο

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} (e^{j\varphi_1(t)} + e^{j\varphi_2(t)}) \quad (1.5)$$

όπου τα $\varphi_1(t)$ και $\varphi_2(t)$ εκφράζουν τη διαφορά φάσης για την πάνω και κάτω διαδρομή αντίστοιχα. Εν συνεχεία τα $\varphi_1(t)$, $\varphi_2(t)$ ορίζονται ως εξής

$$\varphi_1(t) = \frac{u_1(t)}{V_{\pi 1}}\pi, \varphi_2(t) = \frac{u_2(t)}{V_{\pi 2}}\pi \quad (1.6)$$

όπου $V_{\pi 1}$ και $V_{\pi 2}$ η τάση η οποία προκαλεί διαφορά φάσης π στην πάνω και στην κάτω διαδρομή αντίστοιχα και $u_1(t)$ και $u_2(t)$ το ηλεκτρικό σήμα στην πάνω και στην κάτω διαδρομή αντίστοιχα. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον έχει η περίπτωση που $u_1(t) = -u_2(t) = u(t)/2$, $\varphi_1(t) = -\varphi_2(t)$ και $V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = V_\pi$ διότι τότε ο διαμορφωτής λειτουργεί σε Push-Pull mode. Πιο συγκεκριμένα σε αυτή την περίπτωση γίνεται διαμόρφωση πλάτους και η σχέση του ηλεκτρικού πεδίου στην έξοδο με του ηλεκτρικού πεδίου στην είσοδο δίνεται ως

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{MZM}(t)}{2}\right) = E_{in}(t) \cos\left(\frac{u(t)}{2V_\pi}\pi\right). \quad (1.7)$$

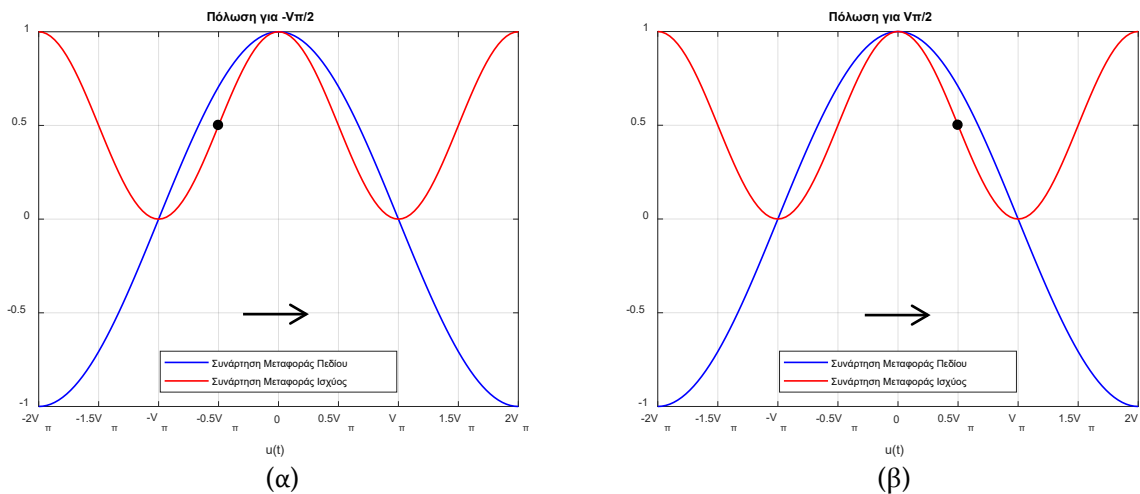
Από την προηγούμενη σχέση παρατηρούμε πως $\Delta\varphi_{MZM}(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t) = 2\varphi_1(t)$. Η συγκεκριμένη παρατήρηση έχει ιδιαίτερη σημασία διότι μας ενδιαφέρει η διαφορά φάσης που δημιουργείται και αυτό μας οδηγεί στο συμπέρασμα πως σε διαμορφωτές με δύο κανάλια οδήγησης μπορούμε να πετύχουμε ίδια διαφορά φάσης με μικρότερες γωνίες απ' ότι αν είχαμε ένα μόνο κανάλι οδήγησης.

Ο λόγος της ισχύος στην έξοδο προς την ισχύ στην είσοδο μπορεί να υπολογιστεί υψώνοντας στο τετράγωνο την Σχέση (1.7). Πιο συγκεκριμένα το αποτέλεσμα που θα πάρουμε είναι

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{MZM}(t)}{2}\right) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{u(t)}{V_\pi} \pi\right). \quad (1.8)$$

Η προηγούμενη σχέση είναι ιδιαίτερως σημαντική διότι είμαστε σε θέση να βγάλουμε τα πρώτα συμπεράσματα από το τι επηρεάζεται το κέρδος της ζεύξης. Πιο συγκεκριμένα όταν $V_\pi = u(t)$ η ισχύς που παίρνουμε στην έξοδο είναι μηδέν και αυτό γιατί η διαφορά φάσης είναι π . Συνεπώς μπορούμε να κάνουμε την γενίκευση πως όταν το ηλεκτρικό σήμα $u(t)$ είναι περιττές φορές πολλαπλάσιο του V_π τότε έχουμε διαφορά φάσης π και η ισχύς στην έξοδο είναι μηδέν. Εν συνεχεία στην περίπτωση που το ηλεκτρικό σήμα $u(t)$ είναι ζυγές φορές πολλαπλάσιο του V_π (συμπεριλαμβανομένου και του μηδενός) η ισχύς στην έξοδο είναι ίση με την ισχύ στην είσοδο και ο παραπάνω λόγος μεγιστοποιείται, αλλά σε εκείνο το σημείο η συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή είναι μη γραμμική.

Σε αυτό το σημείο ανάλυσης είναι απαραίτητο να σταθούμε στο σημείο που πολώνουμε το σήμα μας. Η πόλωση του σήματος επιτυγχάνεται με την εφαρμογή DC τάσης στο ηλεκτρικό σήμα. Συνεπώς αν σταθούμε στην προηγούμενη παράγραφο και το πολώσουμε στα 0 V εν μέρη θα πετύχουμε μέγιστη μεταφορά ισχύος αλλά θα βρισκόμαστε εκτός γραμμικής περιοχής και αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα την αλλοίωση του σήματος. Προκειμένου να μην έχουμε παραμορφώσεις στην έξοδο επιλέγουμε να το πολώσουμε στη μέση της γραμμικής περιοχής. Το σημείο αυτό είναι γνωστό και ως quadrature point και για να πετύχουμε πόλωση σε αυτό το σημείο εισάγουμε DC τάση στο ηλεκτρικό μας σήμα ίση με $\kappa V_\pi/2$, όπου $\kappa \in \mathbb{Z}^*$. Συνεπώς μπορούμε να διακρίνουμε δύο περιπτώσεις με πρώτη εκείνη που κ είναι θετικός ακέραιος και εκείνη για κ αρνητικό ακέραιο. Η φυσική σημασία αυτών των δύο περιπτώσεων έχει να κάνει με το κατά πόσο το διαδιδόμενο σήμα συναντά τη συνάρτηση μεταφοράς του πεδίου στην άνοδο ή στην κάθοδο



Γράφημα 1.1

Γράφημα 1.1: Πόλωση του ηλεκτρικού σήματος στο quadrature point όταν συναντά την συνάρτηση μεταφοράς του πεδίου στην άνοδο (α) και στην κάθοδο (β).

Εφόσον βρισκόμαστε στην πρώτη περίπτωση (Γρ. 1.1α) το σήμα στην έξοδο του διαμορφωτή δεν θα εμφανίσει διαφορά φάσης. Αντιθέτως με τη δεύτερη περίπτωση (Γρ. 1.1β), στην οποία το σήμα στην έξοδο θα εμφανίσει διαφορά φάσης π με το αρχικό σήμα. Το γεγονός αυτό οφείλεται στο ότι το ηλεκτρικό σήμα συναντά την συνάρτηση μεταφοράς στην κάθοδο.

Η μαθηματική ανάλυση αυτό του φαινομένου έχει να κάνει με τη θεώρηση μικρού σήματος. Το ηλεκτρικό σήμα όπως αναφέραμε προηγουμένως μπορεί να θεωρηθεί ως $u(t) = V_{bias} + V_{RF}(t)$, όπου V_{bias} το σημείο πόλωσης και $u_m(t)$ το ηλεκτρικό σήμα που περιέχει την πληροφορία.

Η προηγούμενη ανάλυση για την έκφραση του ηλεκτρικού σήματος μας οδηγεί στην τροποποίηση του λόγου ισχύος που περιγράφονται στην Σχέση (1.8). Χωρίς να βλάψουμε τη γενικότητα ο λόγος μπορεί να εκφραστεί και ως

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \left[\pi \left(\frac{V_{bias}}{V_{\pi,bias}} + \frac{V_{RF}(t)}{V_{\pi,RF}} \right) \right]. \quad (1.9)$$

Από την παραπάνω σχέση οι όροι $V_{\pi,bias}$ και $V_{\pi,RF}$ αφορούν την τιμή της τάσης που προκαλεί διαφορά φάσης π στην τάση V_{bias} και στην τάση του φέροντος σήματος $V_{RF}(t)$. Αναπτύσσοντας τους όρους του συνημίτονου η Σχέση (1.9) γίνεται

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \left[\cos \left(\pi \frac{V_{bias}}{V_{\pi,bias}} \right) \cos \left(\pi \frac{V_{RF}(t)}{V_{\pi,RF}} \right) - \sin \left(\pi \frac{V_{bias}}{V_{\pi,bias}} \right) \sin \left(\pi \frac{V_{RF}(t)}{V_{\pi,RF}} \right) \right]. \quad (1.10)$$

Τροποποιώντας ελαφρώς την παραπάνω σχέση για να έχουμε μια έκφραση με την ισχύ στην έξοδο καταλήγουμε στην παρακάτω εξίσωση

$$P_{out}(t) = \frac{P_{in}(t)}{2} \left[1 + \cos \left(\pi \frac{V_{bias}}{V_{\pi,bias}} \right) \cos \left(\pi \frac{V_{RF}(t)}{V_{\pi,RF}} \right) - \sin \left(\pi \frac{V_{bias}}{V_{\pi,bias}} \right) \sin \left(\pi \frac{V_{RF}(t)}{V_{\pi,RF}} \right) \right]. \quad (1.11)$$

Ο όρος $P_{in}(t)/2$ υποδηλώνει την ύπαρξη του DC όρου, ο οποίος συνεισφέρει στον θόρυβο ενώ οι υπόλοιποι δύο έχουν να κάνουν με τον διαμορφωτή. Αν θεωρήσουμε πως έχουμε να κάνουμε με μικρά σήματα, δηλαδή $V_{RF}(t) \ll V_{\pi,RF}$, τότε η Σχέση (1.11) μπορεί να μετατραπεί ως

$$P_{out}(t) = \frac{P_{in}(t)}{2} \left[1 + \cos \left(\pi \frac{V_{bias}}{V_{\pi,bias}} \right) - \sin \left(\pi \frac{V_{bias}}{V_{\pi,bias}} \right) \pi \frac{V_{RF}(t)}{V_{\pi,RF}} \right]. \quad (1.12)$$

Από την παραπάνω εξίσωση είναι εμφανής ο DC όρος. Πιο συγκεκριμένα υποδηλώνεται με τον όρο

$$\frac{P_{in}(t)}{2} \cdot \left(1 + \cos \left(\pi \frac{V_{bias}}{V_{\pi,bias}} \right) \right) \quad (1.13)$$

ενώ ο δεύτερος όρος έχει να κάνει με το ηλεκτρικό σήμα που περιέχει την πληροφορία

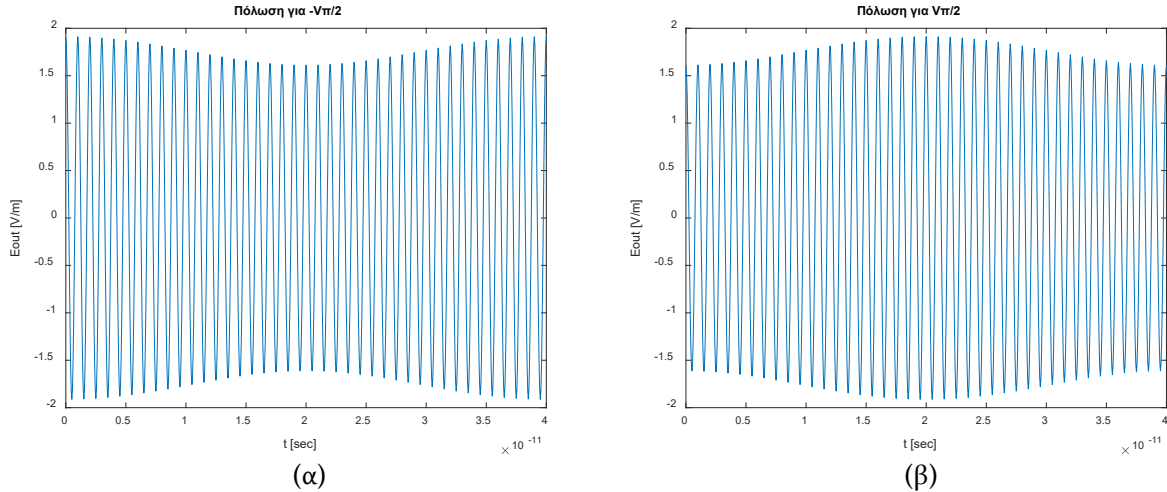
$$-\frac{P_{in}(t)}{2} \cdot \sin \left(\pi \frac{V_{bias}}{V_{\pi,bias}} \right) \pi \frac{V_{RF}(t)}{V_{\pi,RF}}. \quad (1.14)$$

Όπως εύκολα παρατηρούμε ο όρος $-\sin(\pi V_{bias}/V_{\pi,bias})$ καθορίζει αν το σήμα που θα προκύψει στην έξοδο του διαμορφωτή θα εμφανίσει διαφορά φάσης π ή όχι από το ηλεκτρικό σήμα στην είσοδο.

Έστω λοιπόν ότι το ηλεκτρικό σήμα και η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου του λέιζερ περιγράφονται ως

$$\begin{aligned} V_{RF}(t) &= A_m \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{RF} \cdot t) = 0.25 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 25 \cdot 10^9 \cdot t) \\ E_{in}(t) &= A_{laser} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{laser} \cdot t) = 2.5 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 10^{12} \cdot t) \end{aligned}$$

αντίστοιχα. Στη συνέχεια πολώνουμε το ηλεκτρικό σήμα στην πρώτη περίπτωση στο σημείο $-V_{\pi}/2$ ενώ στη δεύτερη στο σημείο $V_{\pi}/2$ και λαμβάνουμε τα παρακάτω αποτελέσματα.



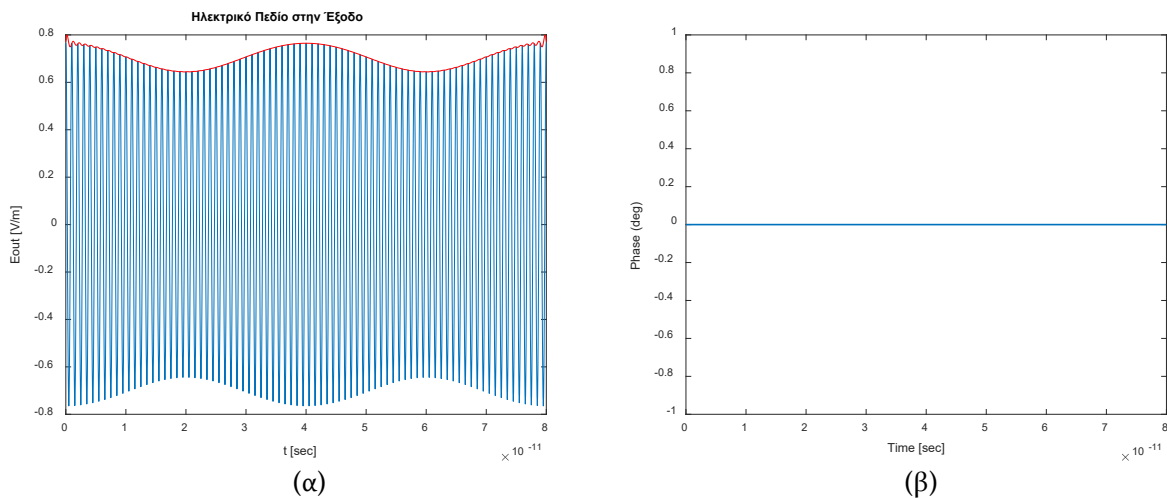
Γράφημα 1.2

Γράφημα 1.2: Ένταση ηλεκτρικού πεδίου στην έξοδο του διαμορφωτή MZM όταν το ηλεκτρικό σήμα είναι πολωμένο στο σημείο $-V_{\pi}/2$ (α) και στο σημείο $V_{\pi}/2$ (β).

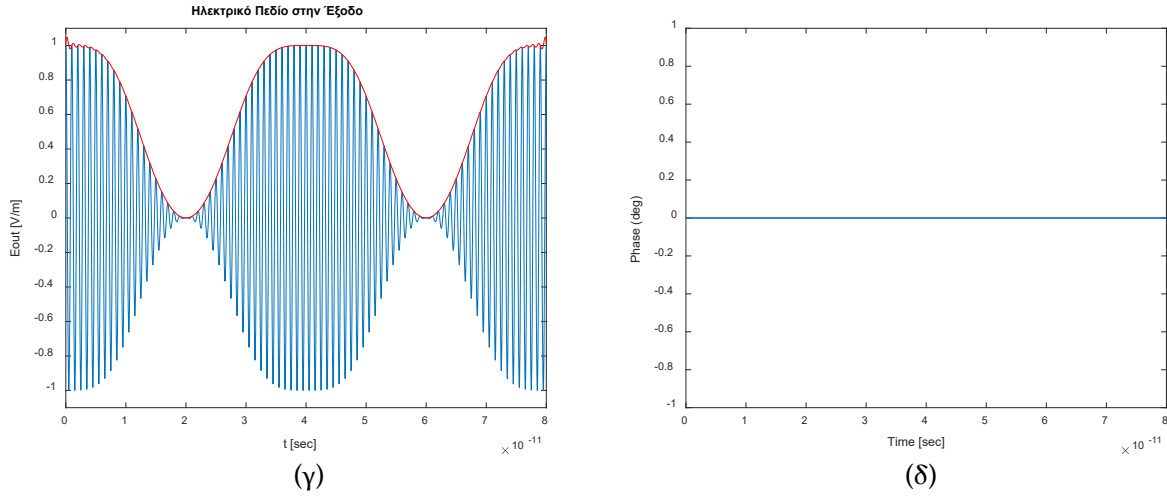
Από τη μέχρι τώρα ανάλυση παρατηρούμε πως το σήμα μας έχει υποστεί διαμόρφωση πλάτους. Όπως παρατηρούμε από το προηγούμενο σχήμα, η περιβάλλουσα έχει τη συχνότητα του λέιζερ και στο εσωτερικό το ημίτονο ταλαντώνεται με τη συχνότητα του ηλεκτρικού σήματος f_{RF} . Πολύ σημαντική πληροφορία στην διαμόρφωση πλάτους αποτελεί ο συντελεστής διαμόρφωσης. Ο υπολογισμός του συντελεστή διαμόρφωσης του MZM δίνεται από τον τύπο

$$MI = \pi \frac{u_{pp}}{V_{\pi}} \quad (1.15)$$

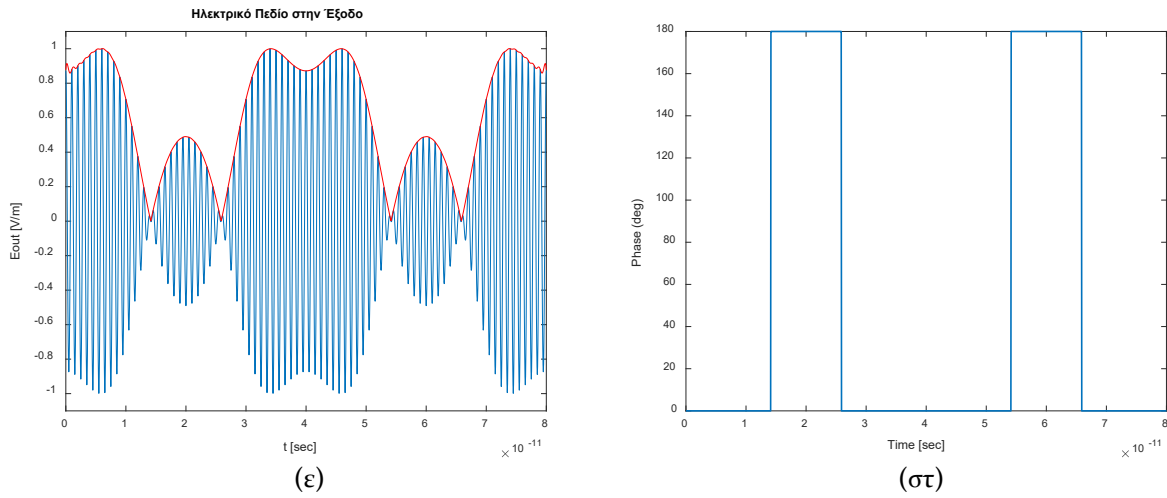
όπου u_{pp} είναι το peak-to-peak πλάτος του ηλεκτρικού σήματος και V_{π} η DC τάση που προκαλεί διαφορά φάσης π . Όταν ο συντελεστής διαμόρφωσης γίνει μεγαλύτερος του π , τότε το σήμα είναι υπερδιαμορφωμένο και εκτός του ότι βρίσκεται εκτός γραμμικής περιοχής παρατηρείται και διαφορά φάσης π . Στη συνέχεια ακολουθούν διαγράμματα για διάφορες τιμές του συντελεστή διαμόρφωσης που δείχνουν αν προκαλείται και διαφορά φάσης.



$$MI = 0.3415$$



MI = 3.1416



MI = 5.1905

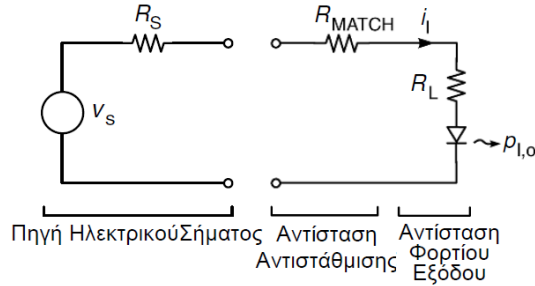
Γράφημα 1.3

Γράφημα 1.3: Μεταβολή του συντελεστή διαμόρφωσης της ζεύξης και συσχέτιση της διαφοράς φάσης που προκαλείται στην έξοδο του διαμορφωτή.

Η ανάλυση που κάνουμε έχει να κάνει με σήματα στο πεδίο των ραδιοσυχνοτήτων και ως γνωστόν τα σήματα αυτά είναι πολύ μικρά σε σύγκριση με το V_{π} του διαμορφωτή. Με άλλα λόγια ισχύει ότι $V_{RF}(t) \ll V_{\pi,RF}$ και αυτή η θεώρηση μας οδηγεί στην προσέγγιση ότι $\sin(\pi V_{RF}(t)/V_{\pi,RF}(t)) \cong \pi V_{RF}(t)/V_{\pi,RF}(t)$. Συνεπώς με βάση τις προηγούμενες προσεγγίσεις και το γεγονός πως για τον υπολογισμό του κέρδους της ζεύξης θεωρούμε πως επιδρά μόνο ο τρίτος όρος η ισχύς στην έξοδο του διαμορφωτή θα δίνεται ως εξής

$$P_{mod,out}(t) = \frac{P_{in}(t)}{2} \left[-\pi \frac{V_{RF}(t)}{V_{\pi,RF}} \sin\left(\pi \frac{V_{bias}}{V_{\pi,bias}}\right) \right]. \quad (1.16)$$

Συνεπώς αυτό που μένει να ορίσουμε ώστε να ολοκληρώσουμε την ανάλυση για το κέρδος της ζεύξης είναι να ορίσουμε την ισχύ που καταναλώνεται στην αντίσταση εξόδου. Για να κάνουμε αυτό βασιζόμαστε στην παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 1.3

Σχήμα 1.3: Κυκλωματική απεικόνιση ηλεκτρικής πηγής στην είσοδο της ζεύξης και εφαρμογή της στην είσοδο του διαμορφωτή Mach-Zehnder.

Όπως εύκολα παρατηρούμε χρησιμοποιούμε ξανά αντίσταση αντιστάθμισης με στόχο να πετύχουμε μέγιστη μεταφορά ισχύος από την ισχύ στην έξοδο του διαμορφωτή στην αντίσταση εξόδου. Το ρεύμα που διαρρέει το δεξί μέρος του κυκλώματος δίνεται από τη σχέση

$$I_L(t) = \frac{1}{2} r_{PD} P_{mod,out}(t) \quad (1.17)$$

όπου r_{PD} η ευαισθησία της φωτοδιόδου και ο όρος $P_{mod,out}(t)$ έχει εξηγηθεί προηγουμένως από τη Σχέση (1.10). Συνεπώς η ισχύς στην αντίσταση εξόδου θα δίνεται από τον τύπο

$$P_L = I_L^2 R_L = \left(\frac{1}{2} r_{PD} P_{mod}(t) \right)^2 R_L. \quad (1.18)$$

Επιλύοντας λοιπόν τις εξισώσεις (1.16), (1.17) & (1.18) καταλήγουμε στον τύπο υπολογισμού του κέρδους της ζεύξης, ο οποίος είναι

$$g_{MZM} = \left(\frac{\pi r_{PD} R_L P_0}{4 V_{\pi,RF}} \sin \left(\frac{V_B}{V_{\pi,DC}} \right) \right)^2. \quad (1.19)$$

Τέλος, αν θέλουμε να προσθέσουμε τις απώλειες της ζεύξης ο τύπος του κέρδους μετατρέπεται σε

$$g_{MZM} = \left(\frac{\pi r_{PD} R_L P_0}{4 L V_{\pi,RF}} \sin \left(\frac{V_B}{V_{\pi,DC}} \right) \right)^2. \quad (1.20)$$

όπου οι απώλειες που προκύπτουν από τον διαμορφωτή και από τις συνδέσεις.

Από τη Σχέση (1.20) παρατηρούμε πως το κέρδος της ζεύξης είναι ανάλογο του τετραγώνου της οπτικής ισχύος. Συνεπώς η αύξηση του πλάτους του λέιζερ προκαλεί αύξηση της ισχύος και αυτή με τη σειρά της αυξάνει το κέρδος της ζεύξης.

Δεύτερον το κέρδος έχει άμεση εξάρτηση από την τάση που προκαλεί διαφορά φάσης π , $V_{\pi,RF}$. Πιο συγκεκριμένα αν αυξηθεί η $V_{\pi,RF}$ και εφαρμόσουμε σήμα κατάλληλο ώστε να είμαστε εντός γραμμικής περιοχής, το συνολικό κέρδος θα μειωθεί. Η τάση αυτή έχει να κάνει με τα χαρακτηριστικά του διαμορφωτή, οπότε αναλόγως τον διαμορφωτή μπορούμε να έχουμε πολύ διαφορετικά αποτελέσματα.

Τρίτον, σύμφωνα με την Σχέση (1.20) επαληθεύεται η ανάλυση που έχουμε ήδη κάνει για την πόλωση στο quadrature point. Πιο συγκεκριμένα, όταν η τάση πόλωσης είναι ίση με $V_B = V_{\pi,DC}/2$ και το πλάτος του σήματος επαληθεύει τη θεώρηση μικρού σήματος το αποτέλεσμα που λαμβάνουμε είναι πλήρως γραμμικό.

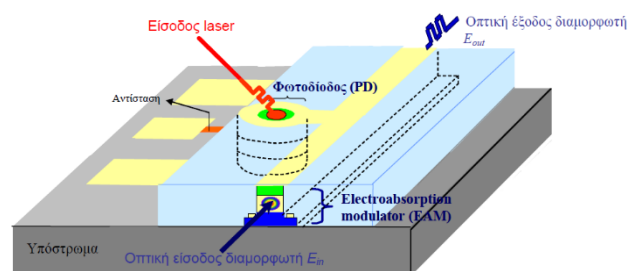
Τέταρτον, παρατηρούμε πως στον παρονομαστή του διαμορφωτή υπάρχει ο όρος L , ο οποίος αφορά τις απώλειες της ζεύξης. Πιο συγκεκριμένα οι απώλειες οφείλονται τόσο στα τεχνικά χαρακτηριστικά του διαμορφωτή όσο και από τις απώλειες στις συνδέσεις. Συνεπώς το κέρδος είναι αντιστρόφως ανάλογο με το τετράγωνο των απωλειών.

Τέλος, ιδιαίτερο ενδιαφέρον έχει να δούμε πως επηρεάζεται το κέρδος από το πλάτος του RF σήματος. Σύμφωνα με την Σχέση (1.20) παρατηρούμε πως όταν ισχύει η θεώρηση μικρού σήματος το κέρδος της ζεύξης δεν εξαρτάται από το πλάτος του RF σήματος. Συνεπώς όσο αυξάνουμε το πλάτος του RF σήματος αυξάνουμε τις πιθανότητες να βγούμε εκτός της γραμμικής περιοχής και στη συγκεκριμένη περίπτωση η Σχέση (1.20) παύει να ισχύει.

1.1.2 Κέρδος ζεύξης για διαμορφωτές ηλεκτρο – απορρόφησης (EAM)

Όπως αναφέραμε στο προηγούμενο κεφάλαιο το κέρδος της ζεύξης ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος στην αντίσταση εξόδου προς το λόγο της ισχύος στην αντίσταση εισόδου. Συνεπώς η ανάλυση για τον MZM θα μας βοηθήσει ιδιαίτερα και για τον διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης. Μέχρι την είσοδο του διαμορφωτή EA δεν αλλάζει κάτι σε σχέση με τον διαμορφωτή MZ. Πιο συγκεκριμένα οι διαφορές παρατηρούνται στην δομή και στον τρόπο λειτουργίας του εκάστοτε διαμορφωτή.

Ο EAM είναι μια συσκευή ημιαγωγού στην οποία εφαρμόζουμε μια δέσμη laser, η οποία με τη σειρά της διαμορφώνει το ηλεκτρικό σήμα (RF domain). Στην είσοδο του διαμορφωτή εφαρμόζουμε ηλεκτρικό πεδίο το οποίο μεταβάλλει την ενέργεια των φωτονίων χωρίς όμως να περιλαμβάνει τη διέγερση των φορέων από το ηλεκτρικό πεδίο. Πιο συγκεκριμένα αν η ενέργεια του φωτονίου είναι μεγαλύτερη από το ενεργειακό διάκενο τότε γίνεται απορρόφηση και δεν παρατηρείται σήμα στην έξοδο. Σε αντίθετη περίπτωση αν η ενέργεια του φωτονίου είναι μικρότερη του ενεργειακού διακενου τότε δεν συμβαίνει απορρόφηση και στην έξοδο παρατηρείται η τιμή του laser που εφαρμόζουμε. Με άλλα λόγια η απορρόφηση είναι άπειρη για μήκη κύματος μικρότερα από το εύρος ζώνης και μηδέν για μήκη κύματος που είναι μεγαλύτερα αυτού. Συνεπώς όσο αυξάνουμε το μήκος κύματος μειώνεται η απορρόφηση διότι μειώνεται η συχνότητα, η οποία με τη σειρά της οδηγεί στη μείωση του ενέργειας του φωτονίου. Παρακάτω, ακολουθεί η τυπική δομή ενός διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης.

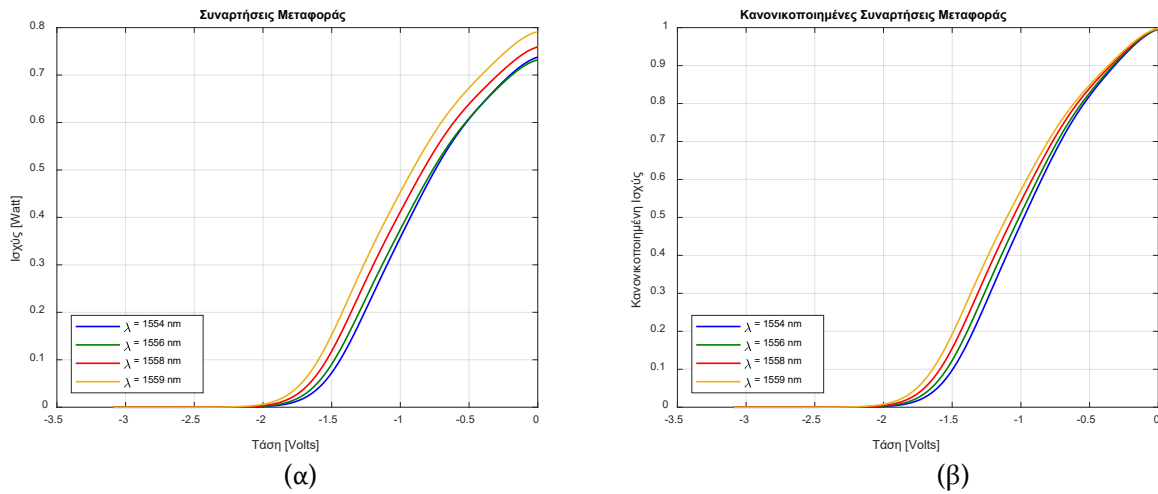


Σχήμα 1.4

Σχήμα 1.4: Σχηματική απεικόνιση διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM).

Από το Σχήμα 1.4 παρατηρούμε πως στην είσοδο του διαμορφωτή εφαρμόζεται το οπτικό σήμα E_{in} και στη συνέχεια εφαρμόζουμε το λέιζερ ούτως ώστε να γίνει η διαμόρφωση. Το ηλεκτρικό σήμα, το οποίο περιέχει την πληροφορία εφαρμόζεται στην συνάρτηση μεταφοράς του EAM. Σε αυτό το σημείο χρειάζεται να σταθούμε σε δύο σημαντικά σημεία α) στην συχνότητα του λέιζερ και β) στη συνάρτηση μεταφοράς.

Αρχικά ας μείνουμε στη συχνότητα του λέιζερ. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει η απορρόφηση εξαρτάται από το μήκος κύματος. Όταν η είσοδος είναι μηδέν παίρνουμε στην έξοδο την τιμή του λέιζερ, συνεπώς αν εφαρμόσουμε διάφορες DC τιμές και παρατηρήσουμε την έξοδο θα έχουμε πλήρη εικόνα για το πότε θα έχουμε απορρόφηση. Τέλος, επειδή η απορρόφηση εξαρτάται από μήκος κύματος του λέιζερ θα επαναλάβουμε την ίδια διαδικασία για διάφορα μήκη κύματος.



Γράφημα 1.4

Γράφημα 1.4: (α) Απεικόνιση συναρτήσεων μεταφοράς συναρτήσεως της τάσης για διάφορα μήκη κύματος διαμορφωτών ηλεκτρο-απορρόφησης και (β) απεικόνιση κανονικοποιημένων συναρτήσεων μεταφοράς συναρτήσεως της τάσης για διάφορα μήκη κύματος διαμορφωτών ηλεκτρο-απορρόφησης.

Από το Γράφημα παρατηρούμε πως επαληθεύονται όσο αναφέραμε προηγουμένως σχετικά με το μήκος κύματος. Αναλόγως με την τιμή του μήκους κύματος παρατηρούμε πως μεταβάλλεται η συνάρτηση μεταφοράς. Πιο συγκεκριμένα στη Γραφική 1.4 β είναι εμφανέστερη η διαφορά διότι είναι συγκεντρωμένες και οι τέσσερις συναρτήσεις μεταφοράς για τα διάφορα μήκη κύματος. Στη συνέχεια κανονικοποιούμε το διάγραμμα διότι εκεί θα εφαρμόσουμε το ηλεκτρικό σήμα.

Το δεύτερο καίριο σημείο έχει να κάνει με την συνάρτηση μεταφοράς. Πιο συγκεκριμένα, η συνάρτηση μεταφοράς του EAM εκτός από όσα έχουμε ήδη περιγράψει εξαρτάται και από το υλικό που είναι κατασκευασμένος ο διαμορφωτής κάτι που κάνει αρκετά δύσκολο να βρεθεί μια γενική εξίσωση που να περιγράφει τη συνάρτηση μεταφοράς του. Γι' αυτό το λόγο με βάση τις παραπάνω μετρήσεις προσεγγίζουμε τη συνάρτηση που τις περιγράφει με πολύ μεγάλη ακρίβεια μέσω της προσομοίωσης Matlab.

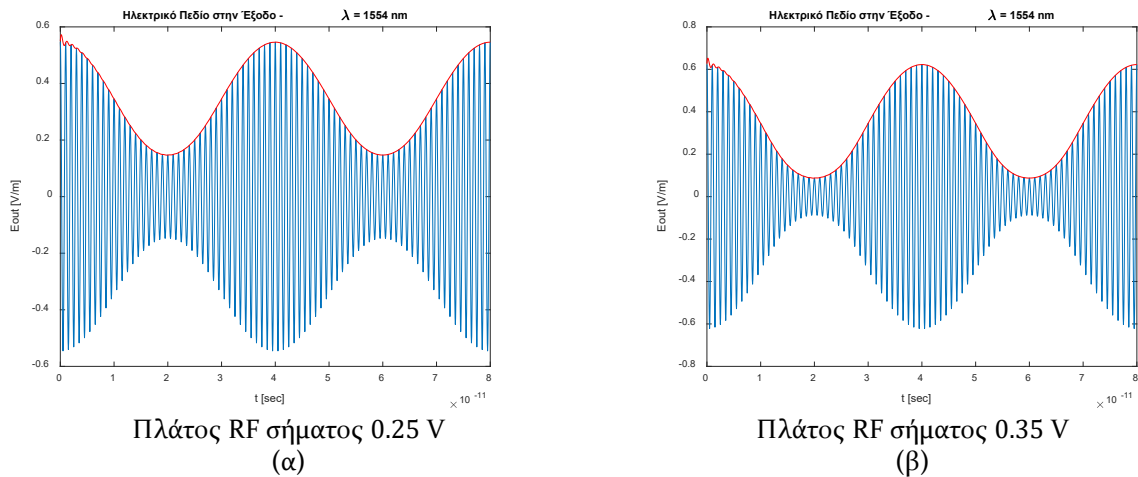
Έχοντας λοιπόν βρει τη συνάρτηση μεταφοράς, το επόμενο βήμα είναι να βρούμε τη γραμμική περιοχή. Ο λόγος που επιλέγουμε την γραμμική περιοχή είναι διότι δεν θέλουμε να έχει παραμορφώσεις στο σήμα στην έξοδο. Εφόσον λοιπόν βρισκόμαστε εντός γραμμικής περιοχής δεν μένει παρά να πολώσουμε το σήμα στο μέσο της (εκτενής ανάλυση της γραμμικής περιοχής γίνεται στο κεφάλαιο 1.5). Στην ιδανικότερη περίπτωση στο σημείο αυτό θα θέλαμε η κλίση της συνάρτησης να μεγιστοποιούταν για να είχαμε όσο το δυνατόν μεγαλύτερο εύρος τιμών. Συνεπώς για να μπορέσουμε να βγάλουμε ασφαλή συμπεράσματα πρέπει να εξετάσουμε την κάθε περίπτωση ξεχωριστά.

Εφόσον λοιπόν γνωρίζουμε τη συνάρτηση μεταφοράς και το σημείο πόλωσης, δεν μένει παρά να ορίσουμε το ηλεκτρικό σήμα και το οπτικό σήμα στην είσοδο του διαμορφωτή. Έστω λοιπόν ότι το ηλεκτρικό σήμα και η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου του λέιζερ περιγράφονται ως

$$V_{RF}(t) = A_m \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{RF} \cdot t)$$

$$E_{in}(t) = A_{laser} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{laser} \cdot t)$$

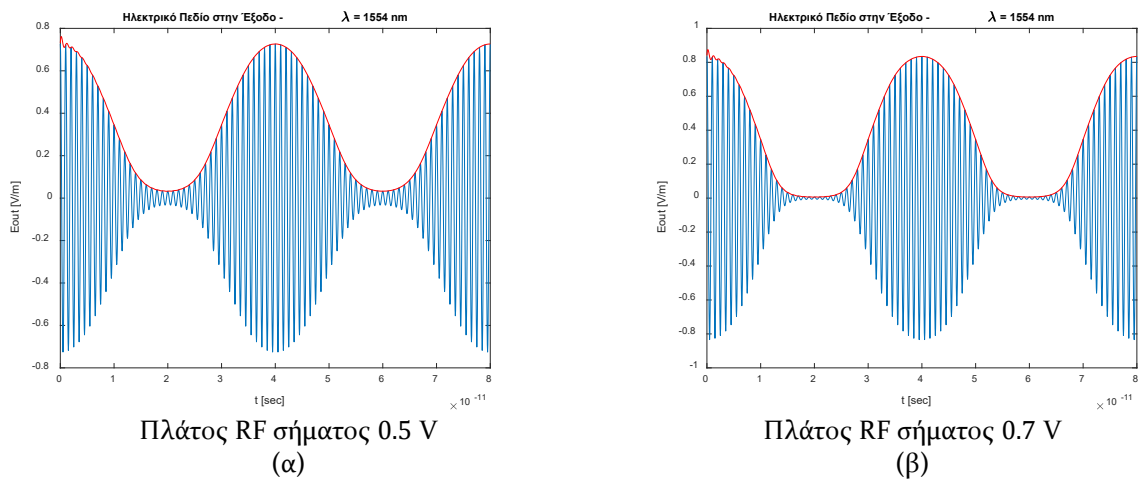
αντίστοιχα. Αυτό που θα κάνουμε στη συνέχεια είναι να μελετήσουμε την ένταση του ηλεκτρικού πεδίου στην έξοδο του διαμορφωτή. Μεταβάλλουμε το πλάτος του RF σήματος με τέτοιο τρόπο ώστε να βρισκόμαστε εντός της γραμμικής περιοχής και λαμβάνουμε τα παρακάτω αποτελέσματα.



Γράφημα 1.5

Γράφημα 1.5: Απεικόνιση ηλεκτρικού πεδίου στην έξοδο του διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης και περιβάλλουσας για πλάτος σήματος (α) 0.25 V και (β) 0.35 V.

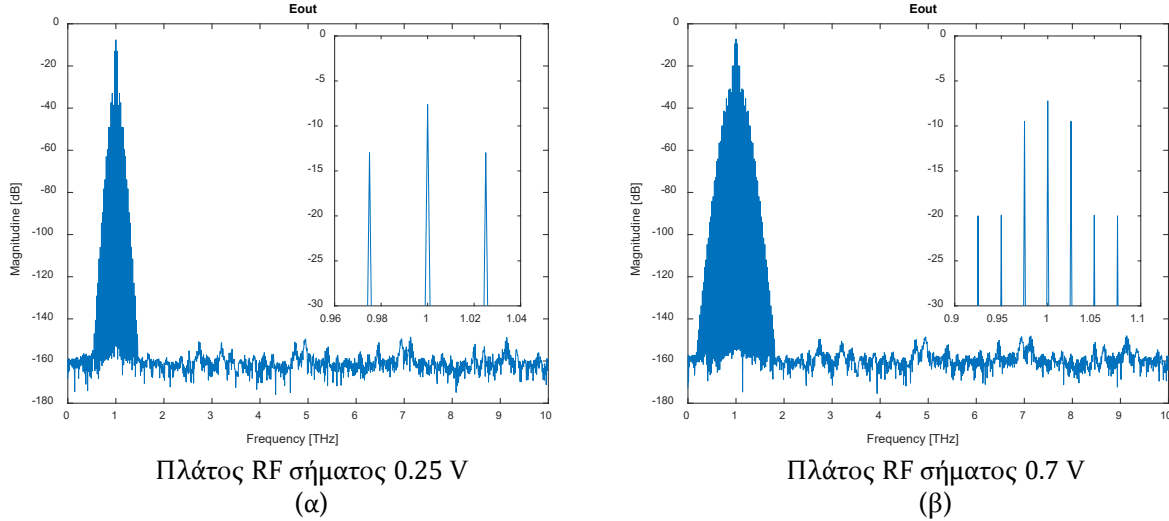
Από το Γράφημα 1.5 παρατηρούμε πως το σήμα μας υφίσταται διαμόρφωση πλάτους και παρατηρούμε την αύξηση του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους στην δεύτερη περίπτωση που αυξάνουμε το πλάτος του ηλεκτρικού σήματος. Όπως παρατηρούμε, συγκριτικά με τον διαμορφωτή Mach – Zehnder ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους για ίδιο ηλεκτρικό σήμα είναι αισθητά μεγαλύτερος στην περίπτωση του διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης. Αυτό που έχει ενδιαφέρον είναι να μελετήσουμε το φαινόμενο της υπερδιαμόρφωσης για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης. Λόγω της μορφής της συνάρτησης μεταφοράς των διαμορφωτών ηλεκτρο-απορρόφησης καταλαβαίνουμε πως οι περιβάλλουσες θα εφάπτονται με τον οριζόντιο άξονα (άξονας χρόνου) αλλά δεν θα εμπλέκονται μεταξύ τους όπως στην περίπτωση των διαμορφωτών Mach – Zehnder. Συνεπώς, το σήμα θα φτάνει σε κορεσμό και ένας μέρος του θα ψαλιδιστεί αναλόγως με το πλάτος και το σημείο πόλωσης του. Στη συνέχεια, ακολουθούν τα αποτελέσματα του ηλεκτρικού πεδίου στην έξοδο του διαμορφωτή.



Γράφημα 1.6

Γράφημα 1.6: Απεικόνιση ηλεκτρικού πεδίου στην έξοδο του διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης και περιβάλλουσας για πλάτος σήματος (α) 0.5 V και (β) 0.7 V. Στη δεύτερη περίπτωση παρόλο που το σήμα είναι υπερδιαμορφωμένο δεν παρουσιάζει διαφορά φάσης, λόγω φύσης της συνάρτησης μεταφοράς του διαμορφωτή.

Από το Γράφημα 1.6 είναι εμφανής η αλλοίωση της περιβάλλουσας, η οποία με τη σειρά της δημιουργεί μη γραμμικούς όρους, οι οποίοι επηρεάζουν αρνητικά την ποιότητα του σήματος και κατ' επέκταση το κέρδος της ζεύξης. Πιο συγκεκριμένα σε τέτοιες περιπτώσεις βρισκόμαστε αρκετά έξω από τη γραμμική περιοχή και ενισχύονται οι μη γραμμικοί, οι οποίοι προκαλούν την παραμόρφωση. Παρακάτω παρουσιάζεται το φαινόμενο που περιγράψαμε.



Γράφημα 1.7

Γράφημα 1.7: Απεικόνιση ηλεκτρικού πεδίου στην έξοδο του διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης στο πεδίο των συχνοτήτων για πλάτος σήματος (α) 0.25 V και (β) 0.7 V.

Όπως παρατηρούμε από τα διαγράμματα στο πεδίο της συχνότητας η συχνότητα που περιέχει την πληροφορία βρίσκεται εκατέρωθεν της συχνότητας του λέιζερ. Στην πρώτη περίπτωση που βρισκόμαστε εντός της γραμμικής περιοχής δεν υπάρχουν άλλες συχνότητες που συμβάλλουν, σε αντίθεση της δεύτερης περίπτωσης που παρατηρούμε τέσσερις επιπλέον όρους.

Στη συνέχεια, για να βρεθεί η ισχύς στην έξοδο του διαμορφωτή δε μένει παρά να υψώσουμε στο τετράγωνο το ηλεκτρικό πεδίο που βρήκαμε στην έξοδο και το αναλύσαμε προηγουμένως. Συνεπώς το ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση εξόδου θα δίνεται από τη σχέση

$$I_L(t) = \frac{1}{2} r_{PD} P_{mod,out}(t) = \frac{1}{2} r_{PD} (E_{out}(t))^2 \quad (1.21)$$

όπου r_{PD} η ευαισθησία της φωτοδιόδου και ο όρος $P_{mod,out}(t)$ η ισχύς στην έξοδο του διαμορφωτή. Συνεπώς η ισχύς στην αντίσταση εξόδου θα δίνεται από τον τύπο

$$P_L = I_L^2 R_L = \left(\frac{1}{2} r_{PD} P_{mod}(t) \right)^2 R_L. \quad (1.22)$$

Αν θεωρήσουμε την ισχύ που καταναλώνεται στην αντίσταση εισόδου ως

$$P_s = V_s^2 / 4R_s \quad (1.23)$$

τότε ο λόγος P_L/P_s εκφράζει το κέρδος της ζεύξης. Η παραπάνω ανάλυση είναι ιδιαίτερος χρήσιμη για την διάταξη της προσομοίωσης. Συνεπώς, αν θέλουμε να τη συγκρίνουμε με τη θεωρία, πρέπει να επαληθεύσουμε τα αποτελέσματα με βάση τον θεωρητικό υπολογισμό. Ο θεωρητικός υπολογισμός του κέρδους δίνεται από τον τύπο

$$g_{EAM} = s_m^2 s_d^2 (R_{load}) / (R_m) \quad (1.24)$$

όπου s_m η κλίση απόδοσης του διαμορφωτή, η οποία δίνεται από τον τύπο

$$s_m = (\pi T_0 P_L R_m) / (2 V_{\pi,eq}), \quad (1.25)$$

με $V_{\pi,eq}$ να ισούται με

$$V_{\pi,eq} = (\pi/2) |\partial T / \partial V_{RF}|^{-1}, \quad (1.26)$$

s_d η κλίση απόδοσης της φωτοδιόδου, T_0 η τιμή της κανονικοποιημένης συνάρτησης μεταφοράς στην τάση πόλωσης (αναφερόμαστε σε γραμμική κλίμακα), P_L η οπτική ισχύς του λέιζερ στην είσοδο, R_m η αντίσταση του διαμορφωτή και τέλος R_{load} η αντίσταση εξόδου. Συνεπώς το κέρδος μπορεί να διαμορφωθεί

$$g_{EAM} = \frac{(\pi T_0 P_L R_m)^2 s_d^2 R_{load}}{(2 (\pi/2) |\partial T / \partial V_{RF}|^{-1})^2 R_m} = (T_0 P_L |\partial T / \partial V_{RF}|)^2 s_d^2 R_{load} R_m. \quad (1.27)$$

Από την Σχέση (1.27) είμαστε σε θέση να βγάλουμε πολλά και χρήσιμα συμπεράσματα από ποια χαρακτηριστικά εξαρτάται το κέρδος της ζεύξης για τους διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης. Αρχικά παρατηρούμε πως και για το συγκεκριμένο είδος διαμορφωτή, το κέρδος εξαρτάται από το τετράγωνο της οπτικής ισχύος του λέιζερ. Δεύτερον, παρατηρούμε πως το κέρδος είναι ανάλογο του τετραγώνου της τιμής της κανονικοποιημένης συνάρτησης μεταφοράς στο σημείο πόλωσης. Τρίτον και εξίσου σημαντικό, παρατηρούμε πως το κέρδος είναι ανάλογο του τετραγώνου της κλίσης της συνάρτησης μεταφοράς στο σημείο πόλωσης. Η συγκεκριμένη εξάρτηση θα μελετηθεί εκτενώς στα § 1.3-1.5, διότι ιδανικά θα θέλαμε η μέγιστη κλίση να βρισκόταν στο μέσο της γραμμικής περιοχής. Κλείνοντας, παρατηρούμε πως το κέρδος είναι ανάλογο του τετραγώνου της κλίσης της φωτοδιόδου και ανάλογο της αντίστασης του διαμορφωτή και της αντίστασης αντιστάθμισης στη μεριά του διαμορφωτή.

1.2 Θόρυβος

Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο θα γίνει εκτενής ανάλυση για το φαινόμενο του θορύβου στις φωτονικές μικροκυματικές ζεύξεις. Πιο συγκεκριμένα θα δοθεί ιδιαίτερη βάση στην επίδραση που έχουν οι διάφορες μορφές θορύβου στην ζεύξη και μια γενικότερη εικόνα για το φαινόμενο του θορύβου.

Στη μέχρι τώρα ανάλυση πραγματευόμασταν ντετερμινιστικά σήματα, τα οποία περιγράφονταν από μια συγκεκριμένη μαθηματική σχέση και για κάθε χρονική στιγμή t , η τιμή του σήματος $x(t)$ λαμβάνει συγκεκριμένη τιμή, η οποία μπορεί να είναι είτε πραγματική είτε φανταστική. Σε αντίθεση με τα ντετερμινιστικά σήματα, ο θόρυβος είναι μια τυχαία διαδικασία και ορίζεται ως το σύνολο των ανεπιθύμητων πληροφοριών, οι οποίες υποβαθμίζουν την ποιότητα του σήματος. Ένα ακόμα χαρακτηριστικό του θορύβου είναι ότι δεν μπορεί να εξαλειφθεί και κάθε φορά που το σήμα μετατρέπεται από ηλεκτρικό σε οπτικό (και το αντίστροφο) ενισχύεται ο θόρυβος. Συνεπώς δεν μένει παρά ορίσουμε τις κύριες πηγές θορύβου.

Στις μικροκυματικές ζεύξεις τρεις είναι οι κύριες πηγές θορύβου. Πιο συγκεκριμένα έχουμε να κάνουμε με θερμικό θόρυβο (*thermal noise*), τον θόρυβο βολής (*shot noise*) και τον θόρυβο σχετικής έντασης (*rin noise*). Κλείνοντας, είναι σημαντικό να αναφέρουμε πως η ύπαρξη ενισχυτών συμβάλλει στην αύξηση του θορύβου.

1.2.1 Θερμικός θόρυβος

Ο θερμικός θόρυβος περιγράφει τις διακυμάνσεις της τάσης σε ένα στοιχείο του κυκλώματος (π.χ. σε μία αντίσταση) που προκαλούνται από τη γρήγορη και τυχαία κίνηση των φορέων. Στην αρχή η ανάλυσή του έγινε μέσω πειραματικών μεθόδων και κατέληξαν στην παρακάτω εξίσωση:

$$\langle u_{th}^2 \rangle = 4kTR\Delta f, \quad (1.28)$$

όπου k είναι η σταθερά του Boltzmann, T είναι η απόλυτη θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin, Δf είναι το εύρος ζώνης και $\langle u_{th}^2 \rangle$ είναι η μέση τετραγωνική τιμή της τάσης του θερμικού θορύβου κατά μήκος της αντίστασης R . Σε περίπτωση που θέλουμε να ορίσουμε τον θερμικό θόρυβο με βάση την τιμή του θερμικού ρεύματος θορύβου η εξίσωση μετατρέπεται ως εξής:

$$\langle i_{th}^2 \rangle = 4kT\Delta f/R. \quad (1.29)$$

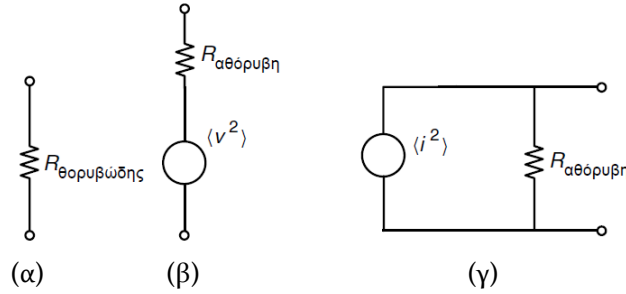
Αξίζει να αναφέρουμε πως η θεωρητική ανάλυση του Nyquist κατέληξε πως η ισχύς θερμικού θορύβου δίνεται από τον τύπο:

$$P_{thermal} = kT\Delta f. \quad (1.30)$$

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον έχει η μελέτη της πυκνότητας φάσματος ισχύος του θερμικού θορύβου, η οποία δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$S(\omega) = 2kTR. \quad (1.31)$$

Εύκολα παρατηρούμε την άμεση εξάρτηση από την αντίσταση και την απόλυτη θερμοκρασία. Συνοψίζοντας όσα έχουμε περιγράψει μέχρι τώρα μια αντίσταση που παράγει θόρυβο μπορεί να παρασταθεί είτε ως μια "α-θόρυβη" αντίσταση R σε σειρά με μια πηγή τάσης, είτε ως μια "αθόρυβη" αντίσταση σε παραλληλία με μια πηγή ρεύματος.



Σχήμα 1.5

Σχήμα 1.5: Παρουσίαση θορυβώδους αντίστασης (α), ισοδύναμο κύκλωμα Thevenin της θορυβώδους αντίστασης (β) και (γ) ισοδύναμο κύκλωμα Norton της θορυβώδους αντίστασης.

Κλείνοντας το κεφάλαιο του θερμικού θορύβου αξίζει να αναφέρουμε πως η εξίσωση της πυκνότητας φάσματος ισχύος ισχύει για συχνότητες $f < 10 \text{ GHz}$, ενώ για μεγαλύτερες συχνότητες η πυκνότητα φάσματος μεταβάλλεται με τη συχνότητα. Τέλος έχει αποδειχτεί και από τον Nyquist ότι ο θερμικός θόρυβος παρουσιάζει ένα κατώφλι για τις τιμές των συχνοτήτων το οποίο εκφράζεται ως εξής:

$$0 \leq f \ll \frac{kT}{h}, \quad (1.32)$$

όπου h η σταθερά του Planck και τα υπόλοιπα μεγέθη έχουν οριστεί προηγουμένως.

1.2.2 Θόρυβος βολής

Ως θόρυβο βολής θεωρούμε το ρεύμα θορύβου των τυχαίων διακυμάνσεων του ηλεκτρικού ρεύματος. Πιο συγκεκριμένα οι διακυμάνσεις μπορεί να οφείλονται στην τυχαία εκπομπή ηλεκτρονίων από την κάθοδο είτε από την τυχαία διάχυση των φορέων μειονότητας και την τυχαία δημιουργία οπών και ηλεκτρονίων. Η συγκεκριμένη μορφή θορύβου σχετίζεται άμεσα με τη ροή των ηλεκτρονίων τα οποία περνούν από ένα ενεργειακό φράγμα. Στη συνέχεια, ο θόρυβος αυτός εμφανίζεται κυρίως σε ενώσεις τύπου pn σε διπολικά τρανζίστορς ή στην πύλη ενός MOSFET. Επιπρόσθετα πολύ σημαντικό στοιχείο της συγκεκριμένης μορφής θορύβου είναι ότι εξαρτάται από τον DC του φωτορεύματος. Το ρεύμα θορύβου δίνεται από τον τύπο:

$$\langle i_{shot}^2 \rangle = 2qI_{av}\Delta f, \quad (1.33)$$

όπου q είναι το φορτίο του ηλεκτρονίου, Δf είναι το εύρος ζώνης και I_{av} είναι η μέση τιμή του ρεύματος στην έξοδο του διαμορφωτή. Η ηλεκτρική ισχύς σε Watt η οποία προκύπτει από το θόρυβο βολής δίνεται από τον τύπο:

$$\begin{aligned} P_{shot} &= \langle i_{shot}^2 \rangle R_L \\ &= 2qI_{av}\Delta f R_L \\ &= 2qr_{PD}P_{av}\Delta f R_L, \end{aligned} \quad (1.34)$$

όπου r_{PD} η απόκριση της φωτοδίοδου και P_{av} είναι η μέση οπτική ισχύς στην έξοδο του διαμορφωτή.

1.2.3 Θόρυβος σχετικής έντασης

Ως θόρυβο σχετικής έντασης (pin noise) θεωρούμε το ρεύμα θορύβου που οφείλεται από την αστάθεια στο επίπεδο ισχύος ενός λέιζερ. Για δομές λέιζερ ως κύρια πηγή θορύβου θεωρούμε τον θόρυβο που οφείλεται από το φαινόμενο της αυθόρμητης εκπομπής, η οποία με τη σειρά προκαλεί τις διακυμάνσεις στην ισχύ και στη συχνότητα. Αν θεωρήσουμε ότι η οπτική ισχύς στην έξοδο του λέιζερ είναι $p_o(t)$, τότε αυτή θα δίνεται από τον εξής τύπο:

$$p_o(t) = \langle P_o \rangle + p_{rin}(t). \quad (1.35)$$

Από την παραπάνω εξίσωση ο όρος $\langle P_o \rangle$ αφορά τη μέση τιμή της ισχύος στην έξοδο και ο όρος $p_{rin}(t)$ το τυχαίο ρεύμα θορύβου που δημιουργείται. Συνοψίζοντας όλα τα προηγούμενα μπορούμε να ορίσουμε τον συντελεστή rin , ο οποίος δίνεται από την εξίσωση:

$$rin = \frac{\langle p_{rin}(t)^2 \rangle}{\langle P_o \rangle^2}. \quad (1.36)$$

Σε αυτό το σημείο αξίζει να αναφέρουμε πως ο συντελεστής rin εκφράζεται σε γραμμική κλίμακα. Σε αρκετές περιπτώσεις είναι σύνηθες να εκφράζεται και σε λογαριθμική κλίμακα. Τέλος το ρεύμα θορύβου για τη συγκεκριμένη μορφή θορύβου δίνεται από τον εξής τύπο:

$$\langle i_{rin}^2 \rangle = rin I_{av}^2 \Delta f. \quad (1.37)$$

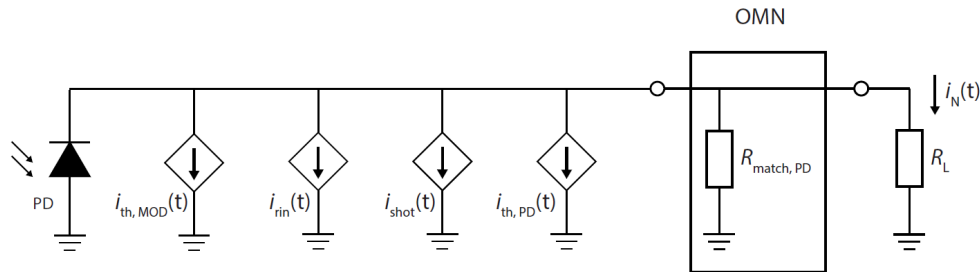
Η ηλεκτρική ισχύς σε Watt η οποία προκύπτει από το θόρυβο σχετικής έντασης δίνεται από τον τύπο:

$$\begin{aligned} P_{rin} &= \langle i_{rin}^2 \rangle R_L \\ &= 10^{\frac{RIN}{10}} I_{av}^2 \Delta f R_L, \end{aligned} \quad (1.38)$$

όπου $RIN = 10 \log_{10}(rin)$ και οι υπόλοιποι έχουν αναφερθεί προηγουμένως.

1.2.4 Συνολικός θόρυβος

Τον θορύβου μπορούμε να τον θεωρήσουμε σαν μια πηγή ρεύματος ή τάσης. Για την συγκεκριμένη ανάλυση θα θεωρήσουμε ότι κάθε πηγή θορύβου μπορεί να εκφραστεί ως μια ανεξάρτητη πηγή ρεύματος, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.6.



Σχήμα 1.6

Σχήμα 1.6: Κυκλωματική απεικόνιση των βασικών πηγών θορύβου σε μια φωτονική μικροκυματική ζεύξη.

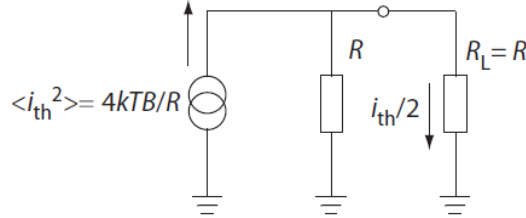
Αρχικά να θεωρούμε πως το $i_{th,MOD}$ είναι το θερμικό ρεύμα θορύβου που παράγεται στο διαμορφωτή, i_{shot} το ρεύμα θορύβου των τυχαίων διακυμάνσεων του ηλεκτρικού ρεύματος, i_{rin} το ρεύμα θορύβου που οφείλεται από την αστάθεια ισχύος του λέιζερ και τέλος το $i_{th,PD}$ το θερμικό ρεύμα θορύβου που παράγεται στην φωτοδίοδο. Στη συνέχεια αν υποθέσουμε ότι έχουμε αντιστάθμιση ισχύος ($R_{match,PD} = R_L$) τότε το ρεύμα στο φορτίο δίνεται ως εξής

$$i_N(t) = \frac{1}{2} (i_{th,MOD}(t) + i_{shot}(t) + i_{rin}(t) + i_{th,PD}(t)) \quad (1.39)$$

Συνεπώς βάσει της εξίσωσης η συνολική μέση ισχύς θορύβου θα δίνεται από τον τύπο:

$$P_{Noise} = \langle i_N(t)^2 \rangle \cdot R_L. \quad (1.40)$$

Σε πρώτη φάση ας μελετήσουμε την θερμική ισχύ που παρατηρείται στην αντίσταση εξόδου. Προκειμένου να το πετύχουμε αυτό ανοιχτοκυκλώνουμε τις άλλες πηγές θορύβου και προκύπτει το κύκλωμα του Σχήματος 1.7. Πιο συγκεκριμένα το ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση στην έξοδο θα είναι το μισό από το ρεύμα το οποίο προέρχεται επειδή έχουμε αντιστάθμιση ισχύος (Σχήμα).



Σχήμα 1.7

Σχήμα 1.7: Κυκλωματική απεικόνιση θερμικής πηγής θορύβου στην έξοδο του διαμορφωτή.

Βάσει το σχήματος καταλήγουμε πως η ισχύς που προέρχεται από το θερμικό θόρυβο δίνεται από τον τύπο:

$$P_{th,R_L} = \frac{1}{4} \langle i_{th}(t)^2 \rangle \cdot R_L = kT\Delta f = P_{th,MOD}. \quad (1.41)$$

Αντίστοιχα η ισχύς στην αντίσταση εξόδου που προέρχεται από το θόρυβο σχετικής έντασης, δίνεται από τον τύπο:

$$P_{rin,R_L} = \frac{1}{4} \langle i_{rin}(t)^2 \rangle \cdot R_L = \frac{P_{rin}}{4}. \quad (1.42)$$

Με ίδιο ακριβώς σκεπτικό υπολογίζεται η ισχύς θορύβου στην αντίσταση εξόδου, η οποία προέρχεται από τον θόρυβο βολής, η οποία καταλήγει στον τύπο:

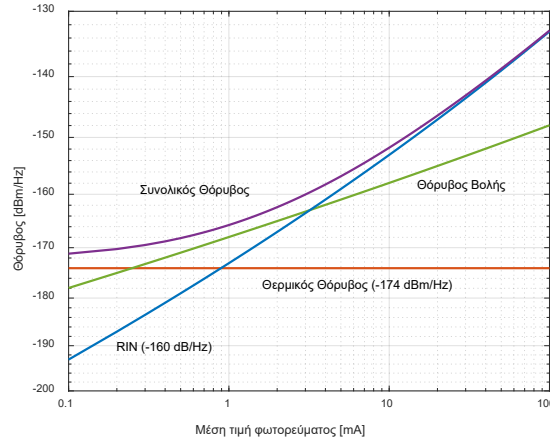
$$P_{shot,R_L} = \frac{1}{4} \langle i_{shot}(t)^2 \rangle \cdot R_L = \frac{P_{shot}}{4}. \quad (1.43)$$

Σε αυτό το σημείο αξίζει να αναφέρουμε πως η θερμική ισχύς που ανιχνεύεται στη φωτοδίοδο είναι το γινόμενο του κέρδους και της θερμικής ισχύος του διαμορφωτή. Κλείνοντας η συνολική ισχύς θορύβου μετασχηματίζεται ως εξής:

$$P_{Noise} = (1 + g)P_{th,R_L} + P_{rin,R_L} + P_{shot,R_L}, \quad (1.44)$$

όπου g το κέρδος της ζεύξης.

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον έχει να μελετήσουμε την επίδραση του φωτορεύματος στον θόρυβο της ζεύξης. Αρχικά αν υποθέσουμε πως $T = 290K$, τότε η συνεισφορά του θερμικού θορύβου είναι $10 \log_{10}(kT) \approx -174 \text{ dBm/Hz}$. Σε αυτό το σημείο να αναφέρουμε πως δεν έχουμε συμπεριλάβει το κέρδος της ζεύξης, διότι θέλουμε να παρουσιάσουμε ένα πιο γενικό μοντέλο καθώς επίσης οι διαμορφωτές δεν έχουν τόσο μεγάλο κέρδος ώστε να αποκλίνουν από την τιμή των -174 dBm/Hz . Στη συνέχεια, να αναφέρουμε πως ο θόρυβος εκφράζεται ως συνάρτηση των Hz . Στην επόμενη σελίδα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα και η ανάλυσή τους.



Γράφημα 1.8

Γράφημα 1.8: Εξάρτηση συνολικού θορύβου από τις επιμέρους πηγές θορύβου συναρτήσει του φωτορεύματος.

Όπως παρατηρούμε από το Γράφημα 1.8 για μικρές τιμές ρεύματος, πιο συγκεκριμένα για $I_{av} < 0.2 \text{ mA}$, κυριαρχεί ο θερμικός θόρυβος. Όσο αυξάνεται το ρεύμα παρατηρούμε πως αυξάνεται και ο συνολικός θόρυβος, ο θόρυβος βολής καθώς επίσης και ο θόρυβος σχετικής έντασης εν αντιθέσει του θερμικού θορύβου που είναι ανεξάρτητος της μέσης τιμής του φωτορεύματος. Πιο συγκεκριμένα από κάποια τιμή του ρεύματος και πάνω ο συνολικός θόρυβος γίνεται ίσος με την ισχύ που οφείλεται από το θόρυβο σχετικής έντασης. Με πιο απλά λόγια όσο αυξάνεται το ρεύμα από την τιμή που σχολιάσαμε προηγουμένως, παρατηρούμε πως ο συνολικός θόρυβος κινείται ασυμπτωτικά με τον θόρυβο σχετικής έντασης. Τέλος η εξάρτηση από το τετράγωνο του ρεύματος οδηγεί την ισχύ λόγω θορύβου σχετικής έντασης σε μεγαλύτερη κλιμάκωση σε σχέση με την ισχύ λόγω θορύβου βολής που εκεί υπάρχει γραμμική εξάρτηση από το ρεύμα

Έχοντας υπολογίσει την ισχύ του θορύβου, το επόμενο σημαντικό ερώτημα είναι να έχουμε μια εικόνα για την επίδραση που έχει πάνω στη ζεύξη. Την εικόνα αυτή τη λαμβάνουμε μέσω του συντελεστή θορύβου F , ο οποίος ορίζεται ως ο σηματοθορυβικός λόγος στην έξοδο του διαμορφωτή ως προς το σηματοθορυβικό λόγο στην είσοδο του διαμορφωτή. Πιο συγκεκριμένα ως σηματοθορυβικό λόγο ορίζουμε την ισχύ του σήματος (S) ως προς την ισχύ του θορύβου (N) και εκφράζεται ως εξής

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{S}{N} \right) \quad (1.45)$$

και όπως εύκολα παρατηρούμε εκφράζεται σε decibel. Συνεπώς όσα αναφέραμε συνοψίζονται στον παρακάτω τύπο:

$$NF = 10 \log_{10}(F) = 10 \log_{10} \left(\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{s_{in}/n_{in}}{s_{out}/n_{out}} \right). \quad (1.46)$$

Στη συνέχεια, γνωρίζουμε πως λόγω της διάταξης της μικροκυματικής ζεύξης, η ισχύς θορύβου στην είσοδο εξαρτάται μόνο από τον θερμικό θόρυβο οπότε $n_{in} = kT\Delta f$. Επιπρόσθετα ο λόγος της ισχύος του σήματος στην έξοδο προς την ισχύ του σήματος στην είσοδο εκφράζει το κέρδος της ζεύξης, επομένως $s_{out} = g \cdot s_{in}$, με g το κέρδος της ζεύξης. Τέλος ως ισχύ θορύβου στην έξοδο, n_{out} , θεωρούμε την συνολική ισχύ θορύβου που εκφράσαμε προηγουμένως, $n_{out} = P_{Noise}$. Συνοψίζοντας απ' ότι έχουμε γράψει μέχρι τώρα, ο συντελεστής θορύβου εκφράζεται από την εξής σχέση:

$$NF = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{Noise}}{gkT\Delta f} \right). \quad (1.47)$$

Τέλος να αναφέρουμε πως ο συντελεστής θορύβου είναι ανεξάρτητος από το εύρος ζώνης διότι απλοποιείται το εύρος ζώνης του παρονομαστή με αυτό που υπάρχει στο P_{Noise} .

1.2.5 Φαινόμενα θορύβου στους διαμορφωτές

1.2.5.1 Φαινόμενα θορύβου για διαμορφωτές Mach – Zehnder (MZM)

Έχοντας μελετήσει στα προηγούμενα κεφαλαία της διάφορες πηγές θορύβου, έχει διαπιστωθεί πως υπάρχει άμεση εξάρτηση από τη μέση του ρεύματος που ανιχνεύεται στη φωτοδιόδο. Με πιο απλά λόγια, αυτή η μέση τιμή μεταφράζεται στον DC όρο που συναντάμε στην έξοδο του διαμορφωτή. Για όλους τους διαμορφωτές η μέση τιμή του ρεύματος στην έξοδό τους δίνεται από τον τύπο

$$I_{av} = r_{PD} \langle P_{mod,out}(t) \rangle. \quad (1.48)$$

Σε πρώτη φάση ας μελετήσουμε τι συμβαίνει με τους διαμορφωτές Mach – Zehnder. Από την παραπάνω εξίσωση η ισχύς στην έξοδο $P_{mod,out}(t)$ δίνεται από τον τύπο:

$$P_{out}(t) = \frac{P_{in}(t)}{2} \left[1 + \cos\left(\pi \frac{V_{bias}}{V_{\pi,bias}}\right) \cos\left(\pi \frac{V_{RF}(t)}{V_{\pi,RF}}\right) - \sin\left(\pi \frac{V_{bias}}{V_{\pi,bias}}\right) \sin\left(\pi \frac{V_{RF}(t)}{V_{\pi,RF}}\right) \right]. \quad (1.49)$$

Κάνοντας τη θεώρηση για μικρά σήματα, η παραπάνω εξίσωση καταλήγει στην παρακάτω εξίσωση:

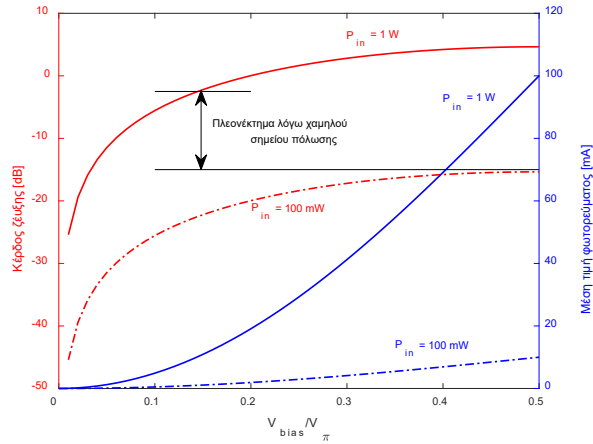
$$I_{av} = r_{PD} \frac{\langle P_{in}(t) \rangle}{2L} \left[1 + \cos\left(\pi \frac{V_{bias}}{V_{\pi,bias}}\right) \right] - r_{PD} \cdot \sin\left(\pi \frac{V_{bias}}{V_{\pi,bias}}\right) \frac{\pi}{V_{\pi,RF}} \frac{\langle P_{in}(t) \cdot V_{RF}(t) \rangle}{2L}, \quad (1.50)$$

όπου L οι απώλειες του διαμορφωτή και $\langle P_{in} \rangle$ η μέση ισχύς στην είσοδο του διαμορφωτή. Από την παραπάνω εξίσωση ο DC όρος που προκύπτει είναι ο εξής

$$r_{PD} \frac{\langle P_{in}(t) \rangle}{2L} \left[1 + \cos\left(\pi \frac{V_{bias}}{V_{\pi,bias}}\right) \right]. \quad (1.51)$$

Από την προηγούμενη εξίσωση ο DC εξαρτάται από την ευαισθησία της φωτοδιόδου, την μέση οπτική ισχύ, τις απώλειες της ζεύξης αλλά και από το σημείο πόλωσης. Εύκολα λοιπόν προκύπτει πως αν αυξηθεί η οπτική ισχύς του λείζερ θα αυξηθεί ο θόρυβος καθώς επίσης και αν μειωθούν οι απώλειες θα αυξηθεί ο θόρυβος. Έχοντας λοιπόν πλήρη εικόνα για το πως μεταβάλλεται το ρεύμα με βάση το σημείο πόλωσης μπορούμε να γνωρίζουμε και τι επίδραση θα έχει στο φαινόμενο του θορύβου.

Βάσει των προηγούμενων παρατηρήσεων, εάν εφαρμόσουμε μεγάλη οπτική ισχύ στο μέσο της γραμμικής περιοχής (quadrature point) από τη μια μεριά θα αυξήσουμε το κέρδος της ζεύξης αλλά από την άλλη θα αυξηθεί και η μέση τιμή του φωτορεύματος, η οποία με τη σειρά της θα αυξήσει και τον συνολικό θόρυβο στην έξοδο. Ένα ακόμα λεπτό σημείο στην κατάλληλη οπτική ισχύ στην είσοδο, είναι το γεγονός ότι η φωτοδιόδος από κάποια ισχύ και πάνω φτάνει σε κορεσμό και ως εκ τούτου δεν θα μπορέσει να υπάρξει περαιτέρω βελτίωση στην έξοδο παρά μόνο ενίσχυση του θορύβου. Γι' αυτό το λόγο καλούμαστε να βρούμε τεχνικές ώστε όχι μόνο να αποφύγουμε τον κορεσμό αλλά και ελαχιστοποιήσουμε όσο το δυνατόν περισσότερο τα φαινόμενα θορύβου. Αναπτύσσοντας λίγο παραπάνω την τελευταία σκέψη, παρατηρούμε πως αν κινήσουμε το σημείο πόλωσης από το μέσο της γραμμικής περιοχής (quadrature point) προς το $V_{\pi,bias}$ τότε η μέση τιμή του φωτορεύματος θα μειωθεί. Μια τέτοια κίνηση όμως δεν μπορεί να γίνει δίχως κάποιο αντίτιμο, το οποίο έχει να κάνει με το γεγονός ότι βγαίνουμε έξω από τη γραμμική περιοχή και θα προκύψουν μη γραμμικοί όροι. Συνεπώς αυτό το οποίο επιδιώκουμε όταν εφαρμόσουμε τη συγκεκριμένη τεχνική είναι να πετύχουμε τη χρυσή τομή ώστε η μείωση του θορύβου σε συνδυασμό με την εμφάνιση των μη γραμμικών όρων να καταλήγουν σε ένα σήμα εξόδου το οποίο να εμφανίζει την καλύτερη δυνατή επίδοση. Όλα όσα αναφέραμε παρουσιάζονται στο επόμενο διάγραμμα.

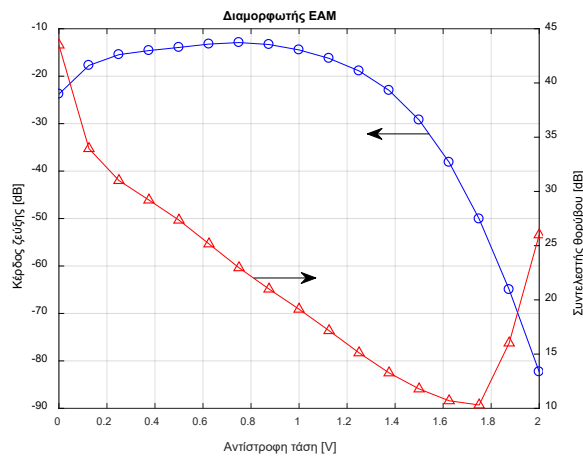


Γράφημα 1.9

Γράφημα 1.9: Το κέρδος της ζεύξης και η μέση τιμή του φωτορεύματος συνάρτηση της γωνίας πόλωσης για οπτική ισχύ του λέιζερ 1 W (συνεχής γραμμή) και 100 mW (διακεκομμένη γραμμή).

1.2.5.2 Φαινόμενα θορύβου για διαμορφωτές ηλεκτρο – απορρόφησης (EAM)

Από την άλλη μεριά βρίσκονται οι διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM), για τους οποίους ισχύει επίσης η Σχέση (1.48). Η δυσκολία με τους συγκεκριμένους διαμορφωτές έγκειται στο γεγονός πως δεν υπάρχει κάποια εξίσωση που να περιγράφει τη συνάρτηση μεταφοράς τους, όπως στην περίπτωση των MZMs. Παρόλα αυτά μπορούμε να βγάλουμε κάποια πορίσματα από τι μπορεί να εξαρτάται ο θόρυβος στην έξοδο. Πιο συγκεκριμένα η οπτική ισχύς στην έξοδο του διαμορφωτή είναι άρρηκτα συνδεδεμένη με την οπτική ισχύ στην είσοδο, άρα με την αύξηση της οπτικής ισχύος θα παρατηρήσουμε και αύξηση του θορύβου στην έξοδο του διαμορφωτή. Κάτι που θα είχε ενδιαφέρον θα ήταν να είχαμε μια εικόνα για το πως σχετίζεται το κέρδος της ζεύξης και ο συντελεστής θορύβου συναρτήσει του σημείου πόλωσης. Παρακάτω ακολουθεί το αντίστοιχο διάγραμμα.



Γράφημα 1.10

Γράφημα 1.10: Εξάρτηση κέρδους ζεύξης (μπλε καμπύλη) και συντελεστή θορύβου (κόκκινη καμπύλη) συναρτήσει της αντίστροφης τάσης πόλωσης.

Από το προηγούμενο διάγραμμα παρατηρούμε πως γύρω από τη γραμμική περιοχή του διαμορφωτή το κέρδος της ζεύξης είναι σταθερό και αυτό γιατί η κλίση της συνάρτησης μεταφοράς είναι σταθερή. Αυτό που έχει ιδιαίτερο ενδιαφέρον είναι πως στο μέσο της γραμμικής περιοχής ο συντελεστής θορύβου δεν λαμβάνει την ελάχιστη τιμή, αντιθέτως όσο κατευθυνόμαστε προς την ουρά της συνάρτησης μεταφοράς ο συντελεστής μειώνεται. Πιο συγκεκριμένα εφόσον το κέρδος είναι σταθερό και βάσει της εξίσωσης (1.47) όσο μειώνεται ο συντελεστής θορύβου σημαίνει πως από τον συνολικό θόρυβο ο θόρυβος σχετικής έντασης και ο θόρυβος βολής εξασθενούν, μιας και ο θερμικός θόρυβος δεν μπορεί να εξαλειφθεί. Τέλος όσο φτάνουμε προς την ουρά της συνάρτησης μεταφοράς το κέρδος μειώνεται σημαντικά και κατά συνέπεια αυξάνεται πολύ γρήγορα ο συντελεστής θορύβου, διότι είναι αντιστρόφως ανάλογος του κέρδους.

1.3 Μη γραμμικές παραμορφώσεις

Εισαγωγή

Στην προηγούμενη παράγραφο έχει γίνει εκτενής ανάλυση για το φαινόμενο του θορύβου, το οποίο εισήγαγε παραμορφώσεις στο σήμα. Σε αυτό το κεφάλαιο θα εξετάσουμε τις μη γραμμικές παραμορφώσεις, οι οποίες εν αντιθέσει του θορύβου χαρακτηρίζονται ως ντετερμινιστικά σήματα. Τέλος μια ακόμα διαφορά μεταξύ θορύβου και μη γραμμικών φαινομένων είναι ότι ο θόρυβος είναι πάντα παρόν, ανεξαρτήτως αν λαμβάνουμε σήμα στην έξοδο ή όχι.

Στο παρόν κεφάλαιο θα γίνει ανάλυση των παραμορφώσεων που οφείλονται από μη γραμμικά φαινόμενα τόσο για διαμορφωτές Mach – Zehnder όσο και για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης. Πιο συγκεκριμένα κατά τη μετατροπή του σήματος πληροφορίας από ηλεκτρικό σε οπτικό (και το ανάποδο) θα εμφανιστούν μη γραμμικές παραμορφώσεις στο σήμα που θα λάβουμε στην έξοδο. Στη συνέχεια, ακόμα και η φωτοδίοδος εισάγει μη γραμμικές παραμορφώσεις, οι οποίες είναι πολύ μικρότερες από αυτές που οφείλονται από τη μετατροπή του σήματος από ηλεκτρικό σε οπτικό. Το ερώτημα που πρέπει να απαντήσουμε είναι να γνωρίζουμε σε τι βαθμό επηρεάζουν το λαμβανόμενο σήμα.

Ένας τρόπος για να λάβουμε μια εικόνα για το μέγεθος και την επίδραση αυτού του φαινομένου είναι εξετάσουμε τη συμπεριφορά της συνάρτησης μεταφοράς όταν εφαρμόζουμε σήμα με μια συχνότητα (single – tone test) και όταν εφαρμόζουμε σήμα με δύο συχνότητες (two – tone test). Ο συνηθέστερος τρόπος είναι για ηλεκτρικά σήματα που αποτελούνται από δύο συχνότητες, ο οποίος αποτελεί τον πιο κοινό τρόπο για να ελέγξουμε τα μη γραμμικά φαινόμενα σε κάθε είδους μικροκυματική ζεύξη.

1.3.1 Μοντέλο παραμόρφωσης

Στη μέχρι τώρα ανάλυση έχουμε εξετάσει τη γραμμική συμπεριφορά της ζεύξης, η οποία ήταν ιδιαίτερα επιθυμητή και αναγκαία για τον υπολογισμό του κέρδους, του εύρους ζώνης και του συντελεστή θορύβου. Αυτό που όμως έχει εξίσου μεγάλη σημασία είναι να έχουμε γνώση για τα μη γραμμικά φαινόμενα που επηρεάζουν άμεσα και έμμεσα την ποιότητα της ζεύξης. Ας ξεκινήσουμε την ανάλυση θεωρώντας ότι ένα οπτικό σήμα πολλαπλασιάζεται με μια συνάρτηση μεταφοράς και προκύπτει το σήμα που λαμβάνουμε στην έξοδο. Η έκφραση που περιγράφει όσα αναφέραμε είναι η εξής:

$$Y_{out}(s) = H(s)Y_{in}(s), \quad (1.52)$$

όπου $Y_{in}(s)$ και $Y_{out}(s)$ είναι ο μετασχηματισμός Laplace των σημάτων στην είσοδο και στην έξοδο και $H(s)$ ο μετασχηματισμός Laplace της συνάρτησης μεταφοράς. Όπως εύκολα παρατηρούμε η συνάρτηση μεταφοράς είναι ανεξάρτητη από τα σήματα εισόδου και εξόδου αντίστοιχα. Συνεπώς αν το σήμα που θα λάβουμε στην έξοδο είναι παραμορφωμένο, αυτό θα οφείλεται στο γεγονός πως το σήμα στην είσοδο έχει πολλαπλασιαστεί με κομμάτι της συνάρτησης μεταφοράς που βρίσκεται εκτός της γραμμικής περιοχής.

Εφόσον έχουμε να κάνουμε με μη γραμμικά φαινόμενα, η χρονική συνάρτηση του σήματος εξόδου θα διαφέρει κατά πολύ από τη χρονική συνάρτησης του σήματος εισόδου. Σε αυτό σημείο είναι πολύ σημαντικό να αναφέρουμε πως η συνάρτηση μεταφοράς δεν δημιουργεί εξόδους σε νέες συχνότητες. Συνεπώς καλούμαστε για ακόμα μια φορά να μελετήσουμε τη συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή.

Για την ανάλυση που κάνουμε θεωρούμε πως έχουμε να κάνουμε με μικρά σήματα, γι' αυτό το λόγο ο πιο κοινός τρόπος προσέγγισης των μη γραμμικών περιοχών της συνάρτησης μεταφοράς είναι μέσω του αναπτύγματος Taylor. Πιο συγκεκριμένα το ανάπτυγμα Taylor μια συνάρτησης γύρω από ένα σημείο δίνεται από τον τύπο:

$$\begin{aligned} h(x) &= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(x-x_0)^k}{k!} \left(\frac{d^k h}{dx^k} \right)_{x=x_0} \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} a_k (x-x_0)^k \end{aligned} \quad (1.53)$$

όπου a_k είναι το εξής ανάπτυγμα:

$$a_k = \frac{1}{k!} \left(\frac{d^k h}{dx^k} \right)_{x=x_0}. \quad (1.54)$$

Σε αυτό το σημείο πρέπει να αναφερθούμε σε δύο παράγοντες. Αρχικά πρέπει να ορίσουμε το σημείο x_0 , γύρω από το οποίο θα αναπτύξουμε τη σειρά Taylor αλλά και την παράγωγο σημείου της συνάρτησης μεταφοράς. Σε πρώτη φάση το σημείο x_0 που επιλέγεται να γίνει το ανάπτυγμα είναι το σημείο πόλωσης του σήματος. Σε δεύτερη φάση πρέπει να ορίσουμε την παράγωγο σημείου της συνάρτησης μεταφοράς. Συνεπώς αν υπάρχει το παρακάτω θεωρούμε πως υπάρχει η πρώτη παράγωγος της συνάρτησης μεταφοράς στο σημείο x_0 :

$$h'(x_0) = \lim_{a \rightarrow 0} \frac{h(x_0 + a) - h(x_0)}{a}. \quad (1.55)$$

Σε περίπτωση που θέλουμε να βρούμε παραγώγους μεγαλύτερης τάξης εκτελούμε ακριβώς την ίδια μεθοδολογία όπως για την παράγωγο πρώτης τάξης. Τέλος αξίζει να αναφέρουμε πως το ανάπτυγμα Taylor 3^{ου} βαθμού της συνάρτησης μεταφοράς είναι αρκετό ώστε να έχουμε πλήρη εικόνα για τη συμπεριφορά της συνάρτησης.

1.3.1.1 Εφαρμογή σήματος μιας συχνότητας (Single Tone Test)

Έστω πως το ηλεκτρικό σήμα έχει την εξής μορφή

$$x(t) = x_0 + A \cos(\omega t), \quad (1.56)$$

όπου x_0 η τάση πόλωσης και A το πλάτος του σήματος και $\omega = 2\pi f$ η κυκλική συχνότητα. Εφαρμόζοντας το ηλεκτρικό σήμα στη συνάρτηση μεταφοράς και αναπτύσσοντας το ανάπτυγμα Taylor 3^{ου} βαθμού καταλήγουμε στην εξής σχέση

$$\begin{aligned} h(x(t)) &= 1 + (x-x_0) \left(\frac{dh}{dx} \right)_{x=x_0} + \frac{(x-x_0)^2}{2} \left(\frac{d^2 h}{dx^2} \right)_{x=x_0} + \frac{(x-x_0)^3}{6} \left(\frac{d^3 h}{dx^3} \right)_{x=x_0} \\ &= 1 - (x-x_0) A \omega \sin(\omega x_0) - \frac{(x-x_0)^2}{2} A \omega^2 \cos(\omega x_0) + \frac{(x-x_0)^3}{6} A \omega^3 \sin(\omega x_0) \\ &= 1 - \cos(\omega t) A^2 \omega \sin(\omega x_0) - \frac{\cos(\omega t)^2}{2} A^3 \omega^2 \cos(\omega x_0) + \frac{\cos(\omega t)^3}{6} A^4 \omega^3 \sin(\omega x_0). \end{aligned} \quad (1.57)$$

Κάνοντας χρήση της εξίσωσης και των τριγωνομετρικών τύπων $\cos^2 a = 1/2 (1 + \cos 2a)$ και $\cos^3 a = 3/4 \cos a + 1/4 \cos 3a$, η εξίσωση τροποποιείται και καταλήγει ως εξής

$$\begin{aligned}
h(x(t)) &= 1 + A\cos(\omega t)a_1 + (A\cos(\omega t))^2a_2 + (A\cos(\omega t))^3a_3 \\
&= 1 + \frac{a_2A^2}{2} + \left[a_1A + \frac{3a_3A^3}{4} \right] \cos(\omega t) + \frac{a_2A^2}{2} \cos(2\omega t) + \frac{a_3A^3}{4} \cos(3\omega t)
\end{aligned} \tag{1.58}$$

Όπως εύκολα παρατηρούμε από την εξίσωση η συνάρτηση μεταφοράς αποτελείται από έναν DC όρο και εκτός της συχνότητας του σήματος δημιουργούνται νέες συχνότητες σε ακεραία πολλαπλάσια της θεμελιώδους συχνότητας, γνωστά και ως αρμονικές παραμορφώσεις. Τα στοιχεία που έχουν διπλάσια και τριπλάσια συχνότητα από τη θεμελιώδη, ονομάζονται δεύτερης και τρίτης τάξης αρμονικές παραμορφώσεις. Στη συνέχεια ακολουθεί ένας πίνακας, ο οποίος συνοψίζει όσα έχουμε αναφέρει μέχρι τώρα.

Στοιχείο	Συχνότητα	Πλάτος
Όρος DC	0	$1 + \frac{a_2A^2}{2}$
Θεμελιώδης αρμονική	ω	$a_1A + \frac{3a_3A^3}{4}$
Αρμονική παραμόρφωση δεύτερης τάξης	2ω	$\frac{a_2A^2}{2}$
Αρμονική παραμόρφωση τρίτης τάξης	3ω	$\frac{a_3A^3}{4}$

Πίνακας 1.1

Πίνακας 1.1: Πλάτος των όρων που εμφανίζονται στο πεδίο των συχνοτήτων για Single Tone Test.

1.3.1.2 Εφαρμογή σήματος δύο συχνοτήτων (Two Tone Test)

Παρόλου που όταν εφαρμόζουμε σήματα με μια συχνότητα παίρνουμε αρκετά καλά αποτελέσματα για τα μη γραμμικά φαινόμενα, επιλέγεται τις περισσότερες φορές να γίνει χρήση σημάτων με δύο συχνότητες. Ένα τέτοιο σήμα δεν διαφέρει πολύ από αυτό της εξίσωσης και γράφεται ως εξής:

$$x(t) = x_0 + A[\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] \tag{1.59}$$

όπου x_0 η τάση πόλωσης και A το πλάτος του σήματος και ω_1, ω_2 οι κυκλικές συχνότητες του σήματος. Εφαρμόζοντας όσο αναφέραμε προηγουμένως αλλά και της τριγωνομετρικής εξίσωσης $\cos\alpha\cos\beta = 1/2 [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$ καταλήγουμε στην παρακάτω εξίσωση

$$\begin{aligned}
h(x(t)) &= 1 + a_2A^2 + \left(a_1A + \frac{9a_3A^3}{4} \right) (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)) \\
&\quad + \frac{a_2A^2}{2} (\cos(2\omega_1 t) + \cos(2\omega_2 t)) \\
&\quad + \frac{a_3A^3}{4} (\cos(3\omega_1 t) + \cos(3\omega_2 t)) \\
&\quad + a_2A^2 \{ \cos((\omega_1 - \omega_2)t) + \cos((\omega_1 + \omega_2)t) \} \\
&\quad + \frac{3a_3A^3}{4} \{ \cos((2\omega_1 - \omega_2)t) + \cos((2\omega_2 - \omega_1)t) + \cos((2\omega_1 + \omega_2)t) \\
&\quad \quad + \cos((2\omega_2 + \omega_1)t) \}.
\end{aligned} \tag{1.60}$$

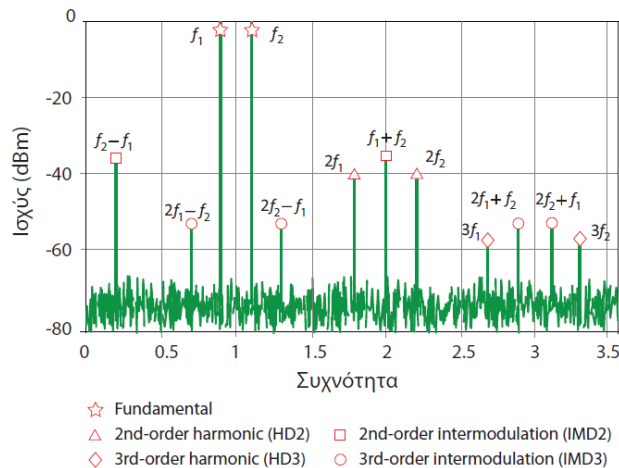
Όπως παρατηρούμε από την εξίσωση (1.60) εκτός από τους όρους που οφείλονται από τις αρμονικές παραμορφώσεις, έχουν προκύψει νέοι όροι ο οποίοι έχουν να κάνουν με τη συμβολή των δύο συχνοτήτων. Οι όροι αυτοί καλούνται παραμορφώσεις λόγω ενδοδιαμόρφωσης και χαρακτηρίζονται σε τάξεις όπως ακριβώς και οι αρμονικές παραμορφώσεις. Πιο συγκεκριμένα τα νέα στοιχεία με κυκλικές συχνότητες $\omega_1 \pm \omega_2$ καλούνται 2^{ου} βαθμού παραμορφώσεις λόγω ενδοδιαμόρφωσης, ενώ για τα στοιχεία με κυκλικές συχνότητες $2\omega_1 \pm \omega_2$ και $\omega_1 \pm 2\omega_2$ ονομάζονται 3^{ου} βαθμού παραμορφώσεις λόγω ενδοδιαμόρφωσης. Στη συνέχεια ακολουθεί ένας πίνακας, ο οποίος συνοψίζει όσα έχουμε αναφέρει μέχρι τώρα.

Στοιχείο	Συχνότητα	Πλάτος
Όρος DC	0	$1 + a_2 A^2$
Θεμελιώδης αρμονική	ω_1, ω_2	$a_1 A + \frac{9a_3 A^3}{4}$
Αρμονική παραμόρφωση δεύτερης τάξης	$2\omega_1, 2\omega_2$	$\frac{a_2 A^2}{2}$
Αρμονική παραμόρφωση τρίτης τάξης	$3\omega_1, 3\omega_2$	$\frac{a_3 A^3}{4}$
Παραμόρφωση λόγω ενδοδιαμόρφωσης δεύτερης τάξης	$\omega_1 \pm \omega_2$	$a_2 A^2$
Παραμόρφωση λόγω ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης	$2\omega_1 \pm \omega_2$ $\omega_1 \pm 2\omega_2$	$\frac{3a_3 A^3}{4}$

Πίνακας 1.2

Πίνακας 1.2: Πλάτος των όρων που εμφανίζονται στο πεδίο των συχνοτήτων για Two Tone Test.

Στη συνέχεια έχει ιδιαίτερο ενδιαφέρον να μελετήσουμε τη συμπεριφορά της συνάρτησης μεταφοράς στο πεδίο των συχνοτήτων. Παρακάτω ακολουθεί το σχήμα που δείχνει το μετασχηματισμό Fourier της συνάρτησης μεταφοράς.



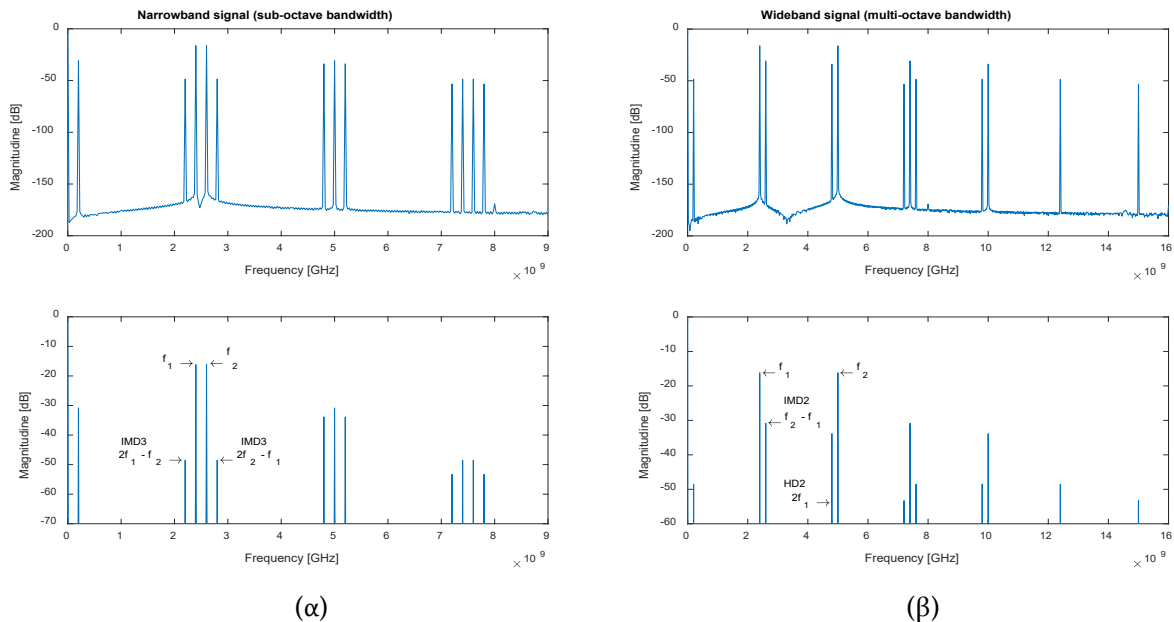
Σχήμα 1.8

Σχήμα 1.8: Φασματική απεικόνιση Two Tone Test.

1.3.2 Σύγκριση ευρυζωνικών και στενής ζώνης σημάτων

Στη μέχρι τώρα ανάλυση έχουμε ασχοληθεί με σήματα που έχουν στενό εύρος ζώνης, τα οποία τα εκφράζονταν με τη μορφή ημιτόνου ή συνημίτονου. Αξίζει να αναφέρουμε ότι όσο μεγαλώνει το εύρος ζώνης πολλά πράγματα στη μέχρι τώρα ανάλυση αλλάζουν. Όσο λοιπόν οι δύο συχνότητες αρχίζουν να απομακρύνονται η μία από την άλλη, τότε θα αρχίσουν να απομακρύνονται και οι παραμορφώσεις. Πιο συγκεκριμένα, υπάρχει το ενδεχόμενο να συμβεί επικάλυψη των συχνοτήτων που εισάγουν παραμορφώσεις λόγω ενδοδιαμόρφωσης τρίτου βαθμού με τις θεμελιώδης. Αν συνεχίσουμε να απομακρύνουμε τις δύο θεμελιώδης συχνότητες τότε τόσο οι συχνότητες που οφείλονται σε παραμορφώσεις λόγω των αρμονικών δευτέρου βαθμού και των παραμορφώσεων λόγω ενδοδιαμόρφωσης δευτέρου βαθμού θα παρουσιάσουν επικάλυψη με τις θεμελιώδης. Ο λόγος που τέτοιες καταστάσεις δεν είναι επιθυμητές είναι γιατί δεν μπορούμε με κανένα τρόπο να αναιρέσουμε την παραμόρφωση που προκαλείται, διότι δεν μπορούμε να εφαρμόσουμε σωστό φίλτρο. Συνεπώς οι παραμορφώσεις λόγω ενδοδιαμόρφωσης δευτέρου βαθμού θα αρχίσουν να παρεμβάλλονται με τις θεμελιώδης.

Στο σημείο αυτό καλούμαστε να κάνουμε ένα διαχωρισμό για τις περιπτώσεις που έχουμε στενό και ευρύ εύρος ζώνης. Αν βρισκόμαστε στην πρώτη περίπτωση, δηλαδή αν έχουμε στενό εύρος ζώνης (δηλ. $f_{high} < 2f_{low}$), τότε κυριαρχούν οι παραμορφώσεις τρίτου βαθμού λόγω ενδοδιαμόρφωσης. Αντιθέτως αν βρισκόμαστε στην περίπτωση, που το έχουμε να κάνουμε ευρύ εύρος ζώνης (δηλ. $f_{high} \geq 2f_{low}$), θα κυριαρχούν οι παραμορφώσεις δευτέρου βαθμού λόγω ενδοδιαμόρφωσης. Παρακάτω ακολουθούν τα σχετικά αποτελέσματα.



Γράφημα 1.11

Γράφημα 1.11: (α) Έχουμε θεωρήσει σήμα με κοντινές συχνότητες με χαμηλή συχνότητα στα $f_1 = 2.4 \text{ GHz}$ και υψηλή συχνότητα $f_2 = 2.6 \text{ GHz}$ και (β) έχουμε θεωρήσει σήματα με χαμηλή συχνότητα στα $f_1 = 2.4 \text{ GHz}$ και υψηλή συχνότητα $f_2 = 5 \text{ GHz}$.

Όπως παρατηρούμε από τις παραπάνω γραφικές, στην περίπτωση που έχουμε να κάνουμε με σήματα με στενό εύρος ζώνης η θεμελιώδης συχνότητες περιλαμβάνονται από τις συχνότητες που έχουν να κάνουν με παραμορφώσεις λόγω ενδοδιαμόρφωσης τρίτου βαθμού. Συνεπώς οι παραμορφώσεις λόγω ενδοδιαμόρφωσης τρίτου βαθμού τείνουν να "πέσουν" πάνω στις θεμελιώδεις συχνότητες. Αντιθέτως, όταν έχουμε να κάνουμε με ευρυζωνικά σήματα παρατηρούμε ότι οι θεμελιώδης περιλαμβάνονται από τις συχνότητες που έχουν να κάνουν με παραμόρφωση λόγω ενδοδιαμόρφωσης δευτέρου βαθμού αλλά και λόγω αρμονικών παραμορφώσεων δευτέρου βαθμού. Πιο συγκεκριμένα, η παραμόρφωση λόγω ενδοδιαμόρφωσης δευτέρου βαθμού τείνει να 'πέσει' πάνω στη χαμηλή συχνότητα f_1 , ενώ η αρμονική παραμόρφωση δευτέρου βαθμού τείνει να 'πέσει' πάνω στην υψηλή συχνότητα f_2 .

1.4 Spurious-free dynamic range (SFDR)

Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο θα γίνει εκτενής ανάλυση για του φαινομένου SFDR καθώς ανάδειξη της σημασίας του στις μικροκυματικές ζεύξεις. Αρχικά πρέπει να δώσουμε έναν σαφή ορισμό για το τι σημαίνει ο όρος δυναμική περιοχή (dynamic range). Ως δυναμική περιοχή θεωρούμε τον λόγο του ισχυρού σήματος (π.χ. θεμελιώδης συχνότητα) στην έξοδο ενός γραμμικού συστήματος προς ένα ασθενέστερο σήμα στην έξοδο. Πιο συγκεκριμένα το ασθενέστερο σήμα μπορεί να είναι πολλές φορές ανεπιθύμητο διότι μπορεί να επηρεάζει τις συχνότητες που περιέχεται η πληροφορία. Ως SFDR ορίζουμε την περιοχή που οι ανεπιθύμητες συνιστώσες είναι μικρότερες.

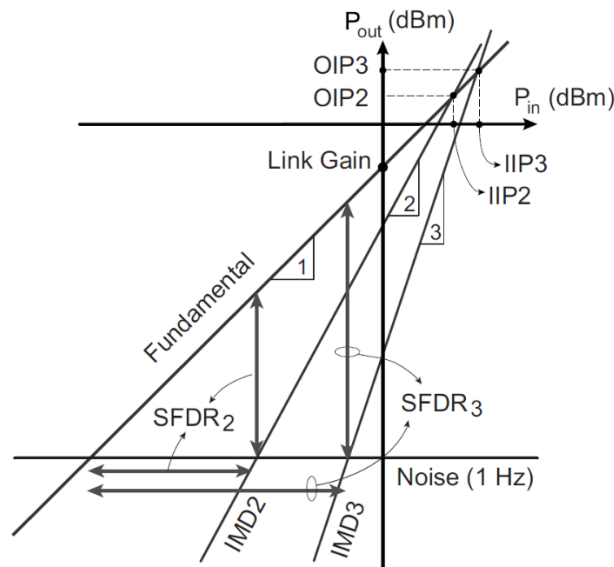
1.4.1 Θεωρία SFDR

Για να είμαστε σε θέση να απεικονίσουμε το SFDR είναι απαραίτητο να έχει προηγηθεί η ανάλυση που έχει γίνει στο κεφάλαιο μέχρι τώρα. Αρχικά είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε το επίπεδο του θορύβου καθώς και τις μη γραμμικές παραμορφώσεις. Στη συνέχεια αξίζει να αναφέρουμε πως όπως ακριβώς υπάρχουν τάξεις στις παραμορφώσεις, με ανάλογο τρόπο θεωρούμε πως υπάρχουν SFDR διαφόρων τάξεων. Πιο συγκεκριμένα η διαφορά, σε λογαριθμική κλίμακα, μεταξύ της θεμελιώδους συχνότητας και των παραμορφώσεων λόγω ενδοδιαμόρφωσης δεύτερης τάξης, αποτελούν το SFDR δευτέρου βαθμού. Κλείνοντας με ανάλογο τρόπο ορίζεται και το SFDR τρίτου βαθμού.

Ένα εξίσου σημαντικό χαρακτηριστικό είναι ότι στην απεικόνιση του SFDR η κλίση της θεμελιώδους είναι ίση με τη μονάδα. Επίσης, η κλίση των παραμορφώσεων λόγω ενδοδιαμόρφωσης είναι ίση με τον βαθμό τους. Με πιο απλά λόγια η ευθεία που περιγράφει τις παραμορφώσεις λόγω ενδοδιαμόρφωσης δευτέρου βαθμού είναι 2 ενώ για τρίτου βαθμού είναι ίση με 3. Τέλος ιδιαίτερο ενδιαφέρον έχει τα σημεία τομής μεταξύ της θεμελιώδους και των παραμορφώσεων λόγω ενδοδιαμόρφωσης. Πιο συγκεκριμένα τα σημεία τομής ορίζονται ως το ζεύγος του σημείου τομής στην είσοδο (input intercept point – IIP) και του σημείου τομής στην έξοδο (output intercept point – OIP). Κλείνοντας τα σημεία τομής n -ιοστής τάξης ορίζονται ως εξής

$$OIP_n(\text{dBm}) = IIP_n(\text{dBm}) + G(\text{dB}) \quad (1.61)$$

όπου $G(\text{dB})$ το κέρδος της ζεύξης.



Σχήμα 1.9

Σχήμα 1.9: Σχηματική απεικόνιση SFDR συναρτήσει της οπτικής ισχύς εισόδου του διαμορφωτή.

Ένας άλλος τρόπος για τον υπολογισμό του SFDR ν -ιστού βαθμού γίνεται με βάση την παρακάτω εξίσωση

$$\begin{aligned} SFDR_{\nu} &= OIP_{\nu} - P_N - \frac{1}{\nu} (OIP_{\nu} - P_N) \\ &= \frac{\nu - 1}{\nu} (OIP_{\nu} - P_N) \end{aligned} \quad (1.62)$$

όπου P_N το επίπεδο θορύβου, το οποίο δίνεται από τον τύπο

$$P_N = G + NF + P_{th} \quad (1.63)$$

όπου G το κέρδος της ζεύξης, NF ο συντελεστής θορύβου και τέλος P_{th} το επίπεδο θερμικού θορύβου. Σε περίπτωση που έχουμε εύρος ζώνης 1 Hz το επίπεδο θερμικού θορύβου είναι -174 dB. Κλείνοντας να επισημάνουμε πως ζητάμε το SFDR να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερο γίνεται, ούτως ώστε να έχουμε μεγαλύτερη γραμμική περιοχή.

Τέλος ιδιαίτερος κρίσιμο θα ήταν να αναλύσουμε το Σχήμα 1.9. Ο οριζόντιος άξονας αναπαριστά την ισχύ που παρατηρούμε στην είσοδο της ζεύξης (δηλ. την μετρούμενη ισχύ στην αντίσταση εισόδου). Στη συνέχεια, ο κατακόρυφος άξονας αναπαριστά την ισχύ που παρατηρούμε στην έξοδο της ζεύξης (δηλ. την μετρούμενη ισχύ στην αντίσταση εξόδου). Όπως εύκολα παρατηρούμε, η θεμελιώδης ευθεία (κλίση 1) τέμνεται με τις ευθείες που οφείλονται από παραμορφώσεις λόγω ενδοδιαμορφώσεων δευτέρου και τρίτου βαθμού (κλίση 2 και 3 αντίστοιχα). Αυτό σημαίνει ότι μέχρι πριν τα σημεία τομής βρισκόμαστε εντός της γραμμικής περιοχής. Πιο συγκεκριμένα μέχρι το σημείο $(x_2, y_2) = (IIP_2, OIP_2)$ για οποιαδήποτε ισχύ εισόδου θα λάβουμε την ανάλογη ισχύ στην ανάλογη ισχύ στην έξοδο. Με ακριβώς την ίδια φιλοσοφία σκεφτόμαστε και για το σημείο $(x_3, y_3) = (IIP_3, OIP_3)$, μόνο που σε αυτή την περίπτωση όσο βρισκόμαστε στο διάστημα $[IIP_2 \cap IIP_3]$ στον οριζόντιο άξονα και στο διάστημα $[OIP_2 \cap OIP_3]$ στον κατακόρυφο άξονα κυριαρχούν παραμορφώσεις λόγω ενδοδιαμόρφωσης τρίτου βαθμού. Κλείνοντας αν βρεθούμε πέρα από το σημείο $(x_3, y_3) = (IIP_3, OIP_3)$ θα έχουμε φαινόμενα παραμορφώσεων λόγω ενδοδιαμόρφωσης τρίτου βαθμού.

1.4.2 Σημεία αναφοράς (Intercept Points) για διαμορφωτές Mach – Zehnder (MZM)

Το επόμενο κρίσιμο στάδιο της ανάλυσης είναι να αποκτήσουμε αίσθηση από το τι εξαρτάται η ισχύς των μη γραμμικών παραμορφώσεων. Πιο συγκεκριμένα η ισχύς στη γραμμική περιοχή δίνεται από τον τύπο

$$\begin{aligned} p_{fund,MZM} &= \langle I_{fund,MZM}^2(t) \rangle R_L \\ &= \frac{1}{4} \left(\frac{r_{PD} s_{LD}}{L} \right)^2 \frac{R_L}{R_S} p_{in}, \end{aligned} \quad (1.64)$$

όπου r_{PD} η απόκριση της φωτοδιόδου, s_{LD} η κλίση της συνάρτησης μεταφοράς στο σημείο πόλωσης, R_L η αντίσταση φορτίου, R_S η αντίσταση εισόδου και p_{in} η οπτική ισχύς στην είσοδο του διαμορφωτή. Αντίστοιχα η ισχύς από μη γραμμικές παραμορφώσεις λόγω ενδοδιαμόρφωσης δευτέρου βαθμού δίνεται από τον τύπο

$$\begin{aligned} p_{IMD2,MZM} &= \langle I_{IMD2,MZM}^2(t) \rangle R_L \\ &= \frac{1}{4} \left(\frac{r_{PD} c_2}{L} \right)^2 \frac{R_L}{R_S^2} p_{in}^2, \end{aligned} \quad (1.65)$$

όπου το μόνο που αλλάζει στη νέα εξίσωση είναι ο όρος c_2 , ο οποίος αφορά τον συντελεστή δευτέρου βαθμού του αναπτύγματος Taylor. Τέλος η ισχύς από μη γραμμικές παραμορφώσεις λόγω ενδοδιαμόρφωσης τρίτου βαθμού δίνεται από τον τύπο

$$\begin{aligned}
p_{IMD3,MZM} &= \langle I_{IMD3,MZM}^2(t) \rangle R_L \\
&= \frac{9}{16} \left(\frac{r_{PD} c_3}{L} \right)^2 \frac{R_L}{R_S^3} p_{in}^3,
\end{aligned} \tag{1.66}$$

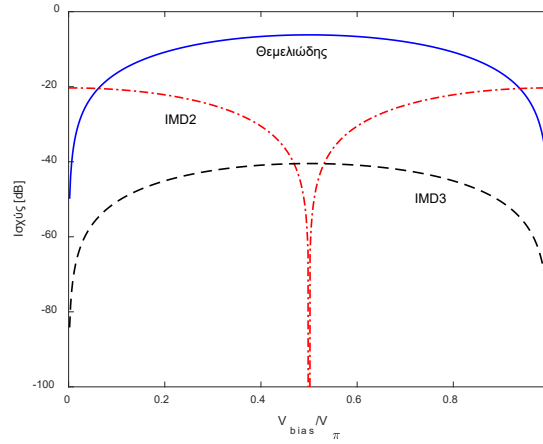
όπου c_3 , ο συντελεστής τρίτου βαθμού του αναπτύγματος Taylor. Θεωρώντας λοιπόν ένα συνημιτονικό σήμα εισόδου δύο συχνοτήτων f_1 & f_2 και πλάτους V_m όπως περιγράψαμε στα προηγούμενα κεφάλαια, οι προηγούμενες σχέσεις μετασχηματίζονται ως εξής

$$p_{fund,MZM} = \frac{1}{32} \left(\frac{\pi V_m}{V_{\pi,RF}} \right)^2 \left(\frac{r_{PD} p_{in}}{L} \sin\varphi_B \right)^2 R_L \tag{1.67}$$

$$p_{IMD2,MZM} = \frac{1}{128} \left(\frac{\pi V_m}{V_{\pi,RF}} \right)^4 \left(\frac{r_{PD} p_{in}}{L} \cos\varphi_B \right)^2 R_L \tag{1.68}$$

$$p_{IMD3,MZM} = \frac{1}{2048} \left(\frac{\pi V_m}{V_{\pi,RF}} \right)^6 \left(\frac{r_{PD} p_{in}}{L} \sin\varphi_B \right)^2 R_L \tag{1.69}$$

Στη συνέχεια ακολουθούν οι γραφικές παραστάσεις, που έγιναν από πρόγραμμα προσομοίωσης και η ανάλυση των δεδομένων.



Γράφημα 1.12

Γράφημα 1.12: Συσχέτιση στοιχείων μη γραμμικής παραμόρφωσης με το σημείο πόλωσης για διαμορφωτές Mach-Zehnder. Για το συγκεκριμένο παράδειγμα θεωρήθηκε $V_{\pi,RF} = 4.8$ V.

Από την παραπάνω γραφική εξάγουμε κάτι πολύ σημαντικό, το οποίο το έχουμε αναδείξει και προηγουμένως. Παρατηρούμε πως στο quadrature point η επίδραση των μη γραμμικών παραμορφώσεων είναι η λιγότερη δυνατή και αυτό επαληθεύει ότι το σημείο αυτό αποτελεί το μέσο της γραμμικής περιοχής. Πιο συγκεκριμένα βλέπουμε πως όσο απομακρυνόμαστε από αυτό πως οποιαδήποτε κατεύθυνση οι παραμορφώσεις λόγω ενδοδιαμόρφωσης δευτέρου βαθμού ενισχύονται. Κλείνοντας παρατηρούμε ότι οι παραμορφώσεις λόγω ενδοδιαμόρφωσης τρίτου βαθμού έχουν τη μικρότερη επίδραση στη ζεύξη.

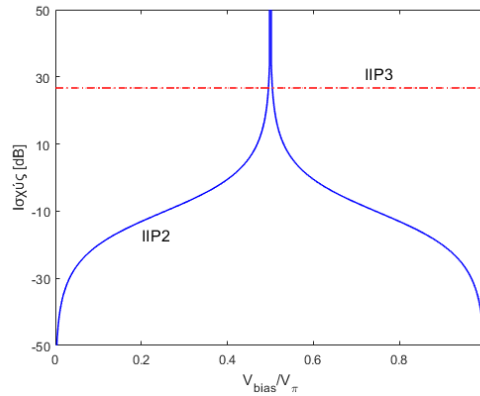
Ως τελευταίο βήμα ας παρατηρήσουμε τα σημεία αναφοράς εισόδου για τις παραμορφώσεις. Για το σημείο αναφοράς εισόδου λόγω παραμορφώσεων ενδοδιαμόρφωσης δευτέρου βαθμού βασιζόμαστε τον εξής τύπο

$$IIP2_{MZM} = \frac{1}{R} \left(\frac{V_{\pi,RF}}{\pi} \tan\varphi_B \right)^2 \tag{1.70}$$

και για το σημείο αναφοράς εισόδου λόγω παραμορφώσεων ενδοδιαμόρφωσης τρίτου βαθμού

$$IIP3_{MZM} = \frac{4 (V_{\pi,RF})^2}{\pi^2 R}, \quad (1.71)$$

όπου $R_L = R_S = R$. Στη συνέχεια ακολουθούν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.



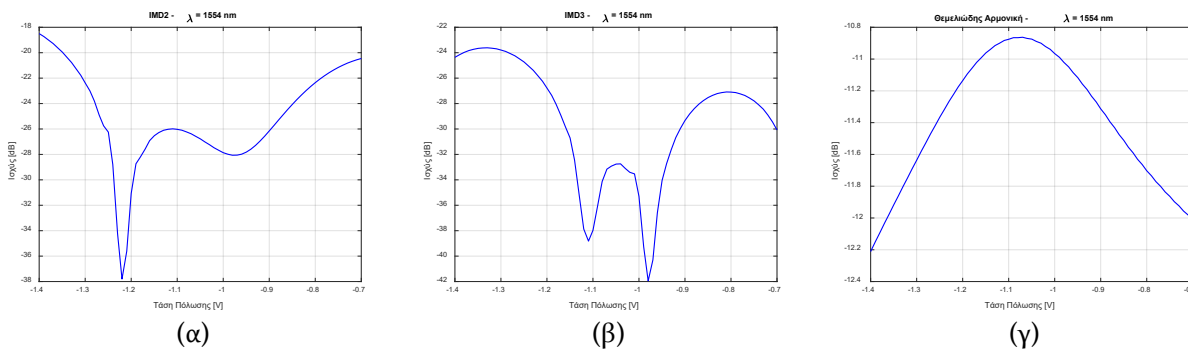
Γράφημα 1.13

Γράφημα 1.13: Συσχέτιση IIP2 και IIP3 με το σημείο πόλωσης για διαμορφωτές Mach – Zehnder. Για το συγκεκριμένο παράδειγμα θεωρήθηκε $V_{\pi,RF} = 4.8 V$.

Από την προηγούμενη γραφική παρατηρούμε δύο σημαντικά πράγματα. Πρώτον ότι το IIP2 μεγιστοποιείται στο μέσον της γραμμικής περιοχής (quadrature point) και δεύτερον ότι το IIP3 είναι ανεξάρτητο του σημείου πόλωσης.

1.4.3 Σημεία αναφοράς (Intercept Points) για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM)

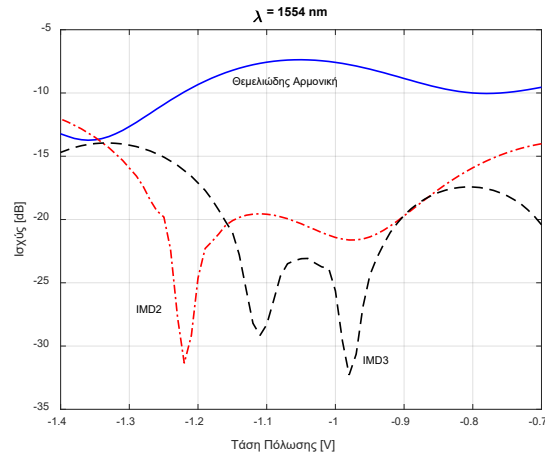
Στη συνέχεια της ανάλυσης μας βρίσκονται οι διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης. Όπως έχουμε δει στη μέχρι τώρα ανάλυση είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε το μήκος κύματος του λέιζερ διότι έχει μεγάλη επίδραση στην μορφή της συνάρτησης μεταφοράς. Συνεπώς εφόσον έχουν σαν βάση τη μοντελοποίηση για τους διαμορφωτές Mach – Zehnder με ανάλογο τρόπο σκέψης εργαζόμαστε και για τους διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης. Σε πρώτη φάση για δεδομένο μήκος κύματος ας πάρουμε μια εικόνα για το πως επηρεάζονται οι μη γραμμικοί όροι από την τάση πόλωσης. Κλείνοντας να αναφέρουμε πως ισχύει η θεώρηση μικρού σήματος και τα αποτελέσματα για μήκος κύματος $\lambda = 1554 nm$ είναι τα ακόλουθα.



Γράφημα 1.14

Γράφημα 1.14: Εξάρτηση διασυμβολικών παρεμβολών 2^{ου} βαθμού (α), διασυμβολικών παρεμβολών 3^{ου} βαθμού (β) και θεμελιώδης αρμονικής (γ) συναρτήσει της τάσης πόλωσης.

Από το προηγούμενο γράφημα λαμβάνουμε πολλές και ενδιαφέρουσες πληροφορίες. Αρχικά παρατηρούμε πως στο μέσο της γραμμικής περιοχής οι αρμονικές που βρίσκονται στις θεμελιώδης συχνότητες γίνονται μέγιστες κάτι που έρχεται να επαληθεύσει τη μέχρι τώρα ανάλυση. Στη συνέχεια παρατηρούμε πως στη γραμμική περιοχή οι όροι IMD2 και IMD3 είναι αρκετά και με μια πιο προσεκτική ματιά είναι αρκετά μικρότεροι σε όλο το εύρος της τάσεως πόλωσης. Η τελευταία παρατήρηση οφείλεται στο γεγονός πως έχουμε εφαρμόσει τη θεωρία μικρού σήματος. Στη συνέχεια ας δούμε τα αποτελέσματα για ένα σήμα που είναι στα όρια της θεωρίας μικρού σήματος.

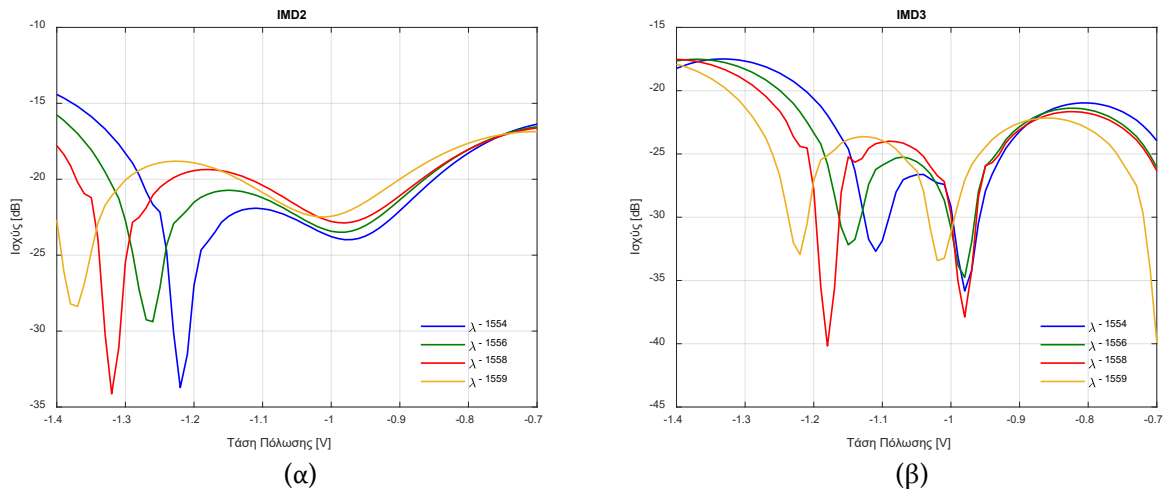


Γράφημα 1.15

Γράφημα 1.15: Σύγκριση μεταξύ διασυμβολικών παρεμβολών και θεμελιώδης αρμονικής συναρτήσεως της τάσεως πόλωσης για μήκος κύματος 1554 nm.

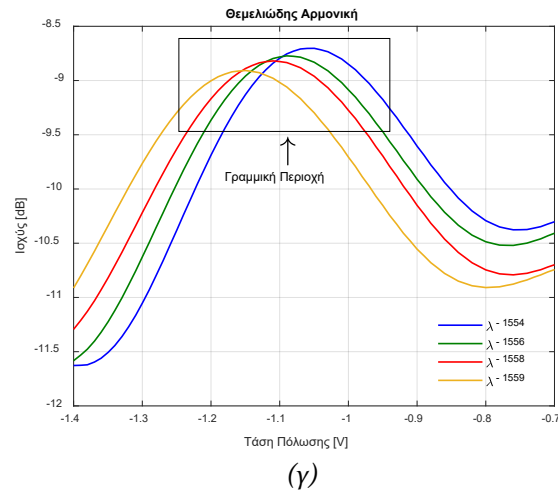
Από το παραπάνω διάγραμμα είναι εμφανής για ακόμα μια φορά η γραμμική περιοχή και πιο συγκεκριμένα βλέπουμε μια μεγάλη διαφορά μεταξύ των μη γραμμικών όρων από τις θεμελιώδεις αρμονικές. Κλείνοντας να αναφέρουμε πως οι μη γραμμικοί όροι έχουν έρθει αρκετά πιο κοντά σε σχέση με το προηγούμενο παράδειγμα.

Τελευταίο βήμα αποτελεί να κάνουμε μια σύγκριση των μη γραμμικών όρων με βάση και του μήκους κύματος. Στη συνέχεια ακολουθούν τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.



(α)

(β)



Γράφημα 1.16

Γράφημα 1.16: Εξάρτηση διασυμβολικών παρεμβολών 2^{ου} βαθμού (α), διασυμβολικών παρεμβολών 3^{ου} βαθμού (β) και θεμελιώδης αρμονικής (γ) από το μήκος κύματος συναρτήσει της τάσης πόλωσης.

Από το Γράφημα 1.16 βγάζουμε ορισμένα συμπεράσματα. Σε πρώτη φάση παρατηρούμε οι γραφικές διαφέρουν αναλόγως με το μήκος κύματος και πιο συγκεκριμένα παρατηρούμε μια μικρή μετατόπιση. Σε δεύτερο χρόνο από τη γραμμική (γ) παρατηρούμε επίσης τη μετατόπιση του μέσου της γραμμικής περιοχής. Κλείνοντας κάτι το οποίο είναι κοινό για τα διάφορα μήκη κύματος είναι το γεγονός πως επαληθεύονται όσα αναφέραμε για τη γραμμική περιοχή και την εμφάνιση των μη γραμμικών όρων.

1.5 Λόγος σβέσης γραμμικής περιοχής

Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο θα δοθεί ιδιαίτερη έμφαση στις ιδιότητες και τα χαρακτηριστικά του λόγου σβέσης (extinction ratio – ER) γύρω από τη γραμμική περιοχή. Ως λόγο σβέσης θεωρούμε τον λόγο ισχύος που αποστέλλεται για bit '1', προς την ισχύ που αποστέλλεται για bit '0'. Ιδανικά θα μπορούσαμε να θεωρήσουμε πως ο λόγος σβέσης είναι άπειρος αλλά στην πράξη περιορίζεται μεταξύ των 10 και 20 dB. Σε αυτό το κεφάλαιο θα εστιάσουμε στα χαρακτηριστικά που επηρεάζουν το λόγο σβέσης καθώς και θα γίνει σύγκριση μεταξύ των διαμορφωτών Mach – Zehnder και των διαμορφωτών ηλεκτρο-απορρόφησης.

1.5.1 Λόγος σβέσης γραμμικής περιοχής για διαμορφωτές Mach - Zehnder

Ένα από τα πιο βασικά ερωτήματα στην ανάλυση της ζεύξης που μελετάμε είναι το εύρος της γραμμικής περιοχής. Πιο συγκεκριμένα ως γραμμική περιοχή θεωρούμε το εύρος που το σήμα στην έξοδο δεν θα εμφανίσει παραμορφώσεις. Το επόμενο ερώτημα που γεννάται είναι να γνωρίζουμε πιο είναι το κάτω και άνω άκρο του εύρους, ούτως ώστε να γνωρίζουμε ποιο θα είναι το μέγιστο πλάτος του σήματος εισόδου για το οποίο το σήμα εξόδου θα είναι αναλλοίωτο από παραμορφώσεις. Πηγαίνοντας την ανάλυση σε ένα επόμενο στάδιο εφόσον θα γνωρίζουμε τα άκρα της γραμμικής περιοχής θα είναι εύκολο να υπολογίσουμε το μέσο της, το οποίο θα αποτελεί το ιδανικό σημείο πόλωσης.

Στην περίπτωση του διαμορφωτή Mach – Zehnder, τα πράγματα είναι αρκετά ξεκάθαρα λόγω της μορφής της συνάρτησης μεταφοράς του. Πιο συγκεκριμένα, όπως έχουμε ήδη δείξει η συνάρτηση μεταφοράς του MZM στο πεδίο της ισχύος δίνεται από τον τύπο:

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{MZM}(t)}{2}\right) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{u(t)}{V_\pi} \pi\right). \quad (1.72)$$

Αρχικά να υπενθυμίσουμε πως ο όρος $u(t)$ αντιστοιχεί στο ηλεκτρικό σήμα και ο όρος V_π στην τάση που προκαλεί διαφορά φάσης π στο ηλεκτρικό σήμα. Όπως εύκολα παρατηρούμε η συνάρτηση μεταφοράς στο πεδίο της ισχύος περιγράφεται από το ένα υπερυψωμένο συνημίτονο κάτι που είναι ιδιαίτερος χρήσιμο. Σε πρώτη φάση δύο μεγάλα πλεονεκτήματα των τριγωνομετρικών συναρτήσεων είναι η περιοδικότητα και η συμμετρία που εμφανίζουν. Τέλος επειδή έχουμε να κάνουμε με γνωστές και καλά μελετημένες συναρτήσεις, η ανάλυση τους είναι ιδιαίτερα βολική.

Ένας τρόπος για να μπορέσουμε να εκτιμήσουμε την γραμμικότητα μιας περιοχής είναι να μελετήσουμε την απόκλιση που εμφανίζει από ένα γραμμικό μοντέλο. Ένα τέτοιο μοντέλο αναπτύχθηκε στο Κεφάλαιο 1.3 και βασίστηκε στο ανάπτυγμα Taylor γύρω από ένα σημείο. Πιο συγκεκριμένα όταν βρισκόμαστε εντός γραμμικής περιοχής το ανάπτυγμα Taylor μεταφράζεται ως η εφαπτόμενη στο σημείο που έγινε το ανάπτυγμα. Στις περιπτώσεις των ημιτονικών ή συνημιτονικών συναρτήσεων, η γραμμική περιοχή βρίσκεται εκατέρωθεν του μέσου τους. Για την περίπτωση του διαμορφωτή MZ, χρειάζεται να υπολογίσουμε το ανάπτυγμα Taylor γύρω από το σημείο $V_\pi/2$. Το ανάπτυγμα θα γίνει ως εξής:

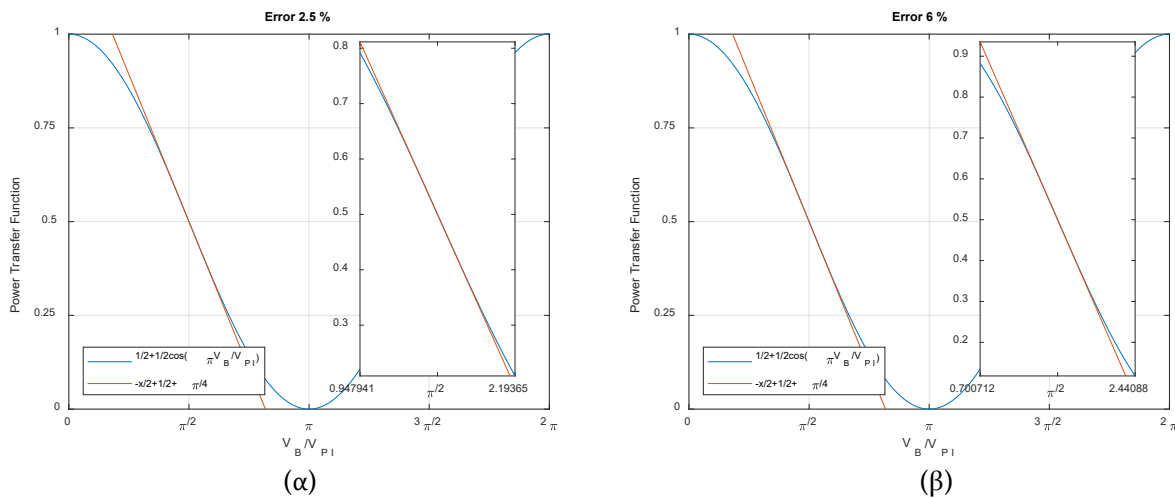
$$h(u(t)) = 0.5 - \frac{\pi}{2V_\pi} \frac{(u(t) - V_\pi/2)}{1!} + \frac{\pi^3}{2V_\pi^3} \frac{(u(t) - V_\pi/2)^3}{3!} - \dots \quad (1.73)$$

Δεδομένου ότι έχουμε να κάνουμε με μικρά σήματα, παρατηρούμε πως όσο μεγαλώνει το ανάπτυγμα, οι μη γραμμικοί όροι τείνουν να γίνουν μηδέν. Αυτό μας οδηγεί στο συμπέρασμα πως γύρω από το μέσο της συνάρτησης μεταφοράς εκτείνεται η γραμμική περιοχή.

Το αμέσως επόμενο βήμα είναι να ορίσουμε ένα μέτρο για να ελέγξουμε τη γραμμικότητα. Πιο συγκεκριμένα θέλουμε να βρούμε την απόκλιση μεταξύ της εφαπτομένης και της συνάρτησης μεταφοράς ισχύος. Συνεπώς την ποσοστιαία απόκλιση την ορίζουμε ως εξής:

$$\left| \frac{\text{Συναρτήση Μεταφοράς} - \text{Εφαπτόμενη}}{\text{Συνάρτηση Μεταφοράς}} \right| * 100\%. \quad (1.74)$$

Μέσω αυτής της διαδικασίας μπορούμε να ελέγξουμε το σφάλμα αποκλίσεως και να υπολογίσουμε το εύρος της γραμμικής περιοχής. Στη συνέχεια ακολουθούν οι γραφικές που έχει υπολογιστεί το εύρος τη γραμμικής περιοχής με βάση το σφάλμα αποκλίσεως.



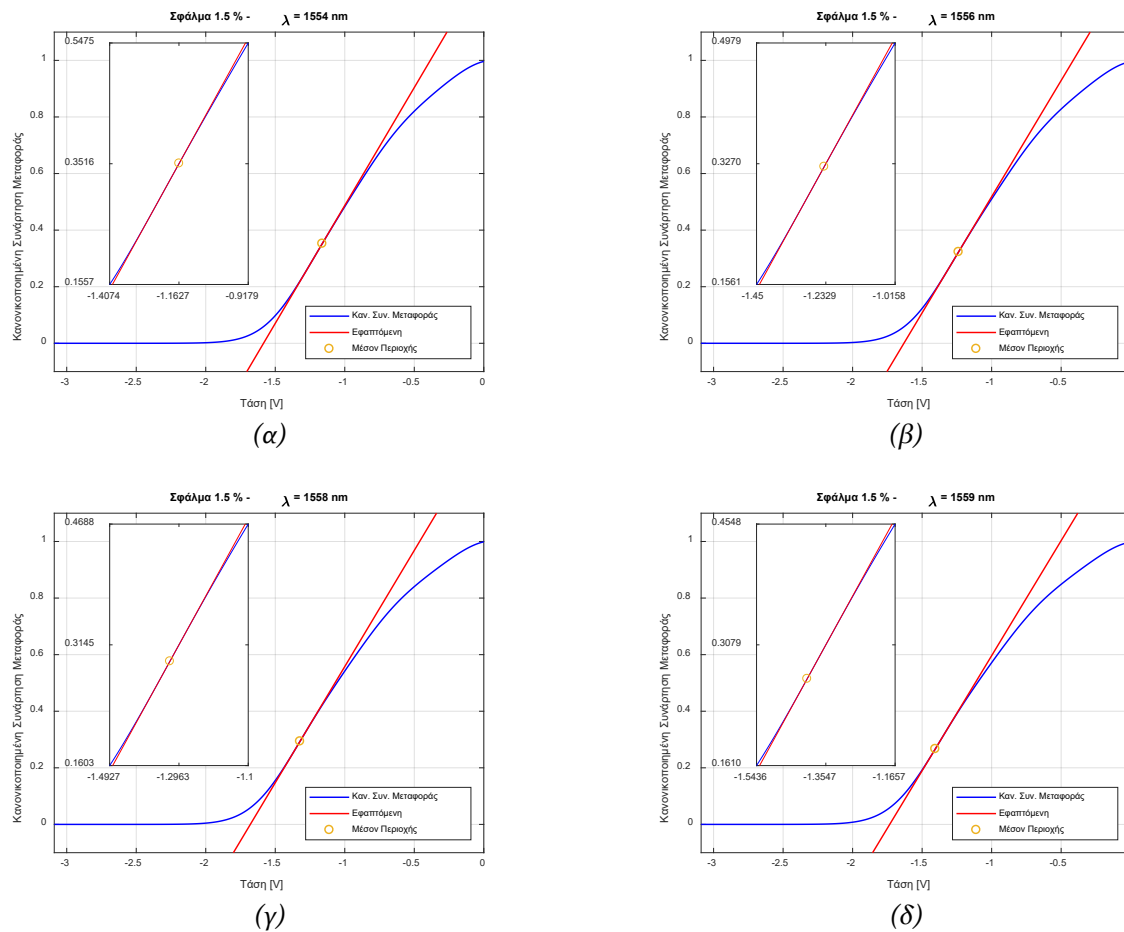
Γράφημα 1.17

Γραφική 1.17: (α) σφάλμα της τάξης του 2.5%, το οποίο εκφράζεται σε εύρος 1.24 Volts και (β) σφάλμα της τάξης του 6%, το οποίο εκφράζεται σε εύρος 1.74 Volts.

Από το Γράφημα 1.17 παρατηρούμε πως όσο μεγαλώνουμε το περιθώριο σφάλματος, αυξάνεται και το εύρος της τάσης του σήματος. Μια τέτοια απόφαση όμως δεν προκύπτει ποτέ χωρίς κάποιο κόστος, το οποίο έχει να κάνει με το γεγονός πως όσο αυξάνουμε το εύρος της τάσης των σημάτων κινδυνεύουμε να βγούμε εκτός γραμμικής περιοχής, με ό,τι αυτό μπορεί να συνεπάγεται για το σήμα στην έξοδο όπως έχουμε αναλύσει στα προηγούμενα κεφάλαια.

1.5.2 Λόγος σβέσης γραμμικής περιοχής για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM)

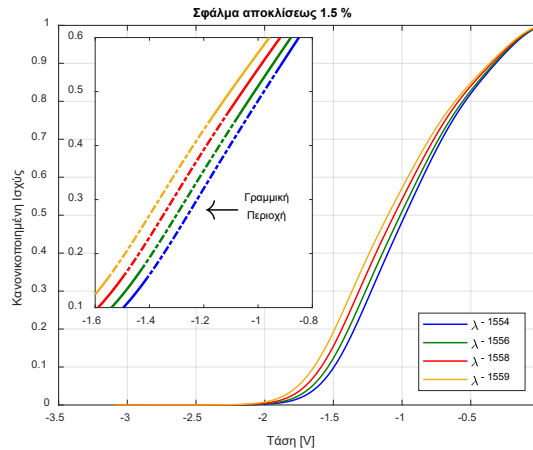
Η διαδικασία που ακολουθούμε και γι' αυτό το είδος διαμορφωτών βασίζεται στη διαδικασία που περιγράψαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο για τους διαμορφωτές Mach – Zehnder. Η ιδιαιτερότητα των EAMs βρίσκεται στη μορφή της συνάρτησης μεταφοράς, η οποία δεν είναι συμμετρική καθώς επίσης και ότι διαφέρει από το μήκος κύματος του λέιζερ που εφαρμόζουμε στον διαμορφωτή ανά περίπτωση. Συνεπώς, το πρόβλημα στην εύρεση της περιοχής αυτής εγγυείται στο να προσδιορίσουμε πιο είναι το μεγαλύτερο και πιο γραμμικό τμήμα της συνάρτησης μεταφοράς. Για να προσδιορίσουμε την περιοχή αυτή κινούμαστε πάνω στην συνάρτηση μεταφοράς και συγκρίνουμε τα γραμμικά τμήματα που προκύπτουν. Στο σημείο αυτό να αναφέρουμε πως θεωρούμε ίδιο περιθώριο σφάλματος της γραμμικής περιοχής, το οποίο έχει να κάνει με την απόκλιση που εμφανίζει η εφαπτόμενη από τη συνάρτηση μεταφοράς. Στη συνέχεια, ακολουθούν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης της γραμμικής περιοχής για διάφορα σφάλματα και μήκη κύματος.



Γράφημα 1.18

Γράφημα 1.18: Παρατηρούμε το εύρος της γραμμικής περιοχής για τα διάφορα μήκη κύματος, κρατώντας σταθερό το σφάλμα αποκλίσεως.

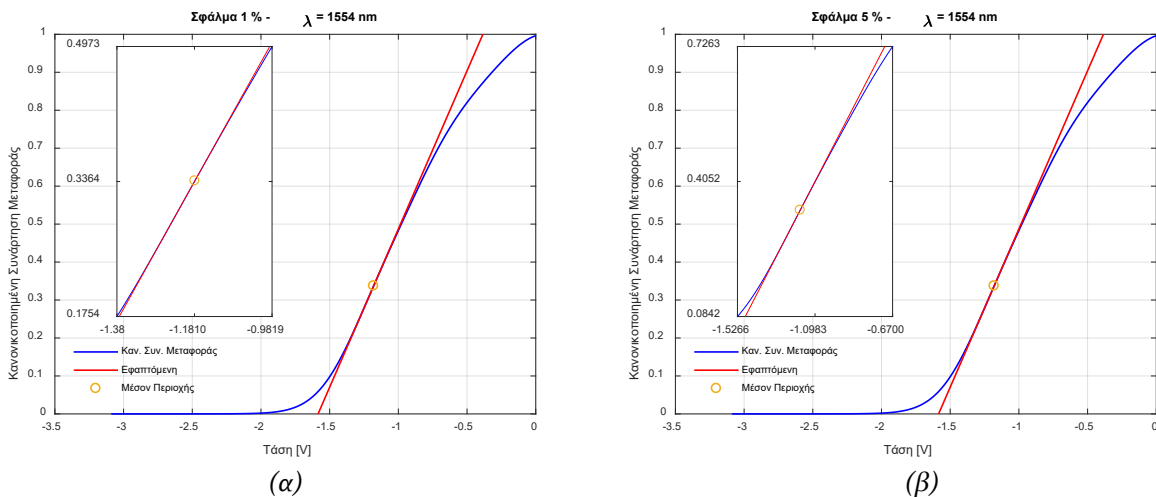
Αρχικά από το Γράφημα 1.18 παρατηρούμε πως το διαθέσιμο εύρος δεν είναι ίδιο σε όλες τις περιπτώσεις. Πιο συγκεκριμένα το διαθέσιμο εύρος ξεκινάει από τα 377.9 mVolts για μήκος κύματος 1559 nm και φτάνει μέχρι τα 489.5 mVolts για μήκος κύματος 1554 nm. Όπως καταλαβαίνουμε είναι μια διαφορά που είναι ιδιαίτερος σημαντική και γι' αυτό το λόγο πρέπει κάθε φορά να γνωρίζουμε το μήκος κύματος. Τέλος όπως και στους διαμορφωτές Mach – Zehnder όσο αυξάνουμε το σφάλμα αποκλίσεως τόσο αυξάνεται και εύρος της τάσεως, με τις ακόλουθες συνέπειες στη γραμμική περιοχή. Στη συνέχεια ακολουθεί ένα συγκεντρωτικό διάγραμμα για τα διάφορα μήκη κύματος.



Γράφημα 1.19

Γράφημα 1.19: Σύγκριση γραμμικής περιοχής για σφάλμα αποκλίσεως 1.5% για διάφορα μήκη κύματος.

Από το Γράφημα 1.19 παρατηρούμε πως είναι αισθητή η διαφορά της γραμμικής περιοχής για τα διάφορα μήκη κύματος. Πιο συγκεκριμένα για μήκος κύματος 1554 nm παρατηρούμε πως λαμβάνουμε το μεγαλύτερο εύρος τάσεως. Πέραν της διαφοράς σχετικά με το εύρος της τάσεως παρατηρούμε πως αλλάζει και το μέσο της γραμμικής περιοχής για τα διάφορα μήκη κύματος. Τέλος ακολουθούν διαγράμματα, στα οποία μεταβάλλουμε το σφάλμα αποκλίσεως για μήκος κύματος 1554 nm.



Γράφημα 1.20

Γράφημα 1.20: Μεταβολή γραμμικής περιοχής βάσει σφάλματος αποκλίσεως συναρτήσει της τάσης πόλωσης για δεδομένο μήκος κύματος.

Από το Γράφημα 1.20 παρατηρούμε πως με την αύξηση του σφάλματος αποκλίσεως, από τη μια μεριά αυξάνεται το εύρος τάσεως αλλά από την άλλη μεριά βρισκόμαστε εκτός γραμμικής περιοχής με τις συνέπειες που περιγράψαμε στα προηγούμενα κεφάλαια.

1.6 Σύνοψη

Στο παρόν κεφάλαιο, αποκτήσαμε μια αρκετά καλή αίσθηση γύρω από το ανταποκρίνονται οι διαμορφωτές στα σήμα που του εφαρμόζουμε. Πιο συγκεκριμένα αναδείξαμε από τι εξαρτάται το κέρδος μιας μικροκυματικής ζεύξης, αποκτήσαμε εικόνα για την επίδραση του θορύβου καθώς επίσης και για τα μη γραμμικά φαινόμενα και κάτω από ποιες προϋποθέσεις αυτά εμφανίζονται. Τέλος, ορίσαμε τη γραμμική περιοχή των διαμορφωτών, η οποία θα μας αποδειχθεί ιδιαίτερα χρήσιμη στη συνέχεια.

Όλα τα προηγούμενα αποτελούν τη βάση γύρω από την οποία θα κινηθούμε στο επόμενο κεφάλαιο, στο οποίο θα κληθούμε στην πράξη να δούμε πως εφαρμόζονται όλα αυτά. Στο σημείο αυτό να σημειώσουμε πως η φιλοσοφία που εφαρμόσαμε γύρω από την ανάλυση των συγκεκριμένων διαμορφωτών μπορεί να επεκταθεί και για άλλα είδη διαμορφωτών. Έχοντας λοιπόν πλήρη εικόνα για τον τρόπο λειτουργίας θα πάμε την ανάλυσή μας ένα βήμα παρακάτω.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο

Ανάπτυξη αλγορίθμου προσομοίωσης PAM2 & PAM4 σημάτων

Εισαγωγή

Στη μέχρι τώρα ανάλυση έχουμε αποκτήσει μια αρκετά ολοκληρωμένη εικόνα για το πως λειτουργούν οι διαμορφωτές που μελετάμε. Πιο συγκεκριμένα έχουμε αναπτύξει κύρια χαρακτηριστικά τους και έχουμε δώσει μια πολύ ολοκληρωμένη ματιά για τις συναρτήσεις μεταφοράς τους. Στο σημείο που βρισκόμαστε σε αυτό το στάδιο της ανάλυσης, έχουμε αναδείξει πως λειτουργούν οι διαμορφωτές όταν εφαρμόζουμε ημιτονικούς παλμούς κάτι το οποίο δεν είναι αρκετό.

Στο παρόν κεφάλαιο, θα δώσουμε ιδιαίτερη έμφαση στη δημιουργία και στην ποιοτική αξιολόγηση PAM2 και PAM4 σημάτων. Όσον αφορά το πρώτο σκέλος της ανάλυσης, θα δώσουμε ιδιαίτερη έμφαση στη δημιουργία όσο το δυνατόν ρεαλιστικότερων PAM2 και PAM4 σημάτων. Στη συνέχεια θα ήταν αναγκαίο να σταθούμε σε μετρητικά όπως το ύψος και το πλάτος του διαγράμματος οφθαλμού καθώς επίσης στο υπολογίζεται το BER και SER για τους παλμούς που εξετάζουμε.

Κύριος στόχος του συγκεκριμένου κεφαλαίου είναι να θέσει γερές βάσεις για τη διεξαγωγή της πειραματικής αξιολόγησης και πολύ πιο ολοκληρωμένη εικόνα για τη λειτουργία των διαμορφωτών.

2.1 Ανάπτυξη αλγορίθμου δημιουργίας PAM2 & PAM4 σημάτων

Εισαγωγή

Ο αλγόριθμος αναπτύχθηκε σε περιβάλλον Matlab και στο πρώτο κεφάλαιο θα δώσουμε τη μεθοδολογία που ακολουθήθηκε για τη δημιουργία του.

Πρώτο βήμα του αλγορίθμου δεν είναι άλλο από το να ορίσουμε τις παραμέτρους του σήματος. Οι παράμετροι αυτοί είναι οι εξής:

1. ρυθμός των συμβόλων (Baud rate – σύμβολα/δευτερόλεπτο)
2. αριθμός των δειγμάτων που αντιστοιχούν σε ένα σύμβολο (sps – samples per symbol)
3. ρυθμός δειγματοληψίας
4. διάνυσμα χρόνου
5. τύπος κωδικοποίησης (στην προκειμένη περίπτωση κάναμε χρήση Gray mapping)
6. ρυθμός επανάληψης της ψευδοτυχαίας ακολουθίας (Pseudorandom binary sequence: $N = 2^k - 1$)
7. σηματοθορυβικός λόγος (SNR)
8. πλάτος παλμών.

Από τις παραπάνω παραμέτρους παρατηρούμε πως τους πρώτους επτά μπορούμε να τους ορίσουμε όπως επιθυμούμε, χωρίς να προκύψουν ανεπιθύμητες παραμορφώσεις στο σήμα μας. Κάτι τέτοιο δεν ισχύει με την τελευταία παράμετρο και αυτό γιατί όπως δείξαμε στο πρώτο κεφάλαιο, δεν μπορούμε να επιλέγουμε αυθαίρετα το πλάτος του σήματος χωρίς να λαμβάνουμε υπόψιν τη συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή. Γι' αυτό το λόγο το πλάτος των παλμών υπολογίζεται μέσω συνάρτησης, της οποίας τα ορίσματα είναι η τάση πόλωσης και το σφάλμα αποκλίσεως της συνάρτησης μεταφοράς με την εφαιπτόμενη γύρω από το σημείο που πολώνουμε το σήμα μας. Σε αυτό το σημείο να αναφέρουμε, πως έχει διαμορφωθεί αλγόριθμος που υπολογίζει το εύρος της γραμμικής περιοχής που αναδείξαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο (§ 1.5) και είναι στην κρίση μας αν θέλουμε να εφαρμόσουμε το σήμα μας στη συγκεκριμένη περιοχή με το μέγιστο δυνατό πλάτος.

Στη συνέχεια έχοντας δημιουργήσει την ακολουθία των bits και έχοντας όλες τις απαραίτητες παραμέτρους που αναφέραμε προηγουμένως, δημιουργούμε μια συνάρτηση που λειτουργεί ως φίλτρο Nyquist και στην έξοδο της μας δίνει τον τετραγωνικό παλμό που επιθυμούμε. Στην ουσία δημιουργούμε ένα φίλτρο ανυψωμένου συνημιτόνου (raised-cosine filter), το οποίο συμβάλει στη διαμόρφωση παλμών σε ψηφιακά σήματα λόγω της ικανότητάς του να ελαχιστοποιεί την παρεμβολή μεταξύ των διαστημάτων (Intersymbol interference - ISI). Για να δημιουργήσουμε το συγκεκριμένο φίλτρο χρειάζεται να ορίσουμε τον συντελεστή επέκτασης (roll-off factor $\beta, 0 \leq \beta \leq 1$) και τον ρυθμό συμβόλων ($F_s = T_s^{-1}$) που αναφέρθηκε προηγουμένως, βάσει του οποίου βρίσκουμε τα σημεία τομής με τον οριζόντιο άξονα στα ακέραια πολλαπλάσια του $k \cdot T_s^{-1}$.

Το τελευταίο κομμάτι που υπολείπεται για να έχουμε δημιουργήσει μια όσο το δυνατόν ρεαλιστικότερη παλμοσειρά PAM2 ή PAM4, είναι να εισάγουμε θόρυβο. Έχοντας λοιπόν εφαρμόσει τον επιθυμητό σηματοθορυβικό λόγο στο σήμα μας, είμαστε έτοιμοι να το εφαρμόσουμε είτε στον διαμορφωτή Mach-Zehnder είτε στο διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης. Η έξοδος που θα λάβουμε από το διαμορφωτή έχει μεγάλη σημασία γιατί θα κρίνει την αποτελεσματικότητα του διαμορφωτή που μελετάμε.

2.2 Ανάπτυξη αλγορίθμου ποιοτικής αξιολόγησης PAM2 & PAM4 σημάτων

Εισαγωγή

Έχοντας λάβει το σήμα εξόδου από τον διαμορφωτή δε μένει παρά να ορίσουμε κάποια μετρητικά ώστε να μπορούμε να αποφανθούμε για την ποιότητά του. Σε αυτό το κεφάλαιο συνεχίζουμε την ανάλυση και την ανάπτυξη αλγορίθμου για μετρητικά που μας είναι απαραίτητα για την ποιότητα του σήματος, όπως το BER και τα μετρητικά που λαμβάνουμε από το διάγραμμα οφθαλμού.

Το συγκεκριμένο είναι ιδιαίτερος σημαντικό, διότι παίζει τον καθοριστικότερο ρόλο στον χαρακτηρισμό της ζεύξης. Όπως εύκολα καταλαβαίνουμε οι τιμές του κέρδους, του θορύβου, του εύρους γραμμικής περιοχής κ.α. δε μας δίνουν ολοκληρωμένη εικόνα αν δεν μπορούμε να τη συσχετίσουμε με την επίδραση που έχουν στα ενδεχόμενα λάθη του σήματος. Συνεπώς σε αυτό το κεφάλαιο θα εστιάσουμε στα λάθη που οφείλονται από τον διαμορφωτή.

Όπως γνωρίζουμε σε μια οποιαδήποτε ζεύξη μπορεί να προκύψουν λάθη σε ένα ή ακόμα και σε όλα τα επίπεδα δημιουργίας και μετάδοσης του σήματος αλλά εμείς θα επικεντρωθούμε στα λάθη που προκαλούνται από το διαμορφωτή. Το βασικό ερώτημα της ανάλυσης είναι πώς θα γνωρίζουμε ποια bits είναι εσφαλμένα και ποια όχι. Όπως αναφέραμε προηγουμένως, έχουμε δημιουργήσει μια ψευδοακολουθία, την οποία την αναπαράγουμε, με αποτέλεσμα να προκύψει μια επαναληψιμότητα στο χρόνο για το δεδομένο μοτίβο. Η συγκεκριμένη επαναληψιμότητα αφορά μόνο το μοτίβο και όχι τα επίπεδα που δημιουργούνται, γιατί έχουμε εισάγει θόρυβο στο σήμα μας και θα υπάρξουν διακυμάνσεις στα επίπεδα. Συνεπώς μέσω του διαγράμματος συχνοτήτων και της διάρκειας του παλμού, υπολογίζουμε τα διάφορα επίπεδα. Πιο συγκεκριμένα, μέσω αυτής της διαδικασίας υπολογίζουμε με ακρίβεια τις κορυφές του διαγράμματος συχνοτήτων και το εύρος τους. Κλείνοντας να αναφέρουμε πως αυτό το βήμα έχει ιδιαίτερη σημασία, διότι μπορεί να γνωρίζουμε τις κορυφές του σήματος στην είσοδο του διαμορφωτή αλλά στην έξοδό του θα έχουν υποστεί αλλαγές στο πλάτος.

Στη συνέχεια της ανάλυσης του αλγορίθμου καλούμαστε να ορίσουμε τα διάφορα κατώφλια, μέσω των οποίων θα αποφασίζει ο αλγόριθμος το bit που λαμβάνει σε ποιο επίπεδο αντιστοιχεί. Αποτέλεσμα αυτής της διαδικασίας είναι να προκύψει η χαρτογράφηση του σήματος, η οποία πρόκειται να ελεγχθεί. Συνεπώς το στάδιο της απόφασης είναι από τα σημαντικότερα σημεία της ανάλυσης. Το κατώφλι για παλμούς PAM2 είναι το μηδέν διότι έχουμε αφαιρέσει τον DC όρο από το σήμα μας, κάτι τέτοιο όμως δεν ισχύει για παλμούς PAM4. Για τους συγκεκριμένους παλμούς χρησιμοποιούμε τρία επίπεδα, τα οποία είναι το μέσο των διαδοχικών γειτονικών επιπέδων. Ο λόγος που το κάνουμε αυτό είναι γιατί στην περίπτωση που βρισκόμαστε εκτός γραμμικής περιοχής τα επίπεδα που θα προκύψουν στην έξοδο του διαμορφωτή δε θα είναι ισαπέχουσα.

Έχοντας λοιπόν μελετήσει διεξοδικά το σήμα μας στην μέχρι τώρα ανάλυση, δε μένει παρά να ελέγξουμε την επαναληψιμότητα του μοτίβου. Εφόσον υπάρχει το μοτίβο που χρησιμοποιήσαμε για τη δημιουργία του σήματος, ο αλγόριθμος το χρησιμοποιεί και το συγκρίνει σε κάθε επανάληψή του. Συνεπώς όσα bits διαφέρουν θεωρούνται λάθη και με αυτό τον τρόπο υπολογίζεται το BER. Κλείνοντας να αναφέρουμε πως σε περιπτώσεις με πολύ μικρό πλάτος του σήματος εισόδου ή εφαρμογή του σήματος σε περιοχή της συνάρτησης μεταφοράς με μικρή κλίση ή σε περιπτώσεις με υψηλά επίπεδα θορύβου, ο αλγόριθμος δεν βρίσκει το μοτίβο.

Το τελευταίο κομμάτι των μετρητικών αφορά την εύρεση του ύψους και του πλάτους του διαγράμματος οφθαλμού. Οι δύο αυτές μεταβλητές δίνουν μια πολύ ικανοποιητική εικόνα για το θόρυβο της ζεύξης. Για τον υπολογισμό τους βασιζόμαστε στις κατανομές των επιπέδων από το διάγραμμα συχνοτήτων. Το πλάτος του διαγράμματος οφθαλμού είναι η διαφορά μεταξύ των διαδοχικών κορυφών (δηλ. διαφορά μεταξύ υψηλού και χαμηλού δυναμικού). Το ύψος διαγράμματος οφθαλμού προκύπτει από τον υπολογισμό της διαφοράς μεταξύ των σημείων 3σ στο εσωτερικό των ιστογραμμάτων (κατανομές Gauss) μεταξύ δύο διαδοχικών επιπέδων.

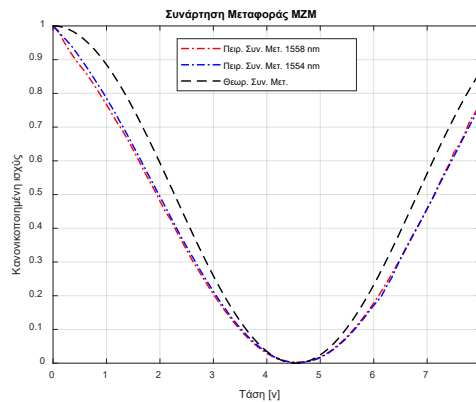
Το διάγραμμα οφθαλμού δίνει πολλές και χρήσιμες πληροφορίες για το σήμα ακόμα και με μια γρήγορη ματιά. Αρχικά μπορούμε με απόλυτη βεβαιότητα να πούμε πως όταν το μάτι είναι κλειστό θα έχουν προκύψει λάθη στην έξοδο και οι κατανομές των επιπέδων θα έχουν συμπέσει. Συνεπώς ιδανικά θα ζητούσαμε όσο το δυνατόν μεγαλύτερο άνοιγμα και χαμηλά επίπεδα θορύβου. Κλείνοντας, επειδή όπως αναφέραμε εστιάζουμε στα σφάλματα που προκύπτουν από τον διαμορφωτή, τα λάθη που θα προκύψουν θα έχουν να κάνουν με την αλληλεπίδραση μεταξύ γειτονικών επιπέδων. Η τελευταία παρατήρηση αφορά τους παλμούς PAM4.

Κάπου εδώ ολοκληρώνεται το θεωρητικό υπόβαθρο για τον αλγόριθμο που αναπτύχθηκε και θα ακολουθήσουν ορισμένες περιπτώσεις που έχουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον για την πειραματική αξιολόγηση των διαμορφωτών που θα ακολουθήσει στα επόμενα κεφάλαια.

2.3 Πειραματική μέτρηση συνάρτησης μεταφοράς διαμορφωτή Mach-Zehnder

Παρόλο που η συνάρτηση μεταφοράς των διαμορφωτών Mach-Zehnder είναι γνωστή συνάρτηση και το μόνο που χρειάζεται να γνωρίζουμε είναι το V_{pi} , δε θα μπορούσαμε να ξεκινούσαμε την παρακάτω ανάλυση αν δεν είχαμε εικόνα για το πως είναι στην πραγματικότητα. Για να λάβουμε την πειραματική συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή Mach-Zehnder εργαστήκαμε με ανάλογο τρόπο με τον διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης. Πιο συγκεκριμένα εφαρμόσαμε τον διαμορφωτή το λέιζερ και την τάση πόλωσης και μεταβάλλαμε την τάση. Στη συνέχεια καταγράψαμε τις τιμές που λαμβάναμε από το Power meter. Σε αυτό το σημείο να αναφέρουμε πως ξεκινήσαμε από τα 0 V και με βήμα ενός Volt φτάσαμε μέχρι τα 8 V τάσης πολώσεως. Κλείνοντας να αναφέρουμε πως επαναλάβαμε την ίδια διαδικασία πέντε φορές και για κάθε βήμα βγάλαμε τον μέσο όρο.

Όπως έχουμε αναφέρει στο πρώτο κεφάλαιο, οι διαμορφωτές Mach-Zehnder, δεν εξαρτώνται από το μήκος κύματος. Γι' αυτό το λόγο την διαδικασία που περιγράψαμε προηγουμένως την επαναλάβαμε δύο φορές για δύο διαφορετικά μήκη κύματος. Παρακάτω είναι η μετρούμενη συνάρτηση μεταφοράς.



Γράφημα 2.1

Γράφημα 2.1: Απεικόνιση συνάρτησης μεταφοράς διαμορφωτή Mach-Zehnder και σύγκριση της θεωρητικής με την μετρηθείσα πειραματική για μήκη κύματος λέιζερ 1554 και 1558 nm.

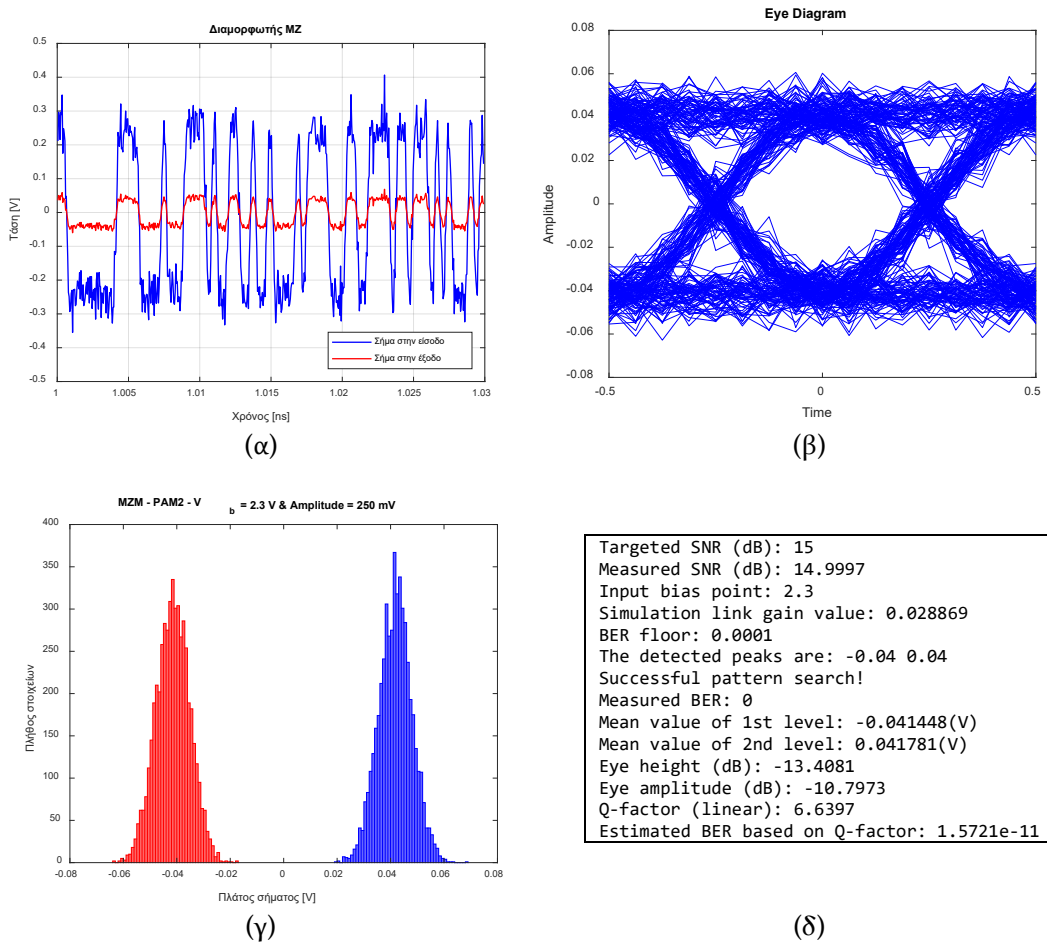
Από το Γράφημα 2.1 παρατηρούμε πως η πειραματική συνάρτηση μεταφοράς που μετρήσαμε διαφέρει από τη θεωρητική. Αυτό που έχει ενδιαφέρον είναι το γεγονός πως το V_{pi} βρέθηκε ίδιο και για τις δύο περιπτώσεις και ίσο με 4.6 V.

2.4 Αποτελέσματα αλγορίθμου για διαμορφωτές Mach-Zehnder

Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο θα εξετάσουμε τα αποτελέσματα που λαμβάνουμε από τον αλγόριθμο τόσο για διαμορφωτές Mach-Zehnder.

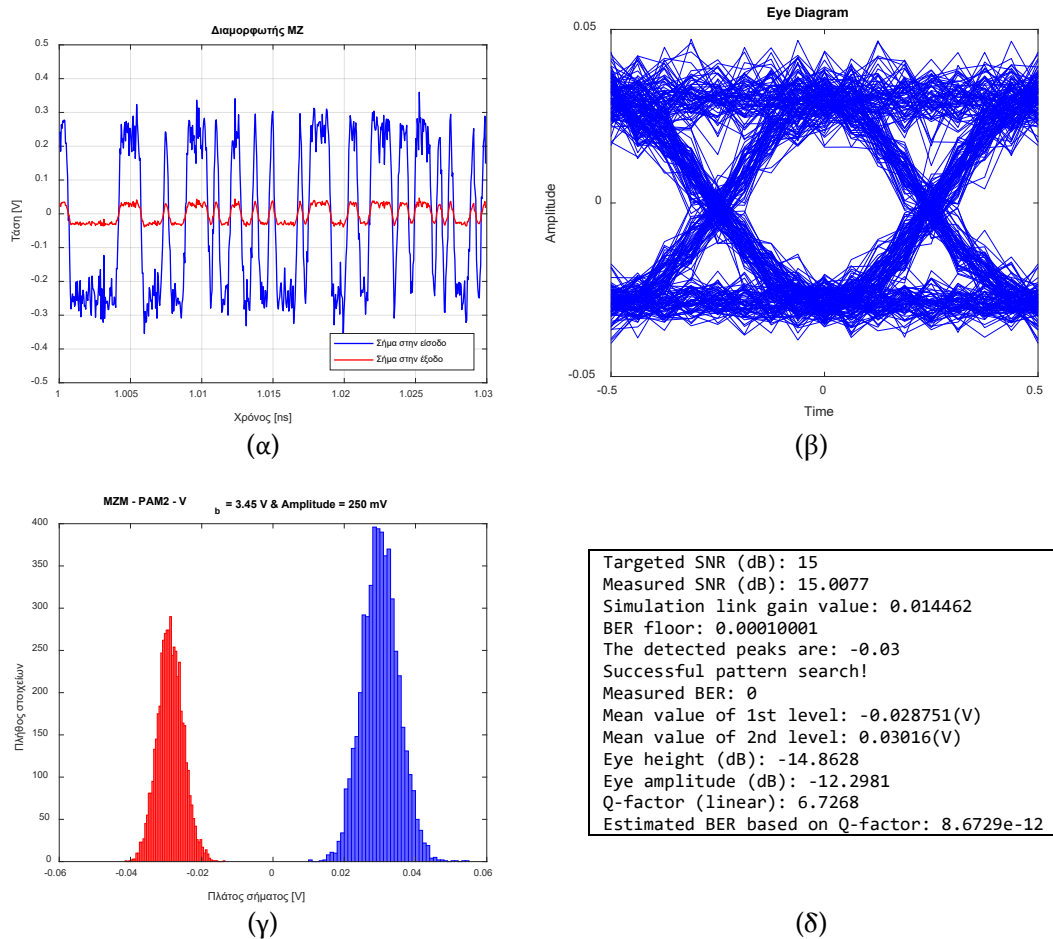
Ξεκινώντας με τους διαμορφωτές MZ, λόγω συμμετρίας της συνάρτησης μεταφοράς τους θα μπορούσαμε πολύ εύκολα να ορίζαμε δύο περιοχές. Η πρώτη περιοχή δε θα ήταν άλλη από το quadrature point $V_{pi}/2$ και η δεύτερη θα ήταν γύρω από το σημείο $3V_{pi}/4$. Αρχικά ας παρατηρήσουμε τη συμπεριφορά PAM2 σημάτων γύρω από το quadrature point και εφαρμόζουμε σήμα πλάτους 250 mV.



Γράφημα 2.2

Γράφημα 2.2: (α) Απεικόνιση σημάτων στην είσοδο (σήμα πλάτους 250 mV) και την έξοδο του διαμορφωτή MZ, (β) διάγραμμα οφθαλμού σήματος εξόδου, (γ) ιστόγραμμα συχνοτήτων για το συγκεκριμένο σήμα και (δ) μετρητικά που προέκυψαν από τον αλγόριθμο.

Όπως παρατηρούμε από τα παραπάνω αποτελέσματα, το σήμα που προκύπτει στην έξοδο διαφέρει μόνο στο πλάτος με το σήμα στην είσοδο και αυτό γιατί βρισκόμαστε στην γραμμική περιοχή. Η συγκεκριμένη παρατήρηση φαίνεται και από το διάγραμμα συχνοτήτων (Γράφημα 2.1γ) που τα επίπεδα βρίσκονται εκατέρωθεν του μηδενός. Στη συνέχεια πολώνουμε το σήμα γύρω από το σημείο $3V_{pi}/4$, εφαρμόζουμε σήμα πλάτους 250 mV και λαμβάνουμε τα παρακάτω αποτελέσματα.

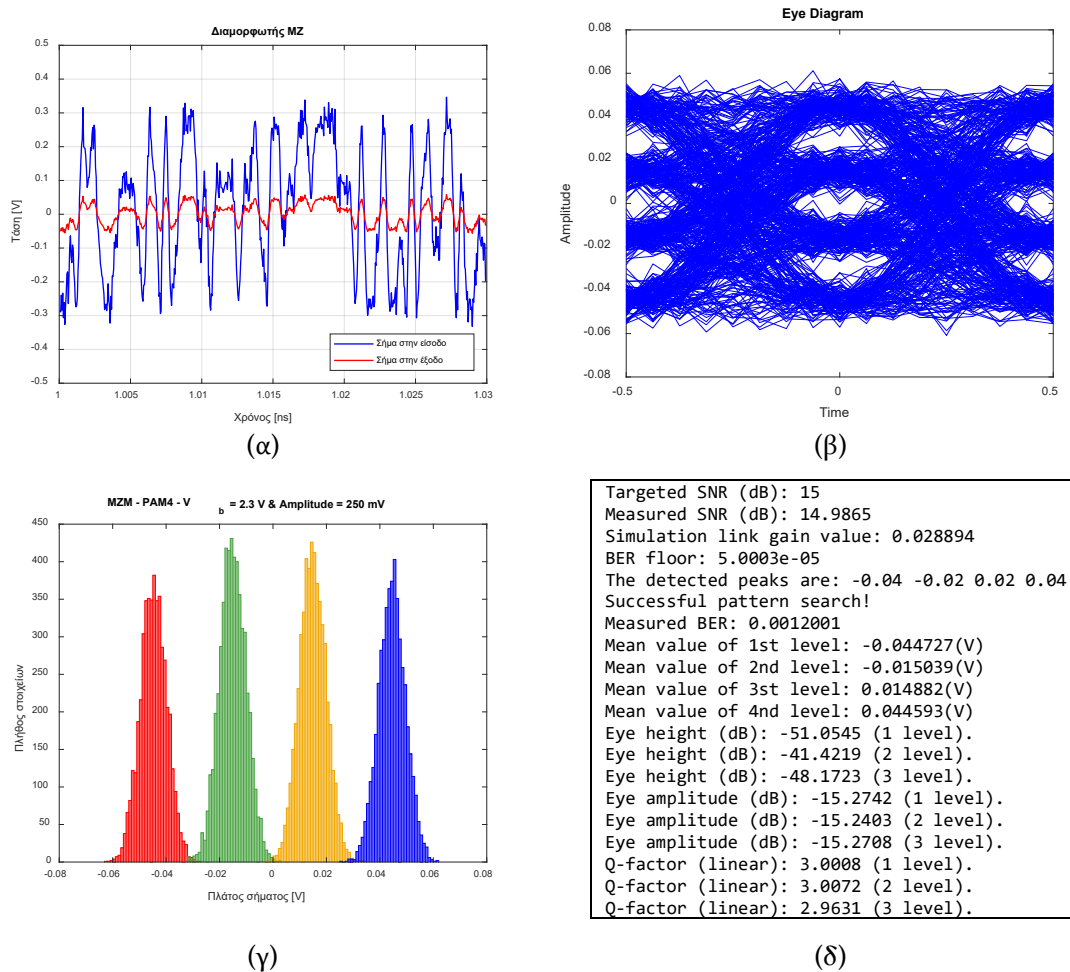


Γράφημα 2.3

Γράφημα 2.2: (α) Απεικόνιση σημάτων στην είσοδο (σήμα πλάτους 250 mV) και την έξοδο του διαμορφωτή MZ, (β) διάγραμμα οφθαλμού σήματος εξόδου, (γ) ιστόγραμμα συχνοτήτων για το συγκεκριμένο σήμα και (δ) μετρητικά που προέκυψαν από τον αλγόριθμο.

Αυτό που έχει ενδιαφέρον από τη συγκεκριμένη προσομοίωση είναι ότι τα επίπεδα δεν βρίσκονται συμμετρικά του μηδενός και στο διάγραμμα συχνοτήτων οι κατανομές έχουν διαφορετικό άνοιγμα. Η τελευταία παρατήρηση οφείλεται στο γεγονός πως το χαμηλό δυναμικό πολλαπλασιάζεται με περιοχή της συνάρτησης μεταφοράς που είναι κοντά στο μηδέν, γι' αυτό και εμφανίζει μικρότερο θόρυβο. Το παράδειγμα αυτό δείχνει τη θυσία που κάνουμε όταν επιλέγουμε να βρεθούμε εκτός γραμμικής περιοχής που το κέρδος είναι μικρότερο αλλά έχουμε καλύτερα αποτελέσματα στα επίπεδα θορύβου.

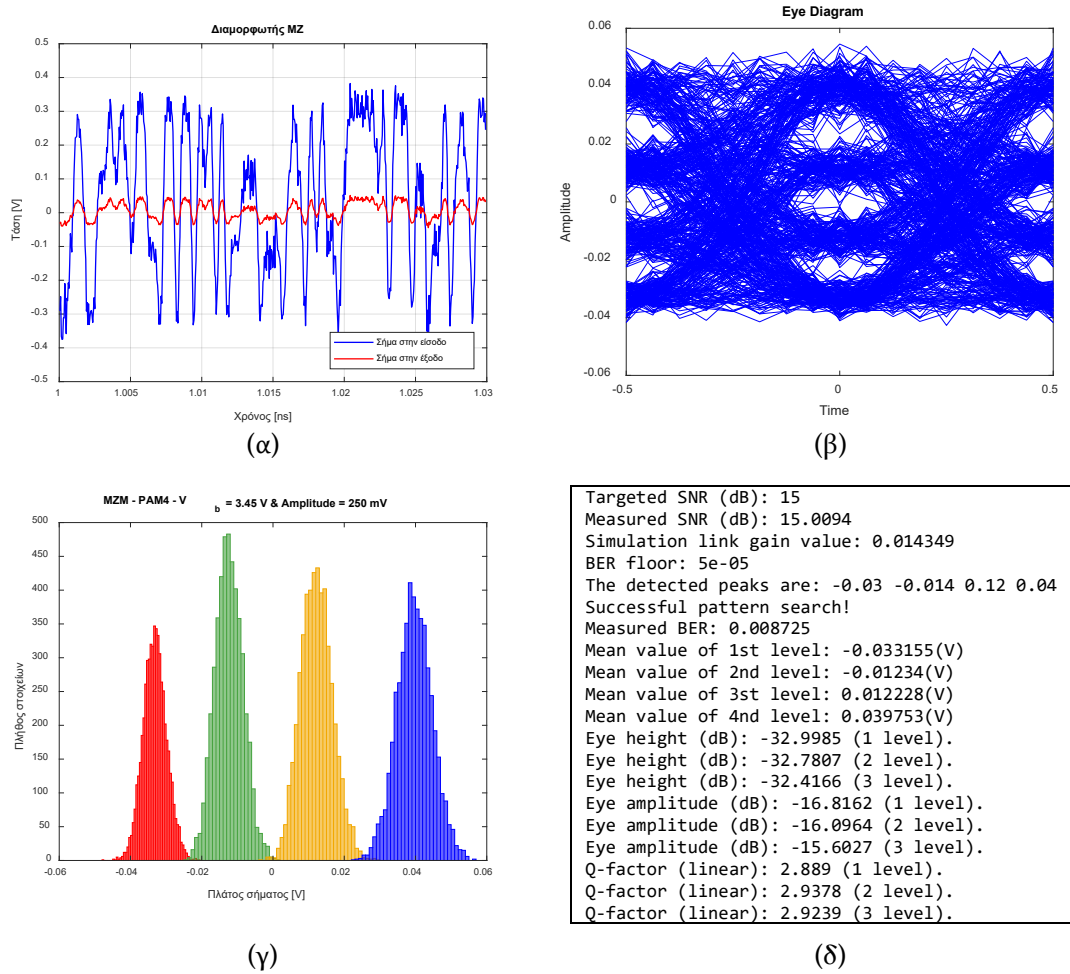
Στη συνέχεια της ανάλυσης παρατηρούμε τη συμπεριφορά PAM4 σημάτων γύρω από το quadrature point καθώς επίσης και από το σημείο $3V_{pi}/4$. Αρχικά ως παρατηρήσουμε τη συμπεριφορά PAM4 σημάτων γύρω από το quadrature point και εφαρμόζουμε σήμα πλάτους 250 mV.



Γράφημα 2.4

Γράφημα 2.3: (α) Απεικόνιση σημάτων στην είσοδο (σήμα πλάτους 250 mV) και την έξοδο του διαμορφωτή MZ, (β) διάγραμμα οφθαλμού σήματος εξόδου, (γ) ιστόγραμμα συχνοτήτων για το συγκεκριμένο σήμα και (δ) μετρητικά που προέκυψαν από τον αλγόριθμο.

Από την παραπάνω προσομοίωση παρατηρούμε πως βρέθηκαν λάθη στην έξοδο, παρόλα ταύτα ο αλγόριθμος μπόρεσε να βρει την ακολουθία. Στη συνέχεια παρατηρούμε πως τα επίπεδα ισαπέχουν μεταξύ τους κάτι που επαληθεύει πως βρισκόμαστε εντός της γραμμικής περιοχής. Στη συνέχεια πολώνουμε το σήμα γύρω από το σημείο $3V_{pi}/4$, εφαρμόζουμε σήμα πλάτος 250 mV και λαμβάνουμε τα παρακάτω αποτελέσματα.



Γράφημα 2.5

Γράφημα 2.4: (α) Απεικόνιση σημάτων στην είσοδο (σήμα πλάτους 250 mV) και την έξοδο του διαμορφωτή MZ, (β) διάγραμμα οφθαλμού σήματος εξόδου, (γ) ιστόγραμμα συχνοτήτων για το συγκεκριμένο σήμα και (δ) μετρητικά που προέκυψαν από τον αλγόριθμο.

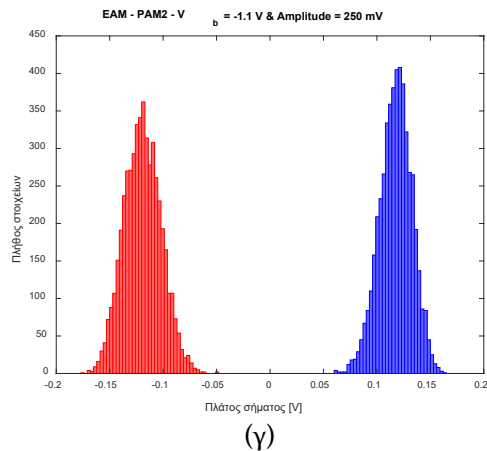
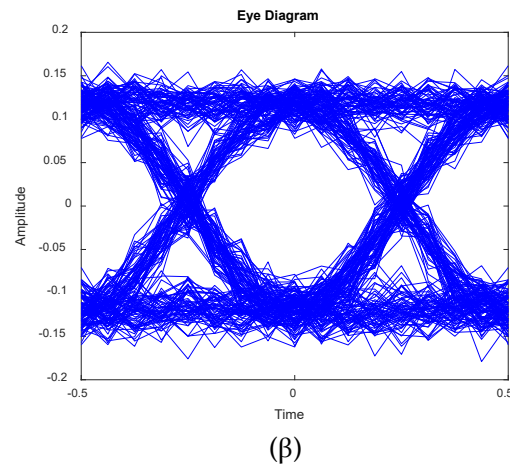
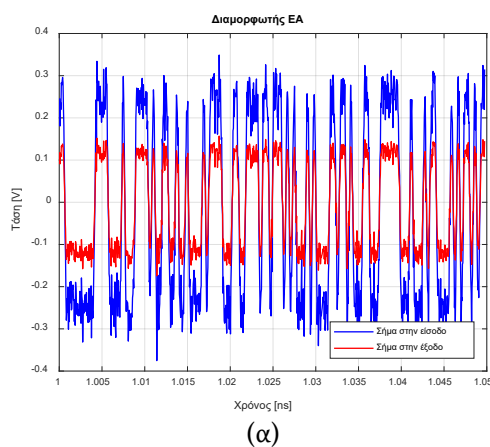
Από τα παραπάνω αποτελέσματα παρατηρούμε πως βρισκόμαστε εκτός γραμμικής περιοχής διότι τα επίπεδα δεν είναι ισαπέχουσα. Επίσης παρατηρούμε πως τα δύο χαμηλότερα επίπεδα, επειδή πολλαπλασιάζονται με περιοχή της συνάρτησης που έχει πολύ μικρή κλίση είναι λιγότερο θορυβώδη συγκριτικά με τα άλλα δύο. Κλείνοντας παρατηρούμε πως και σε αυτή την περίπτωση παρόλο που βρέθηκαν λάθη, ο αλγόριθμος ήταν σε θέση να βρει το μοτίβο. Προχωράμε την ανάλυσή μας για τον διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης.

2.5 Αποτελέσματα αλγορίθμου για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης

Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο θα εξετάσουμε τα αποτελέσματα που λαμβάνουμε από τον αλγόριθμο τόσο για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης.

Για του διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης δεν μπορούμε να κάνουμε τις θεωρήσεις που κάναμε προηγουμένως και αυτό εξ' αιτίας της μορφής της συνάρτησης μεταφοράς τους. Για τους συγκεκριμένους διαμορφωτές θα θεωρήσουμε δύο περιοχές και μήκος κύματος 1554 nm. Η πρώτη περιοχή θα είναι στο μέσο της γραμμικής περιοχής και η δεύτερη στο μέσο μεταξύ της γραμμικής περιοχής και του κορεσμού της συνάρτησης κοντά στο μηδέν. Αρχικά ως παρατηρήσουμε τη συμπεριφορά PAM2 σημάτων γύρω από τα -1 V για σήμα 250 mV.



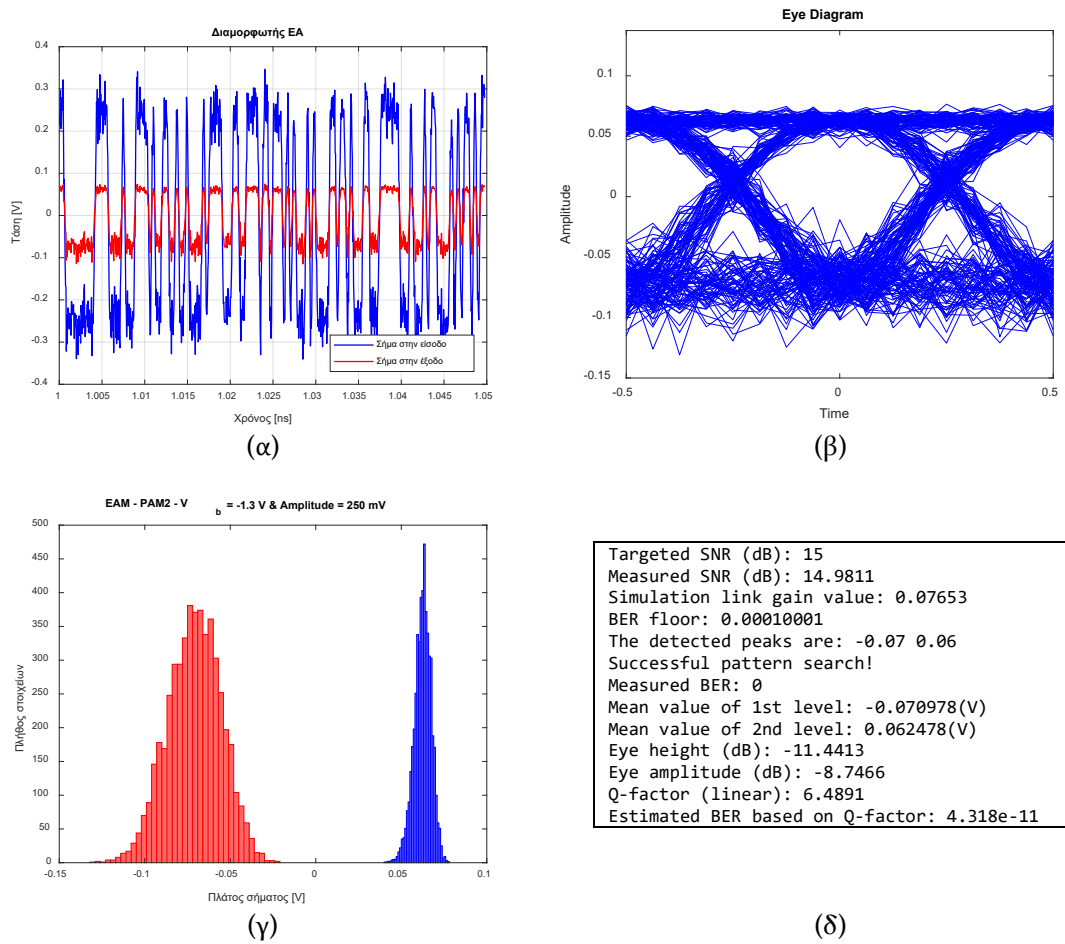
Targeted SNR (dB): 15
Measured SNR (dB): 15.0248
Simulation link gain value: 0.23583
BER floor: 0.0001
The detected peaks are: -0.12 0.12
Successful pattern search! :)
Measured BER: 0
Mean value of 1st level: -0.11931(V)
Mean value of 2nd level: 0.11757(V)
Eye height (dB): -8.5456
Eye amplitude (dB): -6.2547
Q-factor (linear): 7.3185
Estimated BER based on Q-factor: 1.254e-13

(δ)

Γράφημα 2.6

Γράφημα 2.5: (α) Απεικόνιση σημάτων στην είσοδο (σήμα πλάτους 250 mV) και την έξοδο του διαμορφωτή MZ, (β) διάγραμμα οφθαλμού σήματος εξόδου, (γ) ιστόγραμμα συχνοτήτων για το συγκεκριμένο σήμα και (δ) μετρητικά που προέκυψαν από τον αλγόριθμο.

Από τα παραπάνω γραφήματα (Γράφημα 2.5) επαληθεύεται η θεώρηση της γραμμικής περιοχής, διότι όχι μόνο ισαπέχουν τα δύο επίπεδα αλλά τα επίπεδα θορύβου είναι κοινά. Στη συνέχεια πολώνουμε το σήμα γύρω από το σημείο -1.3 V , εφαρμόζουμε σήμα πλάτους 250 mV και λαμβάνουμε τα παρακάτω αποτελέσματα.

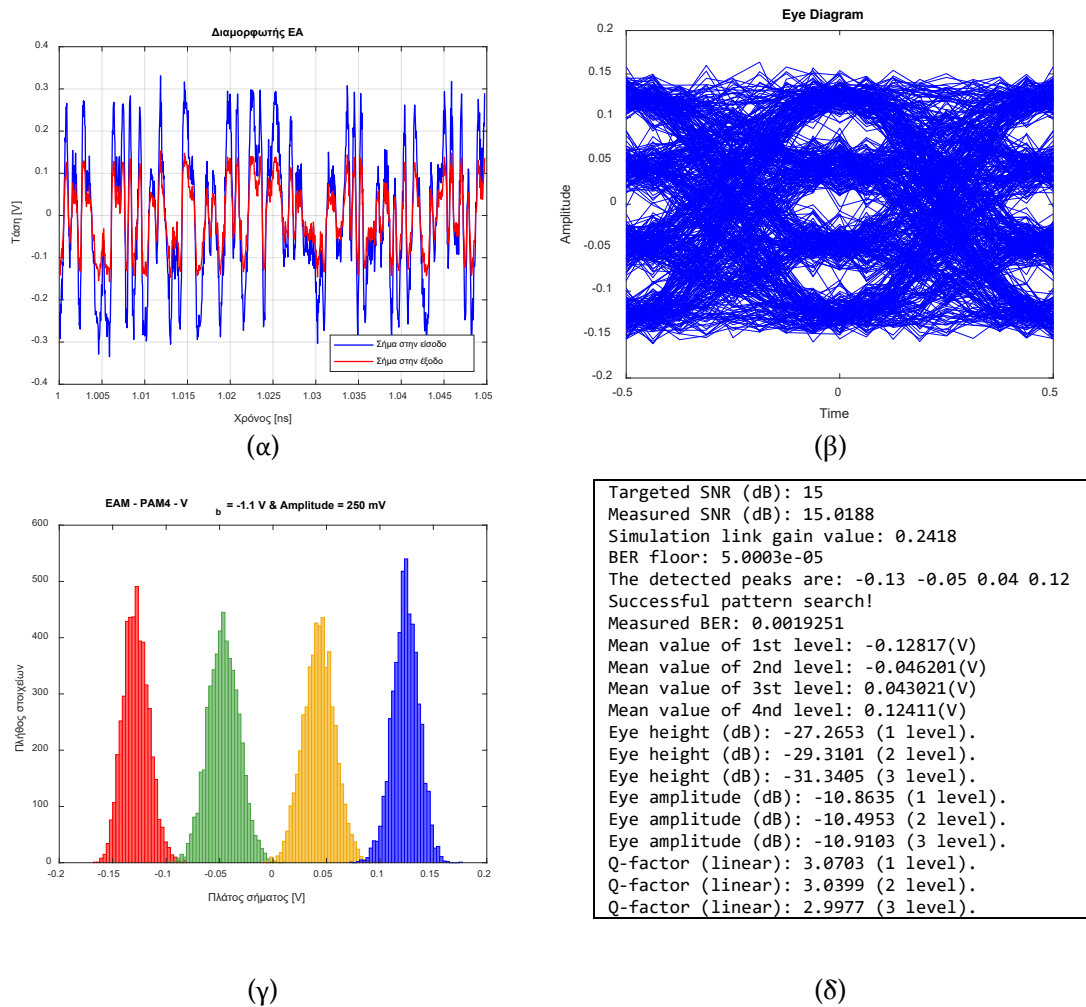


Γράφημα 2.7

Γράφημα 2.6: (α) Απεικόνιση σημάτων στην είσοδο (σήμα πλάτους 250 mV) και την έξοδο του διαμορφωτή MZ, (β) διάγραμμα οφθαλμού σήματος εξόδου, (γ) ιστόγραμμα συχνοτήτων για το συγκεκριμένο σήμα και (δ) μετρητικά που προέκυψαν από τον αλγόριθμο.

Αυτό που έχει ενδιαφέρον από τη συγκεκριμένη προσομοίωση είναι ότι τα επίπεδα δεν είναι απόλυτα συμμετρικά του μηδενός και στο διάγραμμα συχνοτήτων οι κατανομές έχουν διαφορετικό άνοιγμα. Η τελευταία παρατήρηση οφείλεται στο γεγονός πως το υψηλό δυναμικό πολλαπλασιάζεται με περιοχή της συνάρτησης μεταφοράς που είναι κοντά στο μηδέν, γι' αυτό και εμφανίζει αισθητά μικρότερο θόρυβο.

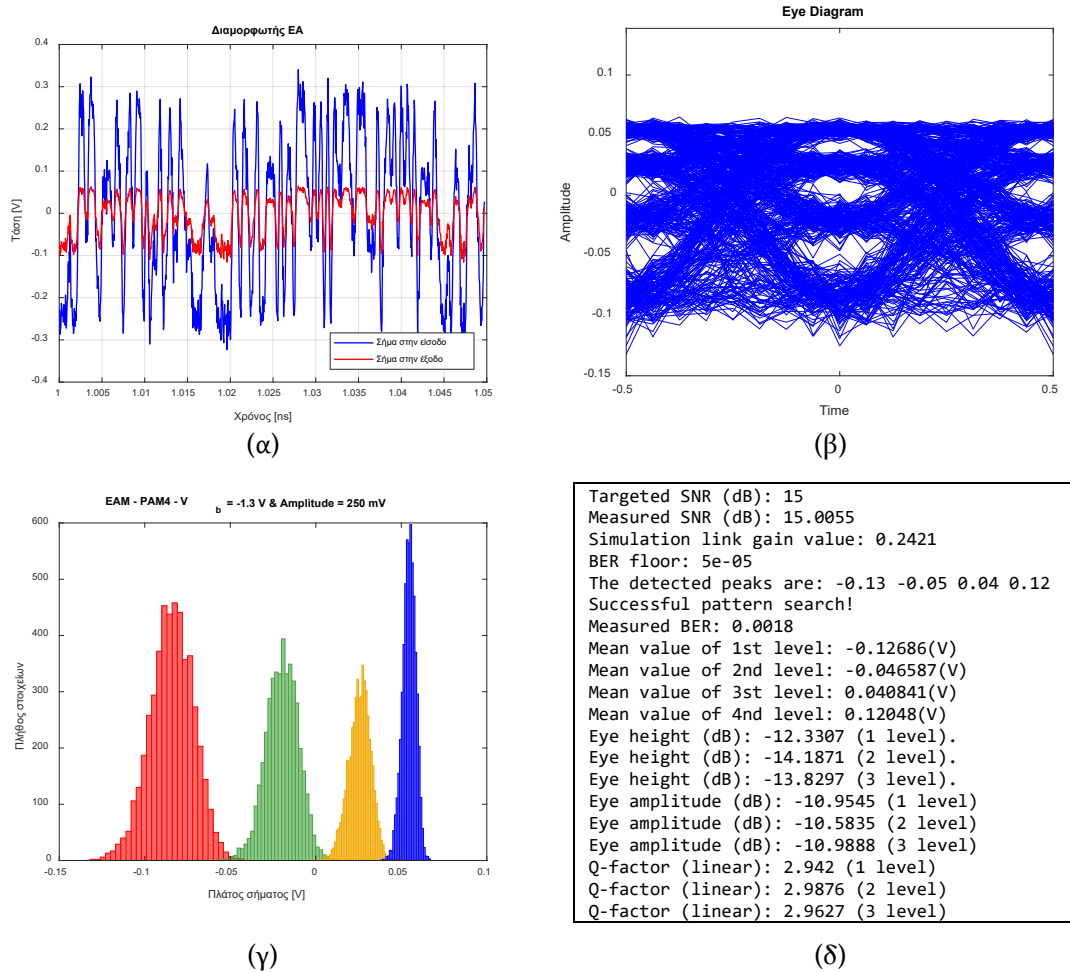
Στη συνέχεια της ανάλυσης παρατηρούμε τη συμπεριφορά PAM4 σημάτων γύρω από το μέσο της γραμμικής περιοχής (-1.1 V) καθώς επίσης και από το σημείο -1.3 V. Αρχικά ως παρατηρήσουμε τη συμπεριφορά PAM4 σημάτων γύρω από το quadrature point και εφαρμόζουμε σήμα πλάτους 250 mV.



Γράφημα 2.8

Γράφημα 2.7: (α) Απεικόνιση σημάτων στην είσοδο (σήμα πλάτους 250 mV) και την έξοδο του διαμορφωτή MZ, (β) διάγραμμα οφθαλμού σήματος εξόδου, (γ) ιστόγραμμα συχνοτήτων για το συγκεκριμένο σήμα και (δ) μετρητικά που προέκυψαν από τον αλγόριθμο.

Από την παραπάνω προσομοίωση παρατηρούμε πως βρέθηκαν λάθη στην έξοδο, παρόλα ταύτα ο αλγόριθμος μπόρεσε να βρει την ακολουθία. Στη συνέχεια παρατηρούμε πως τα επίπεδα ισαπέχουν μεταξύ τους κάτι που επαληθεύει πως βρισκόμαστε εντός της γραμμικής περιοχής. Στη συνέχεια πολώνουμε το σήμα γύρω από το σημείο -1.3 V, εφαρμόζουμε σήμα πλάτους 250 mV και λαμβάνουμε τα παρακάτω αποτελέσματα.



Γράφημα 2.9

Γράφημα 2.8: (α) Απεικόνιση σημάτων στην είσοδο (σήμα πλάτους 250 mV) και την έξοδο του διαμορφωτή MZ, (β) διάγραμμα οφθαλμού σήματος εξόδου, (γ) ιστόγραμμα συχνοτήτων για το συγκεκριμένο σήμα και (δ) μετρητικά που προέκυψαν από τον αλγόριθμο.

Από τη συγκεκριμένη προσομοίωση βρισκόμαστε πάλι αντιμέτωποι με μη γραμμικά φαινόμενα. Πιο συγκεκριμένα παρατηρούμε πως τα επίπεδα δεν είναι ισαπέχουσα, κάτι που επαληθεύει την θεώρηση ότι βρισκόμαστε εκτός γραμμικής περιοχής. Στη συνέχεια παρατηρούμε πως τα υψηλότερα επίπεδα πολλαπλασιάζονται με περιοχή της συνάρτησης που βρίσκεται κοντά στο μηδέν, γι' αυτό και προκύπτουν διαφορές στο θόρυβο. Κλείνοντας παρατηρούμε πως και σε αυτή την περίπτωση παρόλο που βρέθηκαν λάθη, ο αλγόριθμος ήταν σε θέση να βρει το μοτίβο

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο

Πειραματική διάταξη

Εισαγωγή

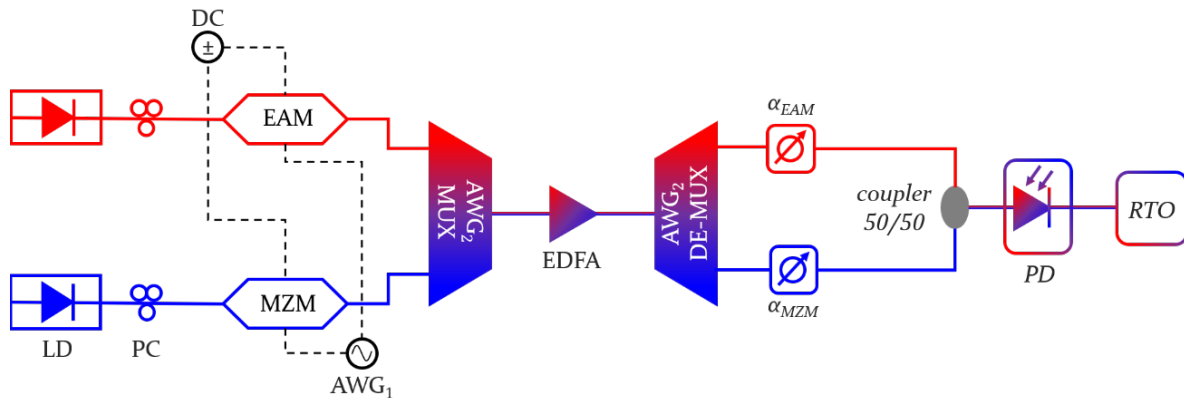
Στο παρόν κεφάλαιο θα ασχοληθούμε σε πρώτη φάση με την πειραματική διάταξη πάνω στην οποία βασίστηκε η παρούσα διπλωματική εργασία και στη συνέχεια θα δώσουμε λεπτομέρειες και στοιχεία για το όργανο που χρησιμοποιήθηκαν. Στόχος του παρόντος κεφαλαίου είναι να περιγράψουμε τις βαθμίδες και όλη τη φιλοσοφία πίσω από την πειραματική διάταξη.

3.1 Περιγραφή διάταξης

Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο θα περιγράψουμε την πειραματική διάταξη που θα χρησιμοποιήσουμε. Στη συνέχεια θα αναλύσουμε κάθε βαθμίδα και θα περιγράψουμε τη χρησιμότητά της.

Ξεκινάμε την ανάλυσή μας με τη σχηματική απεικόνιση της διάταξης που χρησιμοποιήσαμε. Παρακάτω ακολουθεί η σχηματική απεικόνιση.



Σχήμα 3.1

Σχήμα 3.1: LD: πηγή λέιζερ, PC: έλεγχος πόλωσης, DC: εφαρμογή DC τάσης, EAM: διαμορφωτής ηλεκτρο-απορρόφησης, MZM: διαμορφωτής Mach-Zehnder, AWG₁: γεννήτρια ηλεκτρικών σημάτων, AWG₂: Array waveguide grating, EDFA: οπτικός ενισχυτής, α_{EAM} : εξασθενητής σήματος, α_{MZM} : εξασθενητής σήματος, PD: φωτοδιόδος και RTO: παλμογράφος (Real Time Oscilloscope).

Όπως παρατηρούμε από την Σχήμα 3.1, στην αρχή της διάταξης συναντάμε το λέιζερ, του οποίου μπορούμε να μεταβάλλουμε την ισχύ και το μήκος κύματός του. Στη συνέχεια, εφαρμόζουμε την κατάλληλη DC τάση, διότι καθορίζει την περιοχή γύρω από την οποία θα πολώσουμε το σήμα μας. Σε αυτό το σημείο να αναφέρουμε πως πρέπει να είμαστε ιδιαίτερος προσεκτικοί όχι μόνο στην επιλογή της τιμής της DC τάσης αλλά και στην πόλωση. Η κρισιμότητα αυτής της επιλογής οφείλεται στο γεγονός πως αν εφαρμόσουμε μεγάλη τάση υπάρχει κίνδυνος να καεί ο διαμορφωτής όπως επίσης και στην περίπτωση που εφαρμόσουμε λανθασμένη πόλωση. Πιο συγκεκριμένα η σωστή πόλωση έχει τεράστια σημασία στην περίπτωση του διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης, ο οποίος λειτουργεί μόνο σε αρνητική πόλωση. Έχοντας εφαρμόσει οπτική ισχύ στην είσοδο του διαμορφωτή και μετά έχοντας πολώσει σωστά τον διαμορφωτή, εφαρμόζουμε το ηλεκτρικό σήμα που επιθυμούμε. Κλείνοντας να αναφέρουμε πως η σειρά αυτή είναι η προτεινόμενη για την ασφαλέστερη χρήση των διαμορφωτών.

Στη συνέχεια, συναντάμε ένα φίλτρο AWG, στο οποίο πολυπλέκονται τα οπτικά σήματα που προκύπτουν από τους διαμορφωτές. Το οπτικό σήμα που προκύπτει από την έξοδο του φίλτρου AWG ενισχύεται από έναν οπτικό διαμορφωτή και στη συνέχεια εφαρμόζεται σε νέο φίλτρο AWG, το οποίο συμβάλει στην αποπολύπλεξη του σήματος. Ο λόγος που γίνεται αυτή η διαδικασία, οφείλεται στο γεγονός πως οι ενισχυτές ενισχύουν τα φαινόμενα του θορύβου και με αυτό τον τρόπο καταφέρνουμε να έχουμε την ίδια επίδραση θορύβου, συγκριτικά με την περίπτωση που θα είχαμε δύο διαφορετικούς ενισχυτές.

Στην έξοδο του αποπολυπλέκτη συναντάμε τους εξασθενητές, οι οποίοι προκαλούν εξασθένηση στο οπτικό σήμα και χρησιμοποιούμε διαφορετικούς για κάθε διαμορφωτή. Η χρήση των εξασθενητών οφείλεται στην προστασία της φωτοδιόδου σε περίπτωση που το οπτικό σήμα φτάσει με μεγάλη ισχύ. Κλείνοντας το οπτικό σήμα φτάνει στη φωτοδίοδο, όπου από οπτικό σήμα μετατρέπεται σε ηλεκτρικό και το παρατηρούμε από τον παλμογράφο.

Σε αυτό το σημείο να αναφέρουμε πως η συγκεκριμένη διάταξη αποτελεί επιμέρους διάταξη ενός μεγαλύτερου πειράματος, το οποίο ονομάζεται HAMLET. Στα πλαίσια του συγκεκριμένου πειράματος, χρησιμοποιούνται τρεις επιπλέον συστοιχίες όπως αυτή της *Εικόνας 3.1*, στις οποίες όμως έχουν συνδεθεί οπτικές γραμμές καθυστέρησης. Στόχος της ολοκληρωμένης διάταξης του πειράματος HAMLET, ήταν να στραφεί στις επιθυμητές μοίρες ο κύριος λοβός ακτινοβολίας του σήματος. Κλείνοντας, η στροφή του μετώπου της κεραίας, επιτυγχανόταν με κατάλληλη ισχύ στην έξοδο κάθε στοιχειοκεραίας, η οποία προέκυπτε με κατάλληλη χρονική καθυστέρηση στο οπτικό πεδίο της κάθε συστοιχίας.

3.2 Περιγραφή οργάνων

Εισαγωγή

Έχοντας λοιπόν αναπτύξει όλα τα στάδια της διάταξης και τη σημασία τους δε μένει παρά να ελέγξουμε στην πράξη την απόδοσή τους. Παρακάτω ακολουθούν οι φωτογραφίες της διάταξης του πειράματος.

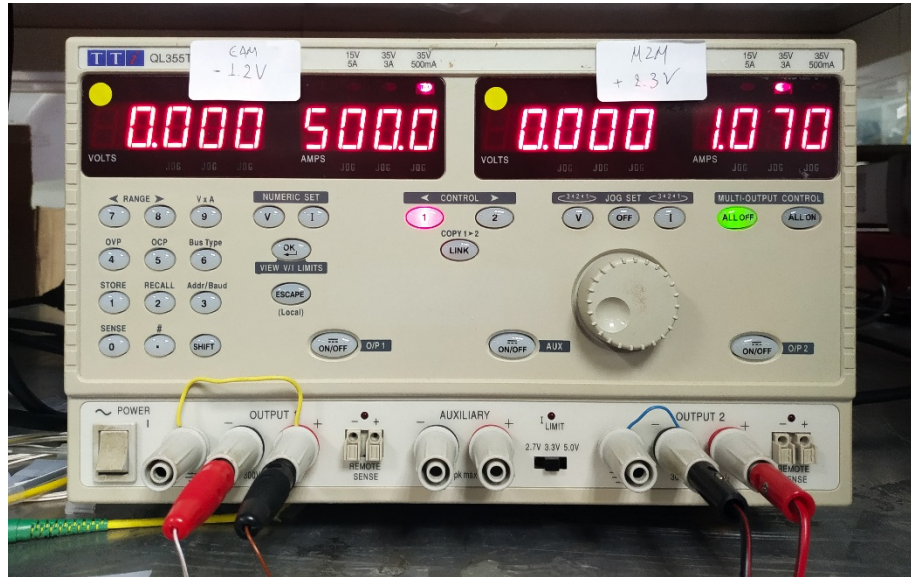
Στην αρχή ξεκινάμε με το λέιζερ της ζεύξης.



Εικόνα 3.1

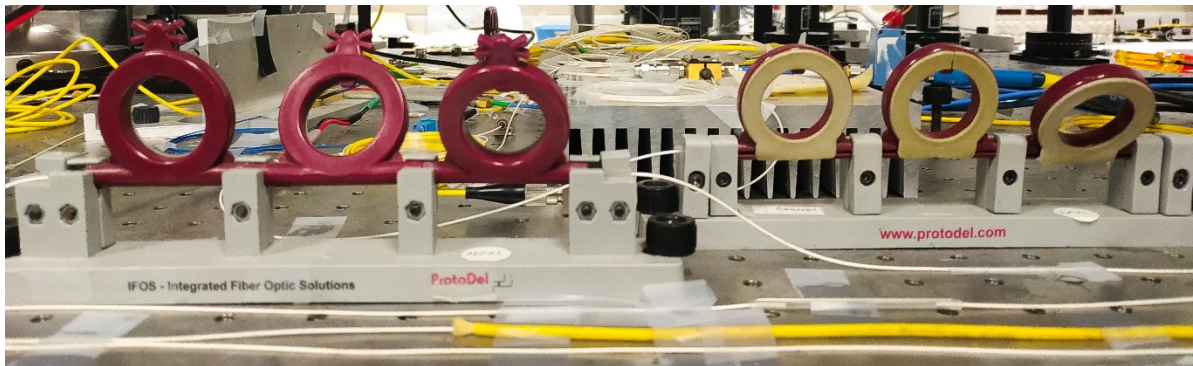
Το παραπάνω λέιζερ που χρησιμοποιήθηκε, ήταν της εταιρείας Yenista OPTICS. Πιο συγκεκριμένα το μοντέλο OSICS FBL, αποτελεί μια ενιαία μονάδα, η οποία καλύπτει όλο το φάσμα των τηλεπικοινωνιών για μήκη κύματος από 1260 nm μέχρι τα 1680 nm. Η έξοδος του Yenista είναι απαλλαγμένη από την τετραγωνική ρίζα του τετραγώνου του μέσου όρου των σφαλμάτων, με ισχύ τουλάχιστον 0 dBm.

Τηρούμε την σειρά που παρουσιάσαμε τα βήμα της διάταξης και στη συνέχεια παρουσιάζουμε τη γεννήτρια που χρησιμοποιήθηκε.



Εικόνα 3.2

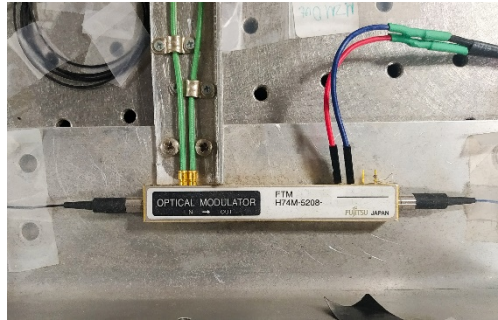
Η γεννήτρια που χρησιμοποιήθηκε ήταν της εταιρείας TTI. Πιο συγκεκριμένα το μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε ήταν το QL355TP, το οποίο παρέχει τρεις εξόδους, οι οποίες αποδίδουν έως 112 Watt η κάθε μια. Κλείνοντας παρέχει πολύ μεγάλη ακρίβεια και πολύ χαμηλά επίπεδα θορύβου. Στη συνέχεια ακολουθεί ο ρυθμιστής πόλωσης. Να σημειώσουμε πως χρησιμοποιούμε έναν για κάθε διαμορφωτή.



Εικόνα 3.3

Οι ρυθμιστές πόλωσης ήταν της εταιρείας Protodel.

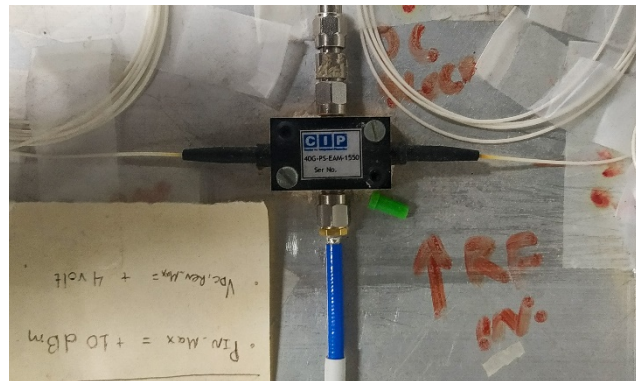
Αμέσως μετά στη διάταξη μας βρίσκεται ο διαμορφωτής. Όπως έχουμε αναφέρει μέχρι τώρα, χρησιμοποιούμε ένα διαμορφωτή Mach-Zehnder και ένα διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης. Παρακάτω βρίσκονται οι διαμορφωτές.



Εικόνα 3.4

Εικόνα 3.4: Διαμορφωτής Mach-Zehnder.

Ο διαμορφωτής Mach-Zehnder που χρησιμοποιήθηκε ήταν της εταιρείας Fujitsu. Το μοντέλο της φωτογραφίας ήταν το H74M-5208, το οποίο λειτουργεί σε ταχύτητες μετάδοσης έως και 40 Gb/s. Ο συγκεκριμένος διαμορφωτής διαθέτει και φωτοδίοδο για τον έλεγχο της τάσης πόλωσης. Το V_{pi} για το συγκεκριμένο διαμορφωτή μετρήθηκε στα 4.6 V. Στη συνέχεια ακολουθεί ο διαμορφωτής ηλεκτρο-απορρόφησης.



Εικόνα 3.5

Εικόνα 3.5: Διαμορφωτής ηλεκτρο-απορρόφησης.

Ο διαμορφωτής ηλεκτρο-απορρόφησης ήταν της εταιρείας CIP, το μοντέλο 40G-PS-EAM-1550. Ο συγκεκριμένος διαμορφωτής είναι υψηλής ταχύτητας, ικανός να παράγει παράθυρα δειγματοληψίας μικρότερα από 5 ns, με ρυθμό επανάληψης μέχρι τα 40 GHz. Οι εφαρμογές περιλαμβάνουν παραγωγή οπτικών παλμών (ταχύτητες έως 40GHz), οπτική αποπολυπλεξία από τα 160Gb / s έως τα 40Gb / s, υψηλή ταχύτητα οπτική δειγματοληψίας και υψηλή ταχύτητα μετατροπής ηλεκτρικού σε οπτικού σήματος. Η συσκευή διαθέτει υψηλό συντελεστή διαμόρφωσης και χαμηλή τάση οδήγησης.

Προχωρώντας την ανάλυσή μας, θα συναντήσουμε τη γεννήτρια ηλεκτρικών σημάτων. Παρακάτω βρίσκεται η γεννήτρια που χρησιμοποιήσαμε.



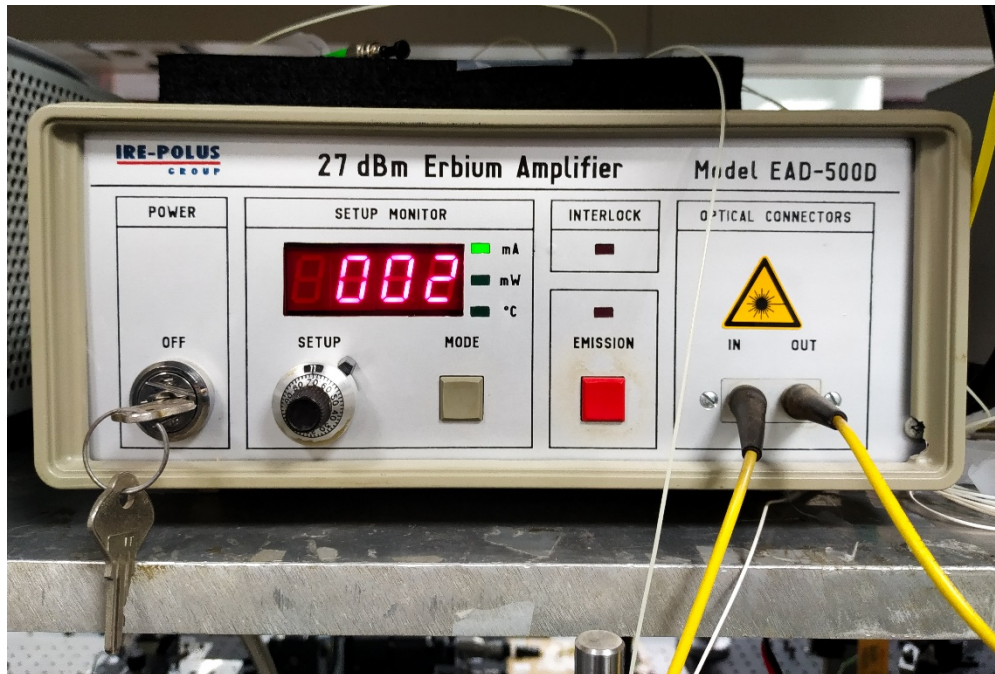
Εικόνα 3.6

Η γεννήτρια που χρησιμοποιήσαμε ήταν το μοντέλο M8195A της εταιρείας Keysight. Η συγκεκριμένη γεννήτρια μπορεί να παρέχει κυματομορφές έως και 65 GSa/s και εύρος ζώνης 25 GHz. Στη συνέχεια ακολουθεί ο πολυπλέκτης, ο οποίος είναι ένα φίλτρο AWG.



Εικόνα 3.7

Στην Εικόνα 3.7 παρουσιάζουμε τον πολυπλέκτη που χρησιμοποιήσαμε, ο οποίος ήταν της εταιρείας Fiber Logix. Ο παραπάνω πολυπλέκτης είναι 4-1, δηλαδή έχει τέσσερις εισόδους και μία έξοδο. Στη συνέχεια ακολουθεί ο ενισχυτής που χρησιμοποιήσαμε.



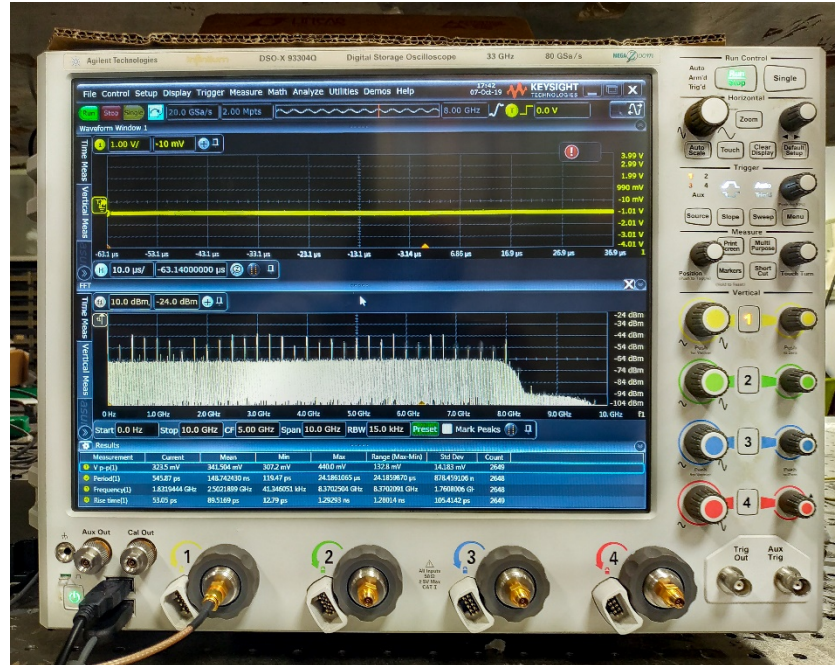
Εικόνα 3.8

Στην Εικόνα 3.8 παρουσιάζουμε τον ενισχυτή που χρησιμοποιήσαμε, ο οποίος ήταν εταιρείας IPG Photonics Corp και πιο συγκεκριμένα αποτελεί το μοντέλο EAD-500D. Πιο συγκεκριμένα, ο παραπάνω είναι ενισχυτής ίνας ερβίου, ο οποίος παρέχει χαμηλό θόρυβο, μεγάλο εύρος ζώνης, αναισθησία στην πόλωση και μεγάλο εύρος ζώνης. Στη συνέχεια ακολουθεί ο αποπολυπλέκτης, ο οποίος είναι ένα φίλτρο AWG.



Εικόνα 3.9

Στην Εικόνα 3.9 παρουσιάζουμε τον αποπολυπλέκτη που χρησιμοποιήσαμε, ο οποίος ήταν της εταιρείας Fiber Logix. Ο παραπάνω αποπολυπλέκτης είναι 1-4, δηλαδή έχει μία είσοδο και τέσσερις εξόδους. Τέλος ακολουθεί ο παλμογράφος που χρησιμοποιήσαμε.



Εικόνα 3.10

Στην Εικόνα 3.10 παρουσιάζουμε τον παλμογράφο που χρησιμοποιήσαμε, ο οποίος ήταν το μοντέλο DSO-X-93304Q της εταιρείας Keysight. Πιο συγκεκριμένα ο παραπάνω παλμογράφος αποτελείται από τέσσερα κανάλια και έχει εύρος ζώνης 33 GHz. Τα δύο κανάλια χαρακτηρίζονται από 160 GSa/s, ενώ τα άλλα δύο από 80 GSa/s. Κλείνοντας να αναφέρουμε πως το επίπεδο θορύβου (noise floor) είναι το χαμηλότερο δυνατό.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

Πειραματική αξιολόγηση για διαμορφωτές Mach - Zehnder

Εισαγωγή

Έχοντας ολοκληρώσει όλο το απαραίτητο θεωρητικό υπόβαθρο στο πρώτο κεφάλαιο και έχοντας κατανοήσει τη θεωρία πίσω από το πως θα εφαρμόσουμε το σήμα στους διαμορφωτές, καλούμαστε πλέον να δούμε στην πράξη πως εφαρμόζονται όσα έχουμε περιγράψει μέχρι τώρα. Στο παρόν κεφάλαιο θα εξετάσουμε τους διαμορφωτές Mach - Zehnder.

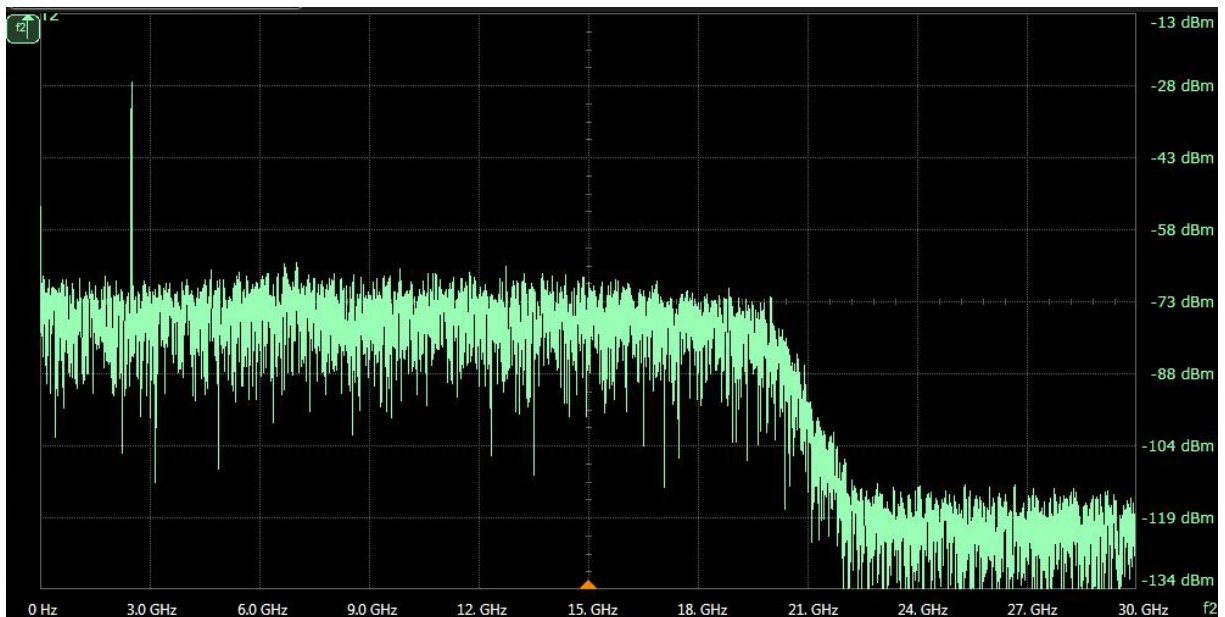
Αρχικά θα εφαρμόσουμε ημιτονικά σήματα και στους δύο διαμορφωτές (§ 4.2.1 για διαμορφωτές MZ), στα οποία θα μεταβάλλουμε το πλάτος και το σημείο πόλωσης. Μέσα από αυτή τη διαδικασία θα δείξουμε πότε δημιουργούνται μη γραμμικοί όροι, οι οποίοι όπως έχουμε αναφέρει προκαλούν αλλοιώσεις στο σήμα. Στη συνέχεια θα επαναλάβουμε την ίδια διαδικασία για PAM-2 σήματα (§ 4.2.2 για διαμορφωτές MZ) και για PAM-4 σήματα (§ 4.2.3 για διαμορφωτές MZ)

Σκοπός αυτού του κεφαλαίου είναι να δώσει μια πλήρη εικόνα για τους διαμορφωτές που μελετάμε αλλά και μια γενικότερη εικόνα για το πως ανταποκρίνονται τα συγκεκριμένα ήδη σημάτων στην πράξη.

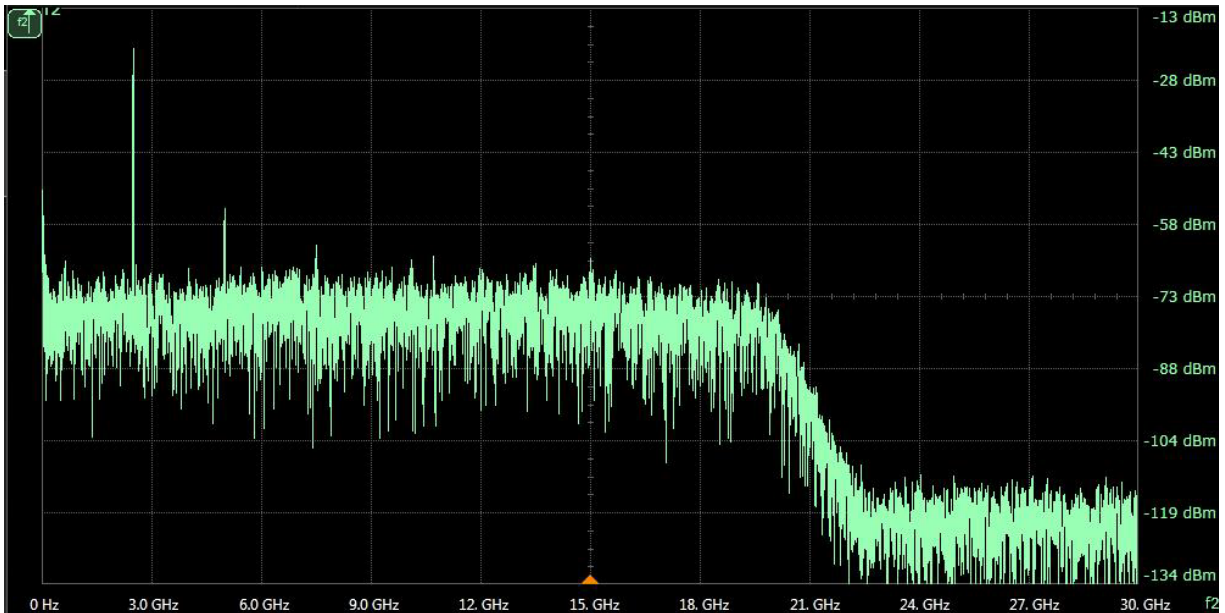
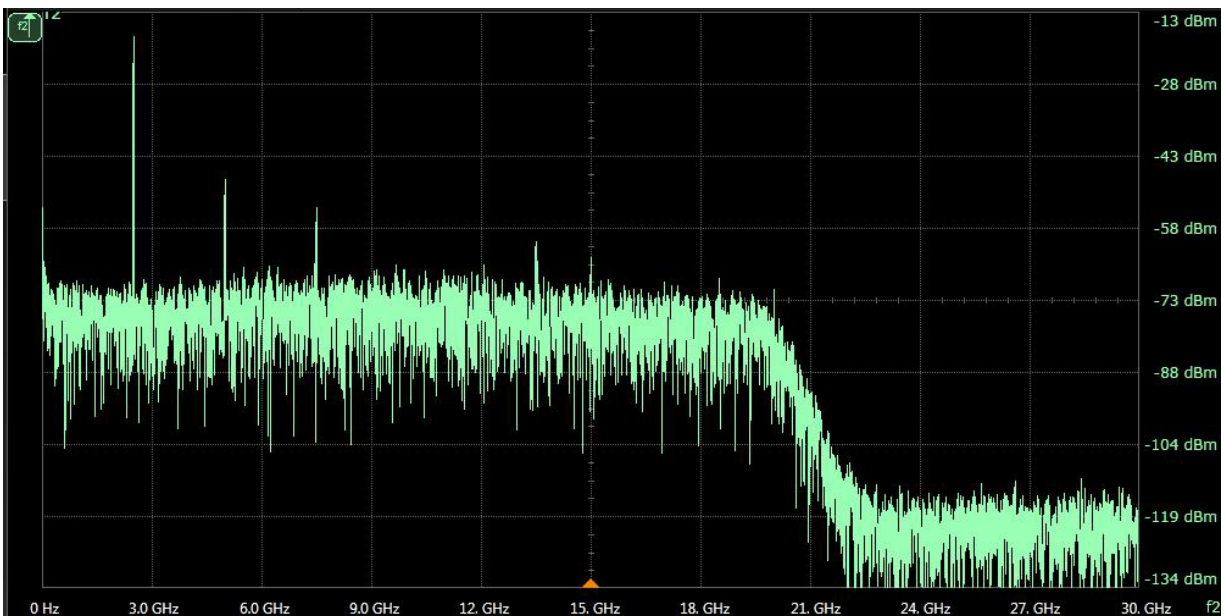
4.1 Εφαρμογή ημιτονικών σημάτων για διαμορφωτές Mach - Zehnder

Όπως γνωρίζουμε από τη θεωρία των διαμορφωτών Mach – Zehnder, οι συγκεκριμένοι διαμορφωτές παρουσιάζουν ανεξαρτησία από το μήκος κύματος του λέιζερ, οπότε αποδεσμευόμαστε από την εξάρτηση αυτής της παραμέτρου. Ένα ακόμα χαρακτηριστικό των διαμορφωτών MZ, είναι η μορφή της συνάρτησης μεταφοράς, η οποία ακολουθεί ημιτονική μορφή, κάτι που είναι ιδιαίτερος σημαντικό για την ανάλυσή μας.

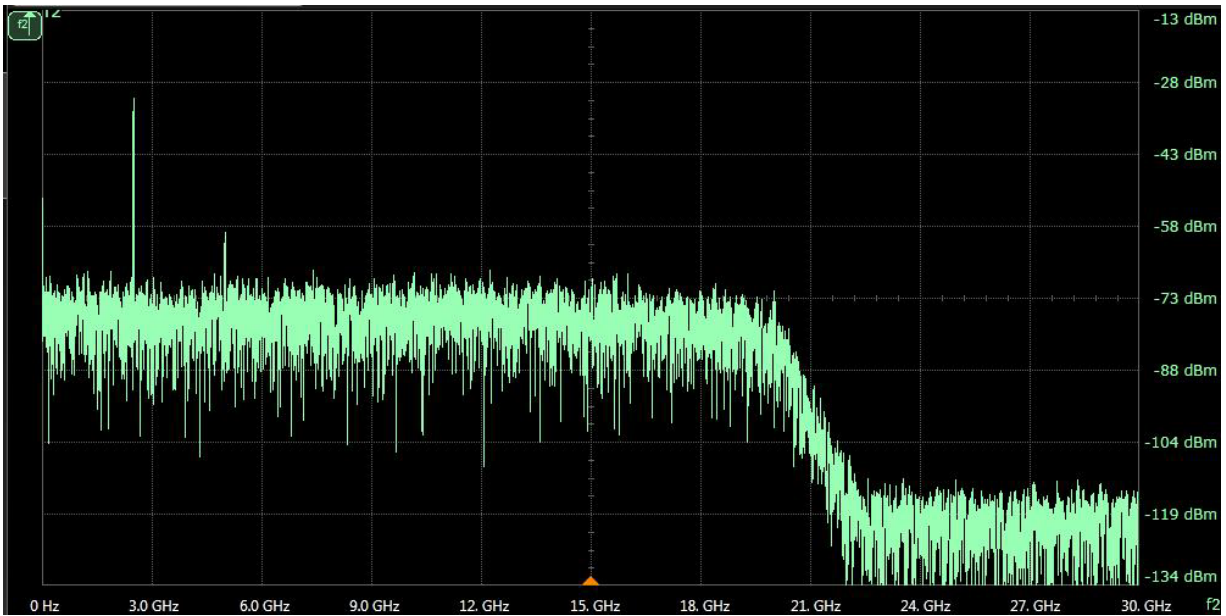
Εξ' αιτίας της περιοδικότητας της συνάρτησης μεταφοράς, μπορούμε να αναδείξουμε δύο περιπτώσεις στα σημεία πόλωσης. Σε πρώτη φάση θα πολώνουμε το σήμα μας στα 2.3 V (μέσον γραμμικής περιοχής με $V_{pi} = 4.6$) και θα μεταβάλλουμε το πλάτος του σήματος. Να αναφέρουμε πως ξεκινάμε από ημιτονικό σήμα πλάτους 250 mV και φτάνουμε μέχρι τα 850 mV. Στη συνέχεια, λαμβάνουμε στιγμιότυπα από το πεδίο των συχνοτήτων. Τέλος να αναφέρουμε πως διατηρούσαμε σταθερή τη συχνότητα (2.5 GHz) σε όλες τις μετρήσεις που κάναμε. Παρακάτω βρίσκονται τα στιγμιότυπα που λάβαμε.



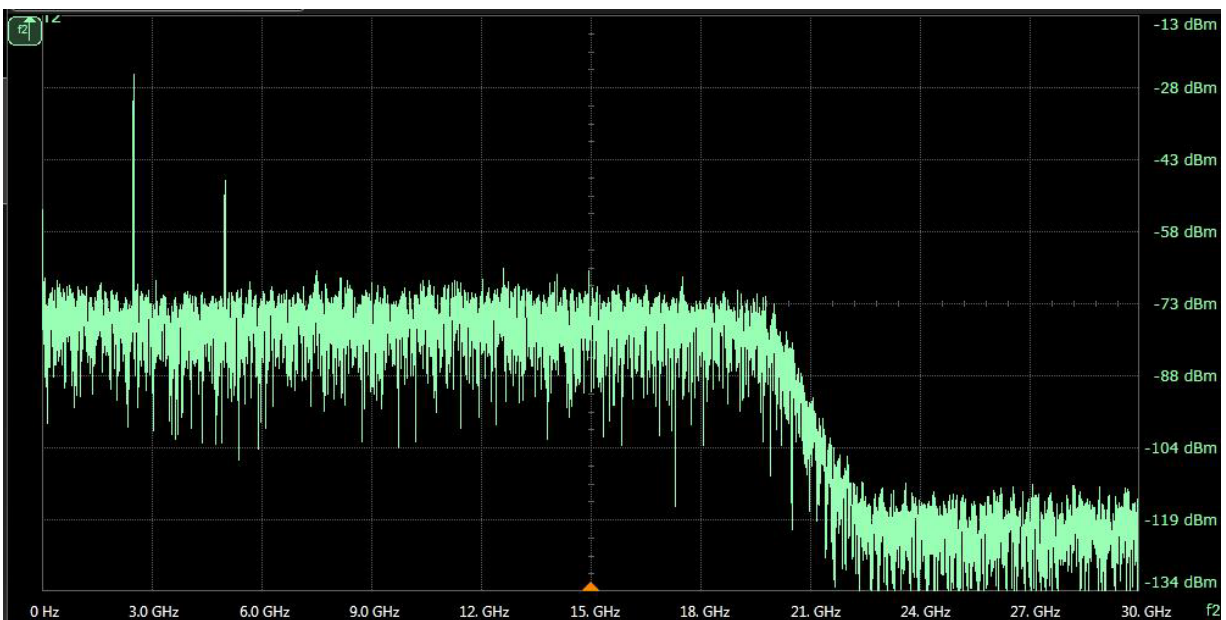
Εικόνα 4.1 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = 2.3$ V

Εικόνα 4.2 - Πλάτος σήματος 550 mV & $V_{bias} = 2.3$ VΕικόνα 4.3 - Πλάτος σήματος 850 mV & $V_{bias} = 2.3$ V

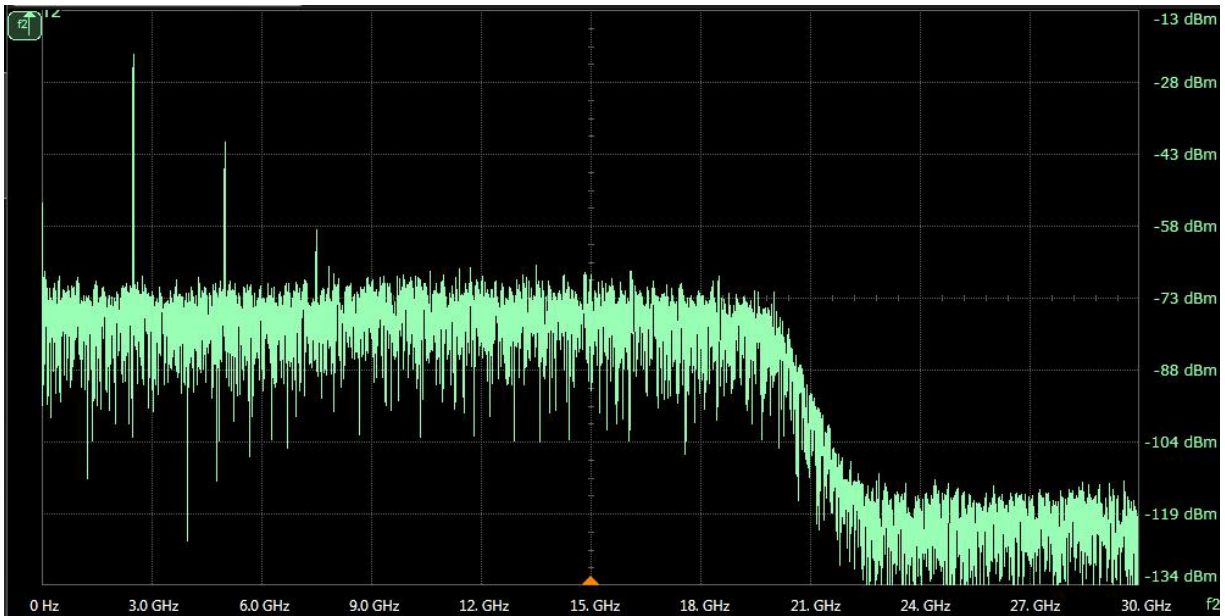
Σε πρώτη φάση παρατηρούμε πως για πλάτος σήματος 250 mV (Εικόνα 4.1), δεν προκύπτουν μη γραμμικοί όροι στην έξοδο και έχουμε πολύ καλή ποιότητα ζεύξης. Εν συνεχεία όσο αυξάνουμε το πλάτος παρατηρούμε πως βγαίνουμε εκτός γραμμικής περιοχής και οι μη γραμμικοί όροι κάνουν την εμφάνισή τους για πλάτος 550 mV (Εικόνα 4.2), με τους μη γραμμικούς όρους να εμφανίζονται στις συχνότητες 5 και 7.5 GHz, όπως δείξαμε στο Κεφάλαιο 1.3. Τέλος για αρκετά μεγάλο πλάτος για τον συγκεκριμένο διαμορφωτή, της τάξεως των 850 mV (Εικόνα 4.3), τα μη γραμμικά φαινόμενα γίνονται ιδιαίτερος αισθητά και υποβαθμίζουν την ζεύξη. Στη συνέχεια μεταβάλλουμε το σημείο πόλωσης στα 3.45 V, μια επιλογή που δεν έγινε τυχαία διότι βρίσκεται στο μέσο μεταξύ της γραμμικής περιοχής ($V_{pi}/2$) και του V_{pi} . Λόγω συμμετρίας το σημείο αυτό μπορεί να παρθεί εκατέρωθεν του μέσου της γραμμικής περιοχής. Παρακάτω ακολουθούν τα αποτελέσματα του πειράματος για ημιτονικά σήματα πλατών από 250 mV έως 850 mV.



Εικόνα 4.4 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = 3.45$ V



Εικόνα 4.5 – Πλάτος σήματος 550 mV & $V_{bias} = 3.45$ V



Εικόνα 4.6 – Πλάτος σήματος 850 mV & $V_{bias} = 3.45 V$

Όπως παρατηρούμε από τις Εικόνες 4.4 – 4.6, ακόμα και για μικρά σήματα οι μη γραμμικοί όροι είναι παρόντες. Εύκολα λοιπόν παρατηρούμε την ύπαρξη των μη γραμμικών όρων, οι οποίοι δυσχεραίνουν τη ζεύξη μας. Αυτό που πρέπει να επαληθεύσουμε με τη θεωρία είναι, αν η θυσία της γραμμικής περιοχής επιδρά θετικά στη μείωση του θορύβου. Παρακάτω βρίσκονται οι σηματοθορυβικοί λόγοι των σημάτων του πειράματος.

Πλάτος σήματος (mV)	SNR (dB)	
	$V_{bias} = 2.3 V$	$V_{bias} = 3.45 V$
250	-15.6369	-15.6047
550	-17.6831	-17.4588
850	-16.4467	-14.3547

Πίνακας 4.1

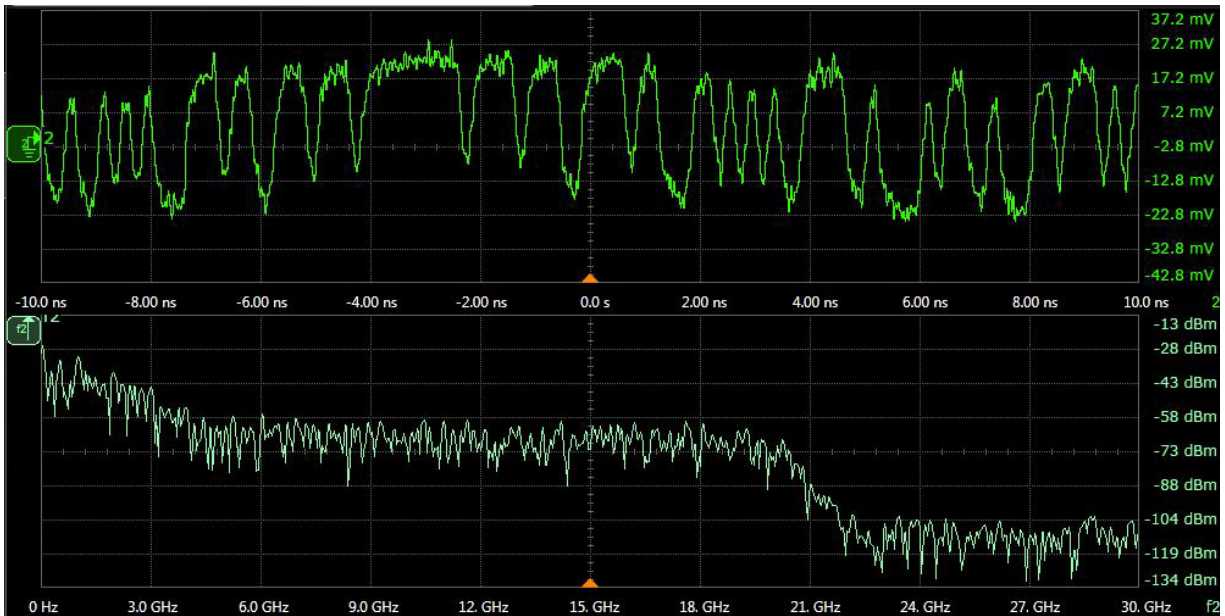
Βάσει του Πίνακα 4.1, παρατηρούμε μικρή μείωση θορύβου για πλάτη 250 και 550 mV, όμως στην τελευταία περίπτωση η μείωση του θορύβου είναι περισσότερη αισθητή.

4.2 Εφαρμογή PAM-2 σημάτων για διαμορφωτές Mach - Zehnder

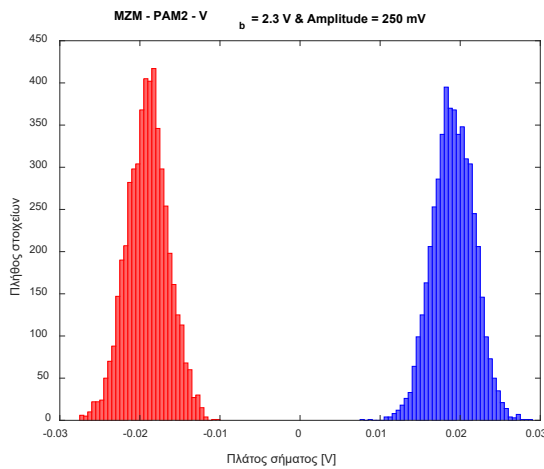
Στο παρόν κεφάλαιο εφαρμόζουμε σήματα PAM-2 στον διαμορφωτή Mach - Zehnder. Τα σημεία πόλωσης θα είναι 2.3 και 3.45 V, στα οποία τα σήματα θα έχουν πλάτη από 250 mV μέχρι και 850 mV. Τέλος να αναφέρουμε πως διατηρούσαμε σταθερό τον ρυθμό συμβόλων (5 GBaud) σε όλες τις μετρήσεις που κάναμε.

Για το συγκεκριμένο είδος σήματος θα πάμε την ανάλυση ένα βήμα παρακάτω απ' ότι όταν είχαμε να κάνουμε με ημιτονικά σήματα. Πιο συγκεκριμένα θα εξετάσουμε αν υπάρχει κάποιο σφάλμα στην μετάδοση, υπολογίζοντας το BER και στη συνέχεια θα απεικονίσουμε το διάγραμμα οφθαλμού ούτως ώστε να ελέγξουμε την ποιότητα του σήματος. Παρακάτω βρίσκονται τα στιγμιότυπα που λάβαμε.

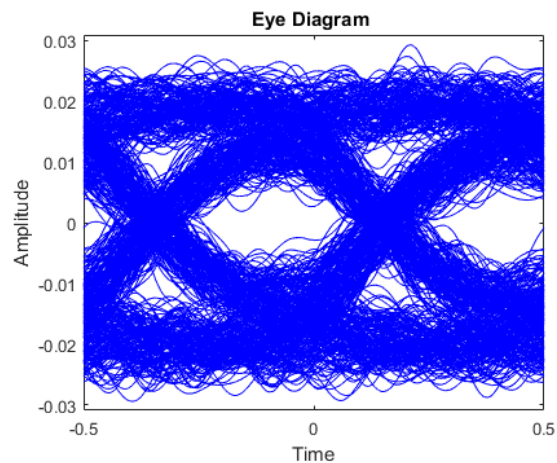
Σε πρώτη φάση θα πολώσουμε το σήμα μας στα 2.3 V και θα μεταβάλλουμε το πλάτος του. Να αναφέρουμε πως ξεκινάμε με πλάτος σήματος στα 250 mV και φτάνουμε μέχρι τα 850 mV και λαμβάνουμε στιγμιότυπα από το πεδίο των συχνοτήτων και από το πεδίου του χρόνου. Παρακάτω βρίσκονται τα στιγμιότυπα που λάβαμε.



Εικόνα 4.7 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = 2.3$ V

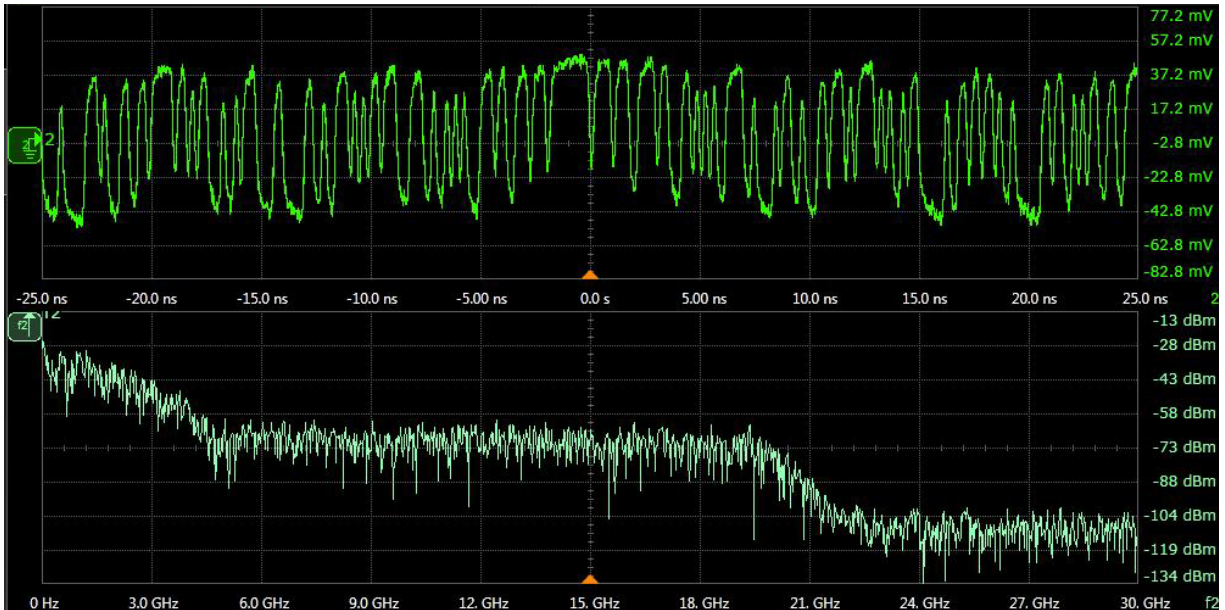


Γράφημα 4.1

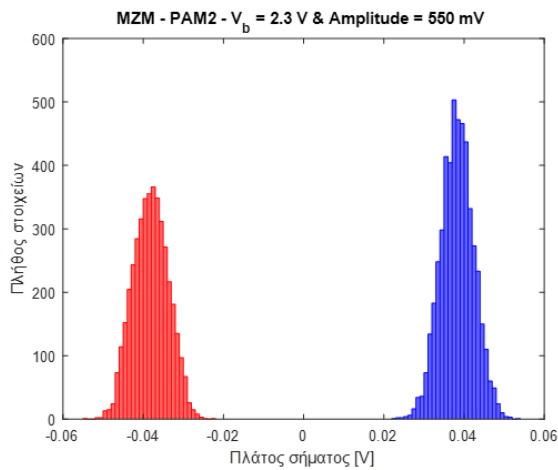


Γράφημα 4.2

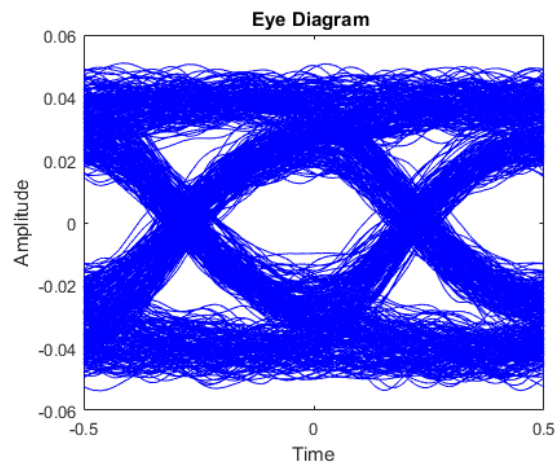
Αρχικά να τονίσουμε πως βρισκόμαστε εντός της γραμμικής περιοχής, κάτι που μας κάνει να συμπεραίνουμε πως δεν θα υπάρξουν αλλοιώσεις στο σήμα μας. Παρατηρούμε πως οι κατανομές είναι αρκετά ισορροπημένες μεταξύ τους και πως δεν υπάρχουν επικαλύψεις. Εν συνεχεία δεν βρέθηκαν λάθη στην έξοδο κάτι που είναι ιδιαίτερος σημαντικό και για το συγκεκριμένο πλάτος σήματος, παρατηρούμε αρκετά καλά επίπεδα θορύβου από το διάγραμμα οφθαλμού (Γράφημα 4.2). Στη συνέχεια αυξάνουμε το πλάτος του σήματος στα 550 mV και αποτυπώνουμε τα αποτελέσματα στην επόμενη σελίδα.



Εικόνα 4.8 - Πλάτος σήματος 550 mV & $V_{bias} = 2.3$ V

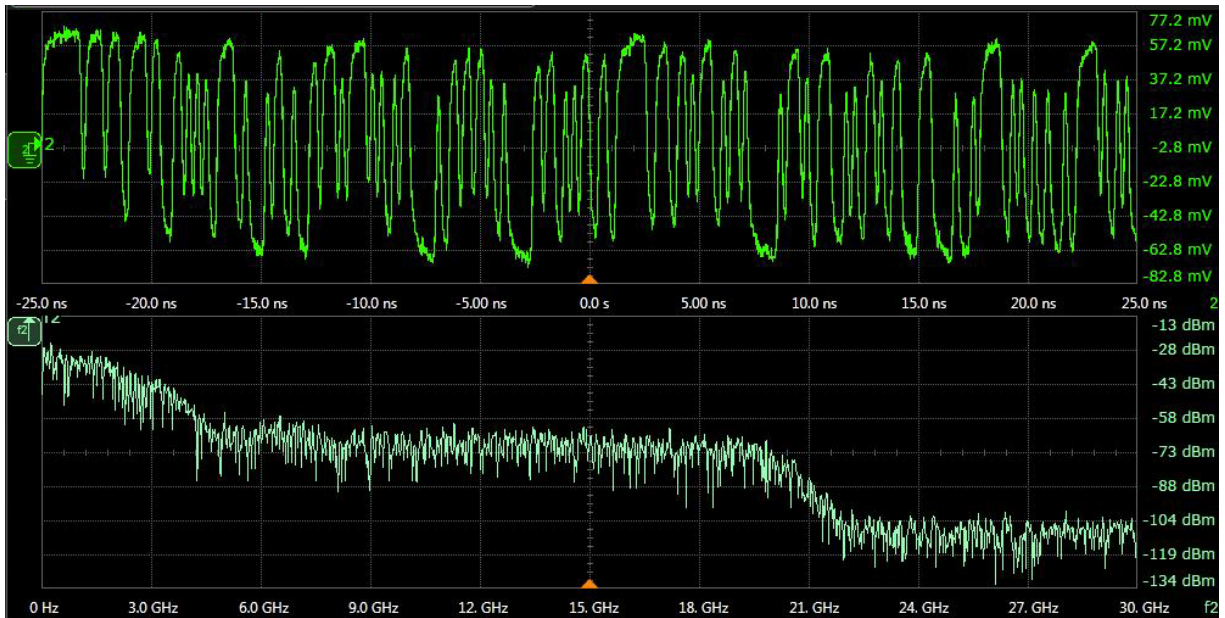


Γράφημα 4.3

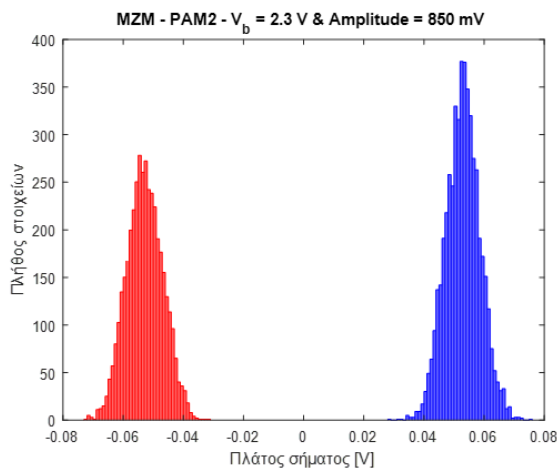


Γράφημα 4.4

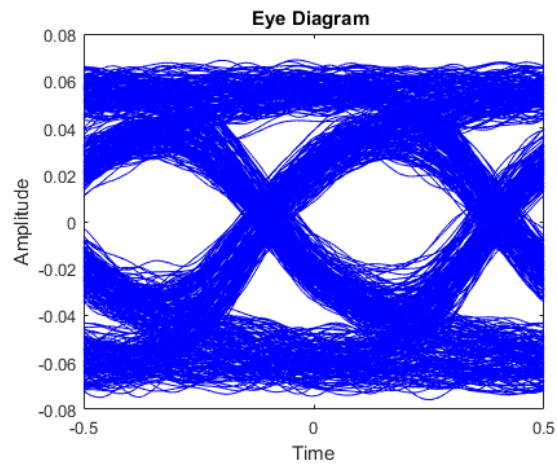
Για τη δεδομένη περίπτωση, παρατηρούμε επίσης πολύ καλή απόδοση στη ζεύξη μας. Αξίζει να αναφέρουμε πως και σε αυτή την περίπτωση δεν βρίσκονται λάθη στην έξοδο, κάτι που παρατηρείται και από το διάγραμμα οφθαλμού. Σε αυτό το σημείο να αναφέρουμε πως ο σηματοθορυβικό λόγος βελτιώθηκε σε σχέση με την προηγούμενη περίπτωση. Πιο συγκεκριμένα σε αυτή την υπόθεση, ο σηματοθορυβικός λόγος βρέθηκε στα -17.8156 dB, έναντι της προηγούμενης που ήταν στα -18.3569 dB. Στη συνέχεια αυξάνουμε το πλάτος του σήματος στα 850 mV και λαμβάνουμε τα αποτελέσματα στην επόμενη σελίδα.



Εικόνα 4.9 – Πλάτος σήματος 850 mV & $V_{bias} = 2.3$ V

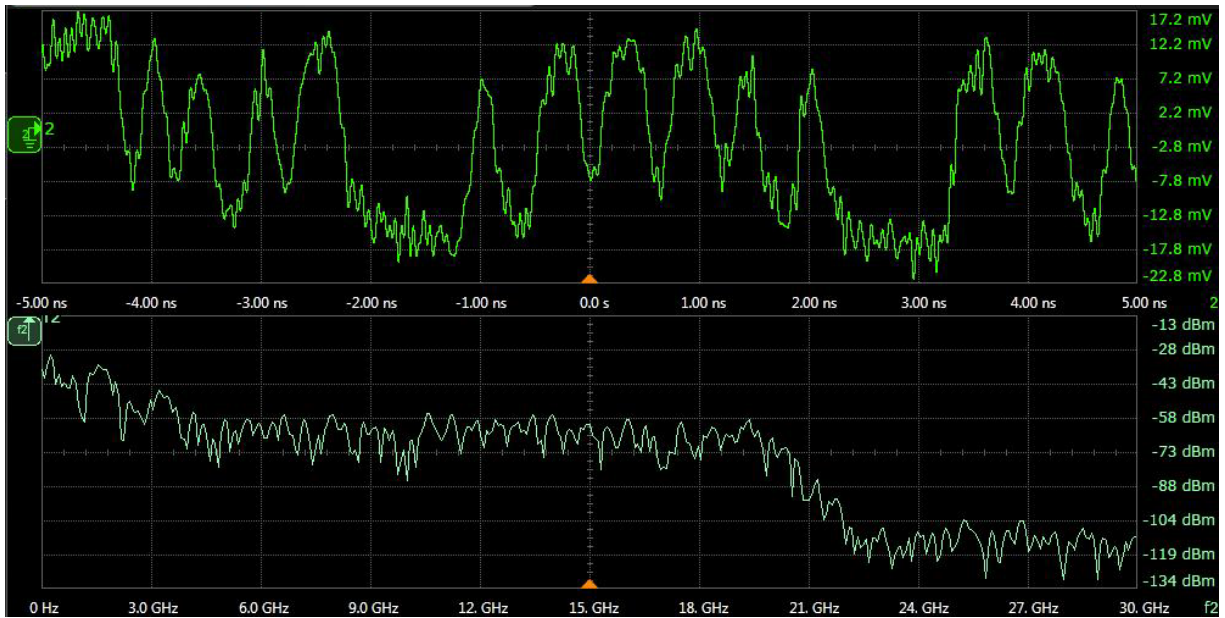
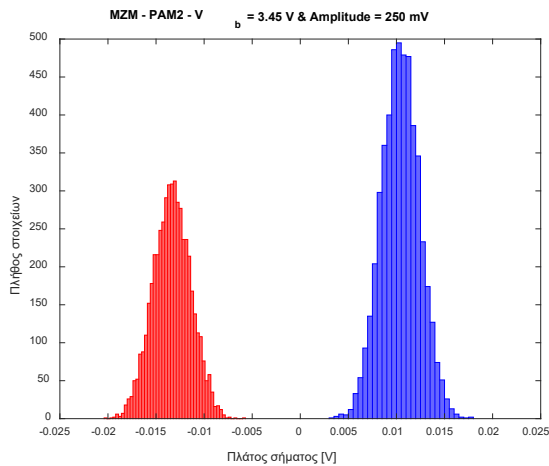


Γράφημα 4.5

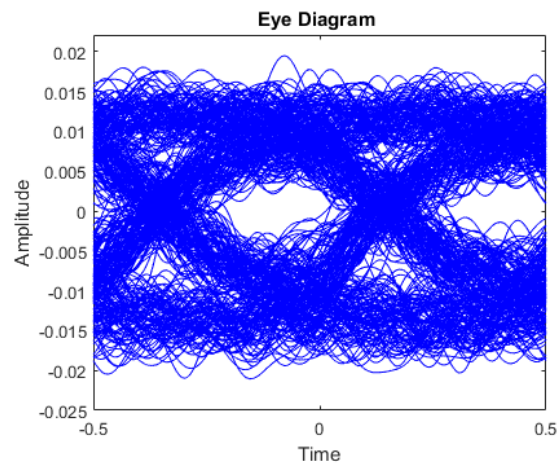


Γράφημα 4.6

Για τη συγκεκριμένη υπόθεση παρατηρούμε πως η ζεύξη μας να παρουσιάζει την καλύτερη απόδοση από τις προηγούμενες περιπτώσεις. Όπως εύκολα παρατηρούμε από το διάγραμμα συχνοτήτων (Γράφημα 4.5) δεν υπάρχουν επικαλύψεις με αποτέλεσμα το σήμα στην έξοδο να μην εμφανίζει λάθη. Αυτό το συμπέρασμα προκύπτει και από το διάγραμμα οφθαλμού (Γράφημα 4.6), στο οποίο το υψηλό και χαμηλό δυναμικό είναι πλήρως διαχωρισμένα. Συνεχίζοντας την ανάλυση δε μένει παρά να αλλάξουμε το σημείο πόλωσης και να εκτελέσουμε την ίδια διαδικασία για να αποκτήσουμε μια πιο σφαιρική εικόνα για τον συγκεκριμένο διαμορφωτή. Στη συνέχεια της ανάλυσης μετατοπίζουμε το σημείο πόλωσης στα 3.45 V και παραθέτουμε τα αποτελέσματα για σήμα πλάτους 250 mV στην επόμενη σελίδα.

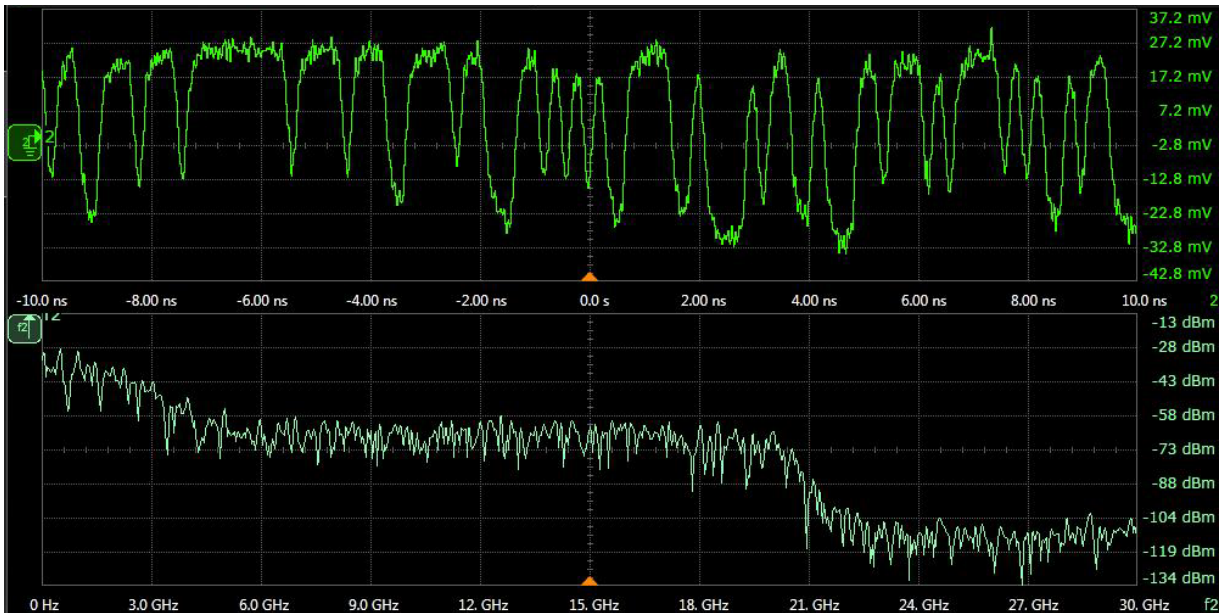
Εικόνα 4.10 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = 3.45$ V

Γράφημα 4.7

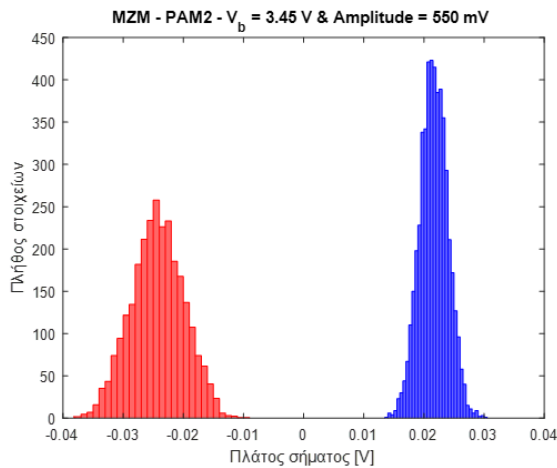


Γράφημα 4.8

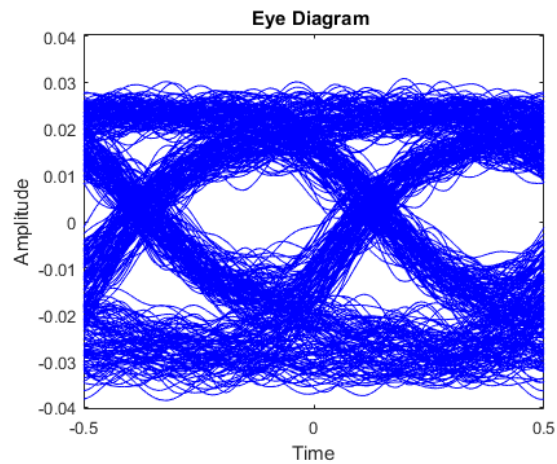
Στη μέχρι τώρα ανάλυση για τον διαμορφωτή Mach - Zehnder, η παραπάνω ανάλυση εμφανίζει την χειρότερη απόδοση. Παρόλο που δεν έχουν βρεθεί λάθη στην έξοδο, παρατηρούμε πως για σήμα ελαφρώς μικρότερου πλάτους τα αποτελέσματα θα ήταν εντελώς διαφορετικά, διότι οι κατανομές τείνουν συμπέσουν. Ο λόγος που συμβαίνει αυτό έχει να κάνει με την κλίση της συνάρτησης μεταφοράς. Πιο συγκεκριμένα, στο σημείο που επιλέξαμε να πολώσουμε το σήμα μας, η κλίση δεν είναι η μέγιστη με αποτέλεσμα να μειώνεται το κέρδος της ζεύξης. Στη συνέχεια αυξάνουμε το πλάτος του σήματος στα 550 mV και παραθέτουμε τα αποτελέσματα στην επόμενη σελίδα.



Εικόνα 4.11 – Πλάτος σήματος 550 mV & $V_{bias} = 3.45$ V

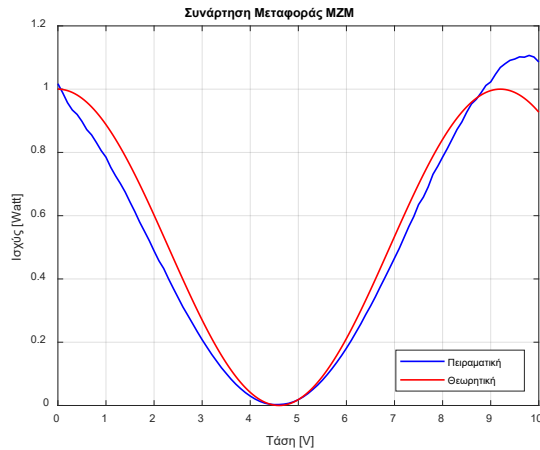


Γράφημα 4.9

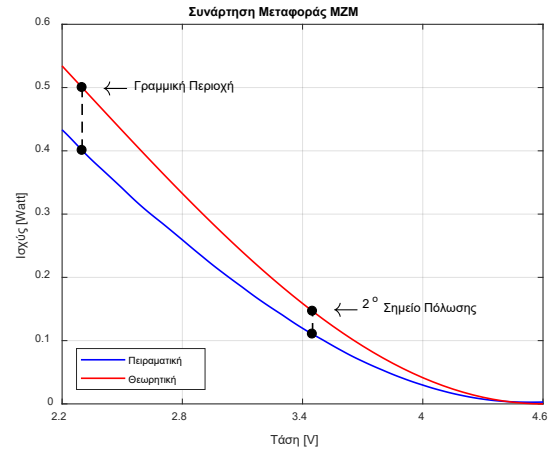


Γράφημα 4.10

Η συγκεκριμένη υπόθεση έχει πολλά και ενδιαφέροντα σημεία που πρέπει να σταθούμε. Όπως παρατηρούμε από τα Γραφήματα 4.9 & 4.10, τα επίπεδα θορύβου δεν είναι ίδια για το υψηλό και χαμηλό δυναμικό και η αιτία βρίσκεται ακόμα μία φορά στη συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή. Γι' αυτό το λόγο καλό θα ήταν να απεικονίζαμε τη συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή πειραματικά και όχι θεωρητικά. Στην επόμενη σελίδα βρίσκεται η μετρώμενη συνάρτηση μεταφοράς τους διαμορφωτή.

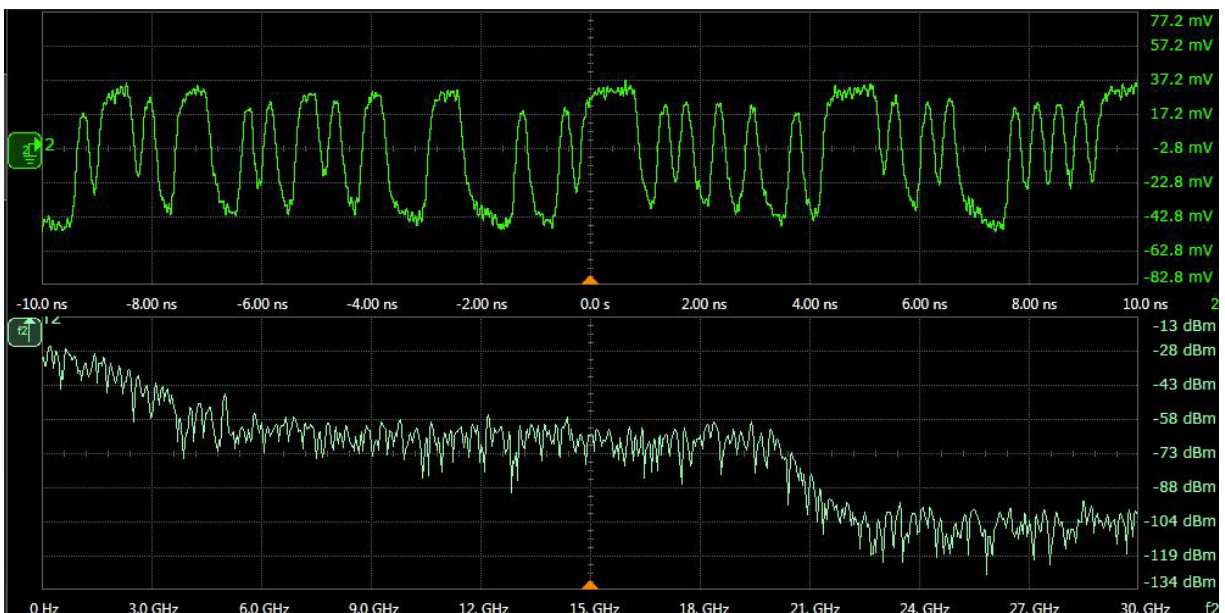


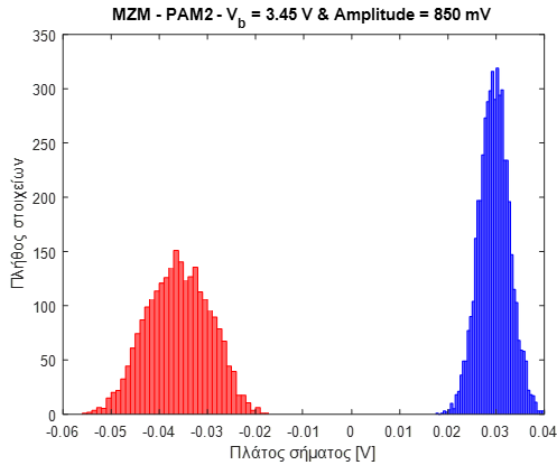
Γράφημα 4.11



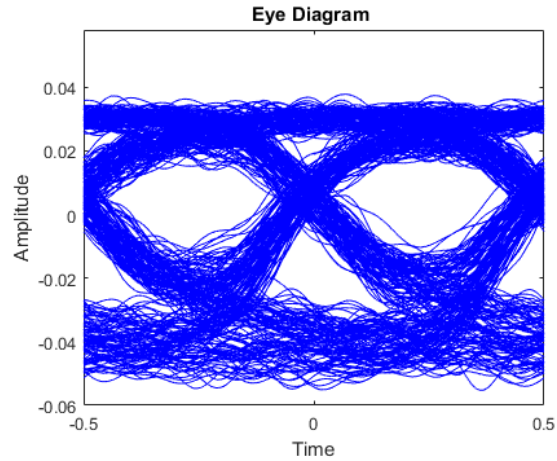
Γράφημα 4.12

Εκ' πρώτης όψεως από τα Γραφήματα 4.11 & 4.12, είναι εμφανής η διαφορά μεταξύ της θεωρητικής συνάρτησης μεταφοράς του διαμορφωτή με το πως είναι στην πράξη. Έχοντας πολώσει το σήμα μας στο δεύτερο σημείο πόλωσης (Γράφημα 4.12), παρατηρούμε πως η κλίση της συνάρτησης μεταφοράς διαφέρει σημαντικά εκατέρωθεν του σημείου. Δεδομένου του ότι το σήμα μας διαδίδεται προς τα δεξιά, το χαμηλό δυναμικό θα 'βρεθεί' κοντά στο V_{pi} , όπου η κλίση είναι αισθητά μικρότερη, με αποτέλεσμα να παρουσιαστεί το χαμηλό δυναμικό στα Γράφημα 4.9 & 4.10 με περισσότερο θόρυβο έναντι του υψηλού δυναμικού. Κλείνοντας παρατηρούμε πως και σε αυτή την περίπτωση δεν βρέθηκαν λάθη. Στη συνέχεια αυξάνουμε το πλάτος του σήματος στα 850 mV και παραθέτουμε τα αποτελέσματα παρακάτω.

Εικόνα 4.12 - Πλάτος σήματος 850 mV & $V_{bias} = 3.45 V$

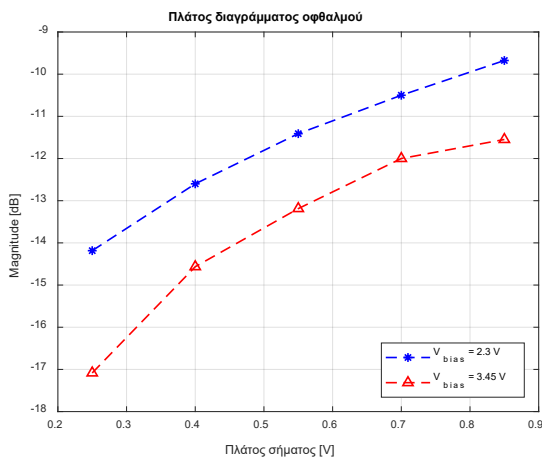


Γράφημα 4.13

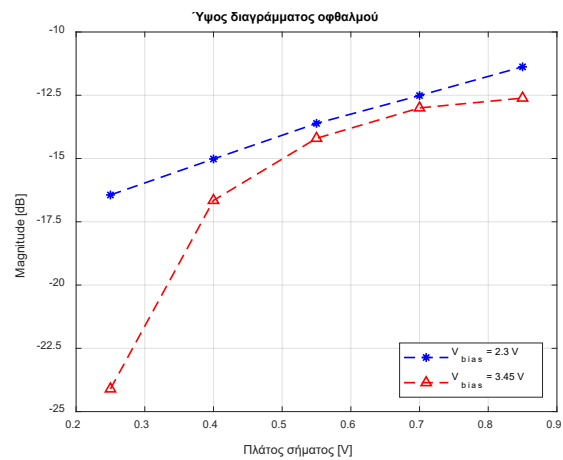


Γράφημα 4.14

Στη συγκεκριμένη υπόθεση το θέμα που θίξαμε προηγουμένως είναι ιδιαίτερος αισθητό. Το χαμηλό δυναμικό πολλαπλασιάζεται με μέρος της συνάρτησης που βρίσκεται πολύ κοντά στο V_{pi} και γι' αυτό το λόγο προκύπτει το παραπάνω αποτέλεσμα. Κλείνοντας να αναφέρουμε πως και σε αυτή την περίπτωση δεν παρατηρούνται λάθη. Κλείνοντας θα απεικονίσουμε τα διαγράμματα που συγκρίνουν τις τιμές που λαμβάνουμε από το διάγραμμα οφθαλμού σε σύγκριση με τη μεταβολή του πλάτους και του σημείου πόλωσης.



Γράφημα 4.15



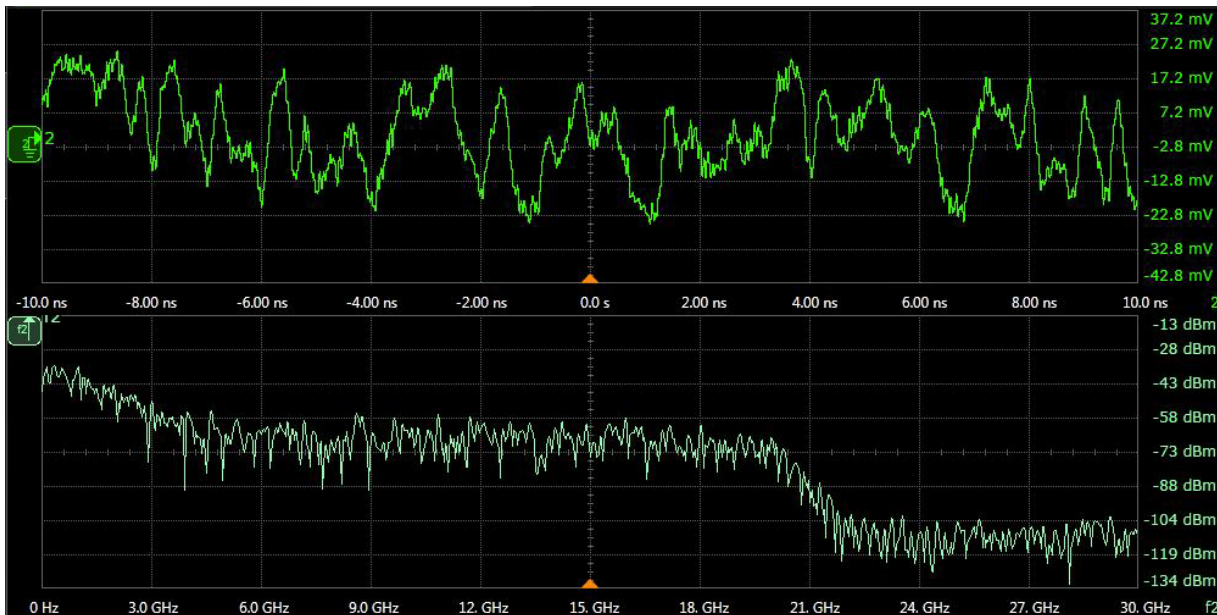
Γράφημα 4.16

Όπως εύκολα παρατηρούμε και από τα Γραφήματα 4.15 & 4.16, όσο αυξάνουμε το πλάτος αυξάνεται τόσο το άνοιγμα όσο και το πλάτος του διαγράμματος οφθαλμού. Από τα παραπάνω παρατηρείται η γραμμική εξάρτηση που έχει το πλάτος του σήματος στην έξοδο με το σήμα στην είσοδο, όταν πολώνουμε το σήμα μας στα 2.3 V ($V_{bias} = V_{pi}/2$). Κλείνοντας παρατηρούμε πως όσο αυξάνουμε το πλάτος του σήματος αυξάνονται και οι δύο παράμετροι του διαγράμματος οφθαλμού, με την περίπτωση του μέσου της γραμμικής περιοχής να εμφανίζει την καλύτερη απόδοση.

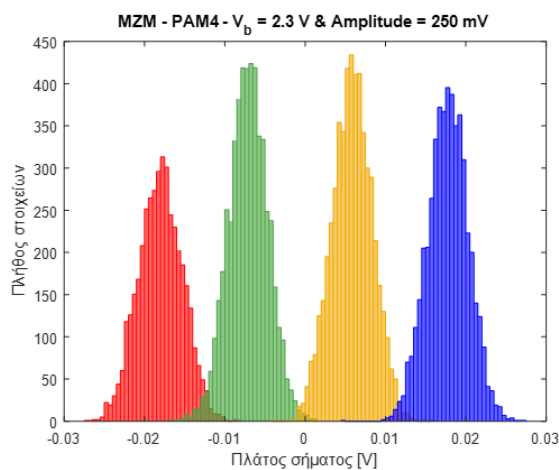
4.3 Εφαρμογή PAM-4 σημάτων για διαμορφωτές Mach - Zehnder

Στο παρόν κεφάλαιο εφαρμόζουμε σήματα PAM-4 στον διαμορφωτή Mach - Zehnder. Τα σημεία πόλωσης θα είναι 2.3 και 3.45 V, στα οποία τα σήματα θα έχουν πλάτη από 250 mV μέχρι και 850 mV. Τέλος να αναφέρουμε πως διατηρούσαμε σταθερό τον ρυθμό συμβόλων (5 GBaud) σε όλες τις μετρήσεις που κάναμε.

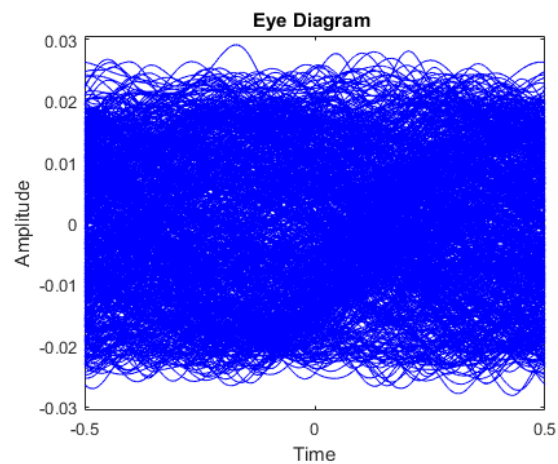
Όπως και στο προηγούμενο κεφάλαιο έτσι και σε αυτό θα δώσουμε έμφαση στα σφάλματα μετάδοσης και θα προσπαθήσουμε να τα υπολογίσουμε. Σε πρώτη φάση θα πολώνουμε το σήμα μας στα 2.3 V και θα μεταβάλλουμε το πλάτος του σήματος από τα 250 mV και μέχρι τα 850 mV και θα λάβουμε τα στιγμιότυπα από το πεδίο των συχνοτήτων και από το πεδίου του χρόνου. Παρακάτω βρίσκονται τα αποτελέσματα για σήματα πλάτους 250 mV.



Εικόνα 4.13 - Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = 2.3$ V



Γράφημα 4.17



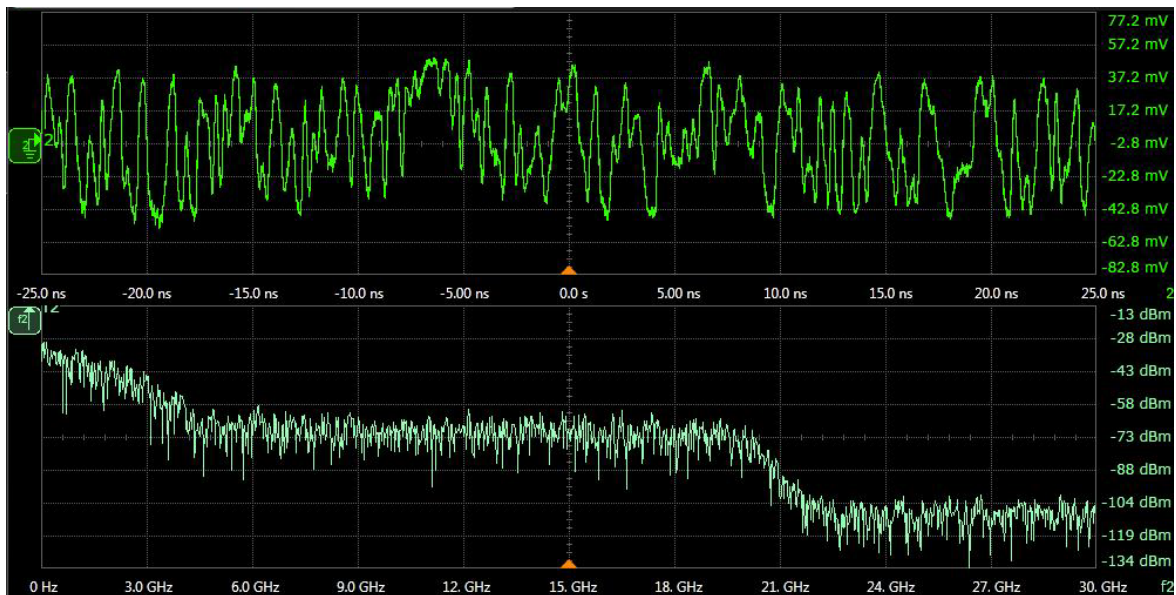
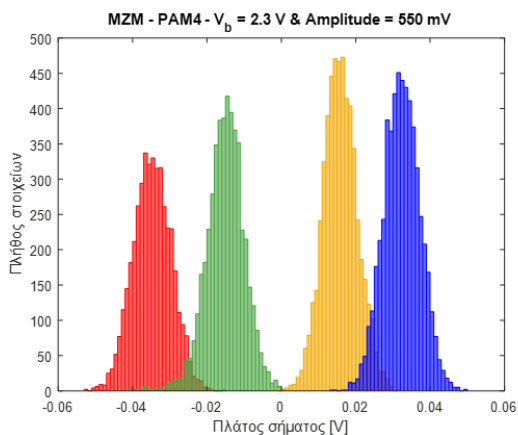
Γράφημα 4.18

Για την παραπάνω υπόθεση παρατηρούμε πως προκύπτουν λάθη στην έξοδο, διότι οι κατανομές έχουν συμπίεση. Το αποτέλεσμα αυτό ερμηνεύει το λόγο που το διάγραμμα οφθαλμού είναι κλειστό στην έξοδο. Παρόλα ταύτα, παρατηρούμε επίσης πως οι κατανομές στο διάγραμμα συχνοτήτων (Γράφημα 4.17) ισαπέχουν μεταξύ τους, κάτι που επαληθεύει την υπόθεση ότι βρισκόμαστε εντός της γραμμικής περιοχής. Να αναφέρουμε επίσης πως το BER βρέθηκε ίσο με 0.022075. Παρακάτω ακολουθούν τα μετρητικά της παραπάνω υπόθεσης.

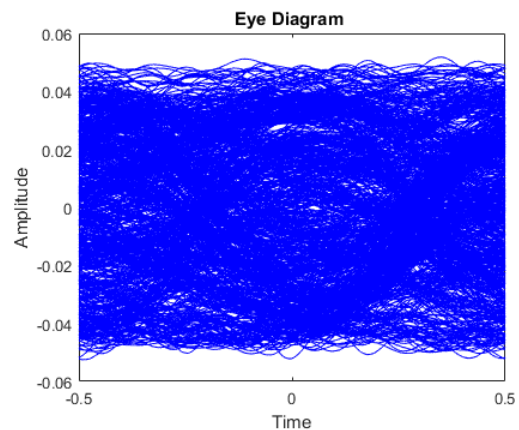
	Πλάτος ματιού (dB)	Q-factor
Επίπεδο 1 (00 – 01)	-20.0225	1.9646
Επίπεδο 2 (01 – 10)	-17.9783	2.5666
Επίπεδο 3 (10 – 11)	-20.0287	1.9838

Πίνακας 4.2

Στη συνέχεια αυξάνουμε το πλάτος στα 550 mV και παραθέτουμε τα αποτελέσματα παρακάτω.

Εικόνα 4.14 – Πλάτος σήματος 550 mV & $V_{bias} = 2.3$ V

Γράφημα 4.19



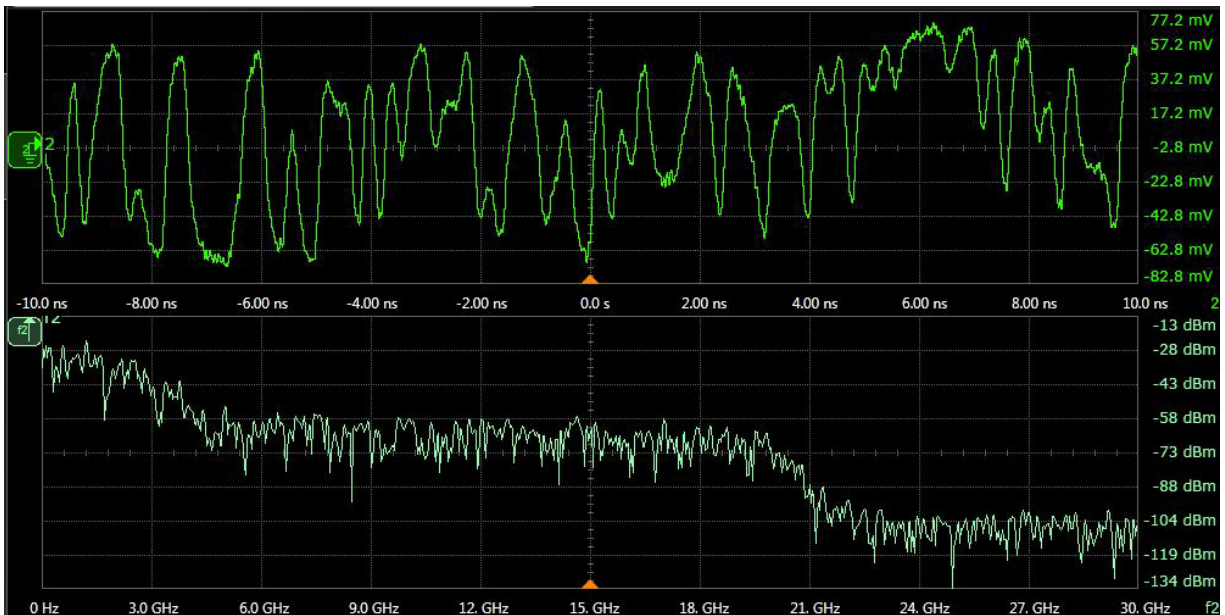
Γράφημα 4.20

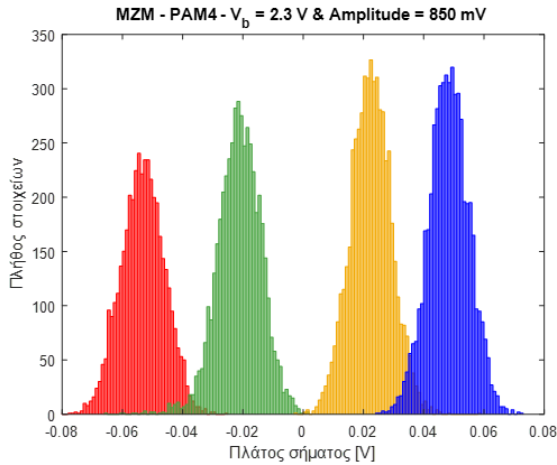
Παρατηρούμε πως και σε αυτή την υπόθεση βρέθηκαν λάθη στην έξοδο, κάτι το οποίο φαίνεται και από την επικάλυψη των κατανομών στο πεδίο των συχνοτήτων (Γράφημα 2.19) όσο και από το γεγονός πως το 'μάτι' είναι κλειστό στο διάγραμμα οφθαλμού (Γράφημα 2.20). Παρόλα ταύτα, ο αλγόριθμος ήταν σε θέση να αναγνωρίσει την ακολουθία και μάλιστα σε σύγκριση με την υπόθεση πλάτους 250 mV τα αποτελέσματα είναι ελαφρώς καλύτερα. Να αναφέρουμε επίσης πως η μικρή ασυμμετρία στα επίπεδα οφείλεται στο γεγονός, πως η συνάρτηση μεταφοράς δεν ακολουθεί μια τέλεια συνημιτονική μορφή και το γεγονός του ότι δεν ισαπέχουν τα μεταξύ τους επίπεδα έχει να κάνει με το ότι βρισκόμαστε εκτός γραμμικής περιοχής. Συνεπώς στο μέσον του σήματος παρατηρείται μεγαλύτερο άνοιγμα απ' ότι στις άκρες, διότι το σήμα μας πολλαπλασιάζεται στις άκρες του με άλλη κλίση απ' αυτής στο κέντρο του, η οποία είναι και η μέγιστη. Να αναφέρουμε επίσης πως το BER βρέθηκε ίσο με 0.02095. Παρακάτω ακολουθούν τα μετρητικά του πειράματος.

	Πλάτος ματιού (dB)	Q-factor
Επίπεδο 1 (00 - 01)	-17.0554	1.9806
Επίπεδο 2 (01 - 10)	-15.0896	3.1021
Επίπεδο 3 (10 - 11)	-17.8361	1.7152

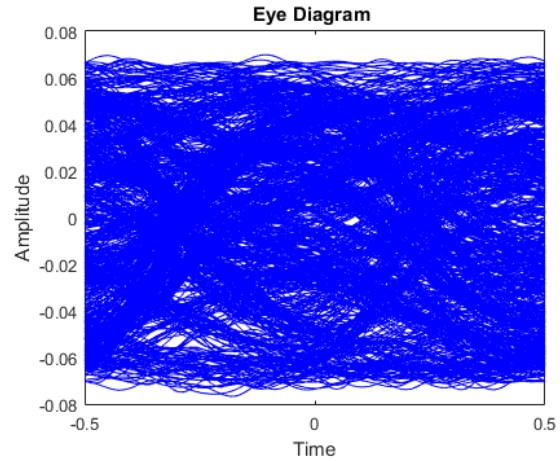
Πίνακας 4.3

Στη συνέχεια αυξάνουμε το πλάτος στα 850 mV και παραθέτουμε τα αποτελέσματα παρακάτω.

Εικόνα 4.15 - Πλάτος σήματος 850 mV & $V_{bias} = 2.3 V$



Γράφημα 4.21



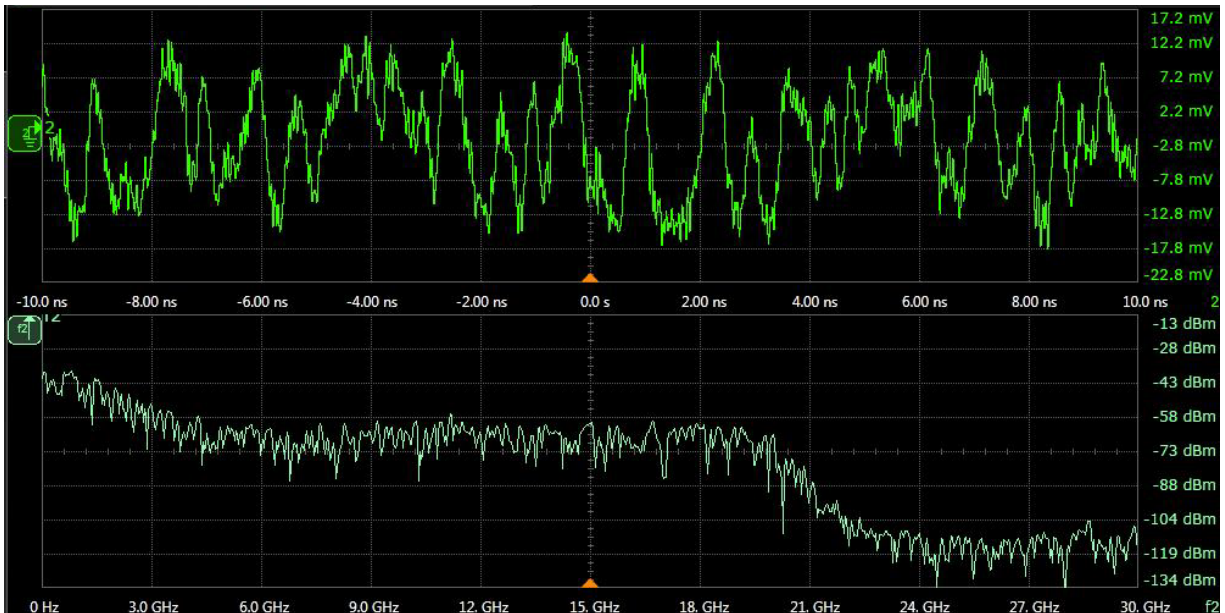
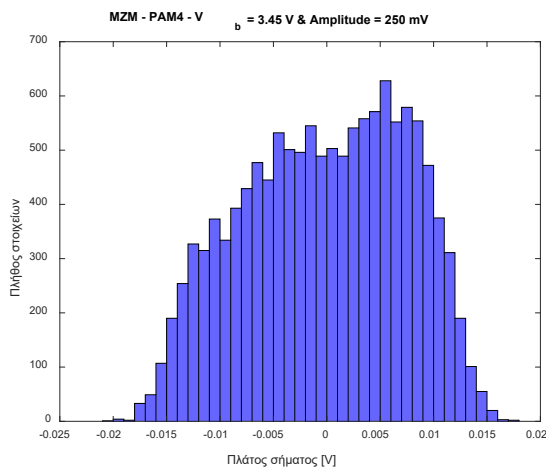
Γράφημα 4.22

Για τη συγκεκριμένη υπόθεση παρατηρούμε πως το σήμα μας εμφανίζει την καλύτερη απόδοση στη μέχρι τώρα ανάλυση. Το σκηνικό δεν αλλάζει ιδιαίτερα σε σχέση με την αμέσως προηγούμενη υπόθεση, αν εξαιρέσουμε πως το σήμα εμφανίζει μεγαλύτερο πλάτος στην έξοδο. Όπως εύκολα παρατηρούμε από τα παραπάνω γραφήματα (Γραφήματα 4.21 & 4.22) προέκυψαν λάθη στην έξοδο, αλλά ο αλγόριθμος ήταν σε θέση βρει το μοτίβο. Να αναφέρουμε επίσης πως το BER βρέθηκε ίσο με 0.005625. Στη συνέχεια ακολουθούν τα μετρητικά της παραπάνω υπόθεσης.

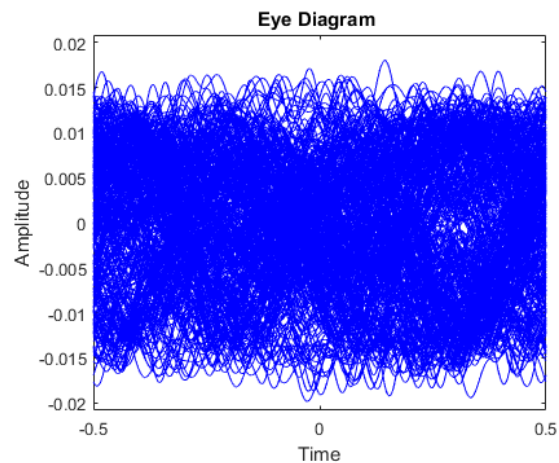
	Πλάτος ματιού (dB)	Q-factor
Επίπεδο 1 (00 – 01)	-15.22	2.1551
Επίπεδο 2 (01 – 10)	-13.5934	3.148
Επίπεδο 3 (10 – 11)	-15.8805	1.9064

Πίνακας 4.4

Στη μέχρι τώρα ανάλυση παρατηρήσαμε τι συνέβη στο μέσο της γραμμικής περιοχής του διαμορφωτή Mach - Zehnder. Θα είχε ιδιαίτερο να επεκτείνουμε την ανάλυση σε σημείο εκτός της γραμμικής περιοχής, όπως ακριβώς κάναμε για ημιτονικά σήματα και για παλμούς PAM-2. Προχωράμε την ανάλυσή μας αλλάζοντας σημείο πόλωσης και μεταβάλλοντας το πλάτος του σήματος, όπως κάναμε μέχρι τώρα. Το νέο σημείο πόλωσης θα είναι τα 3.45 V. Τα αποτελέσματα για σήματος πλάτους 250 mV βρίσκονται στην επόμενη σελίδα.

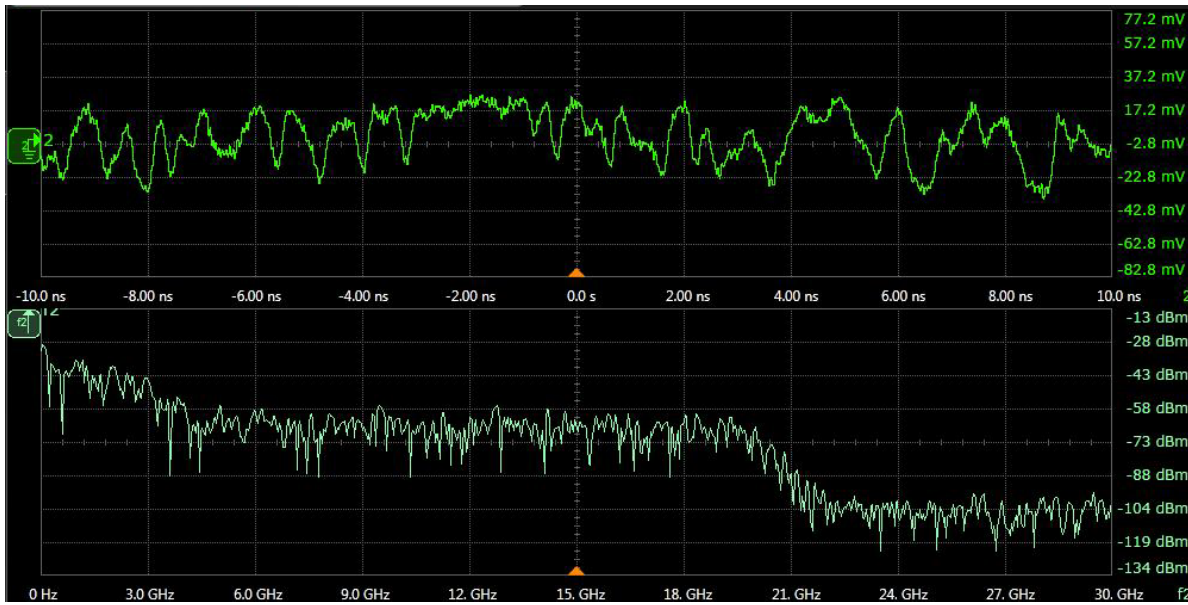
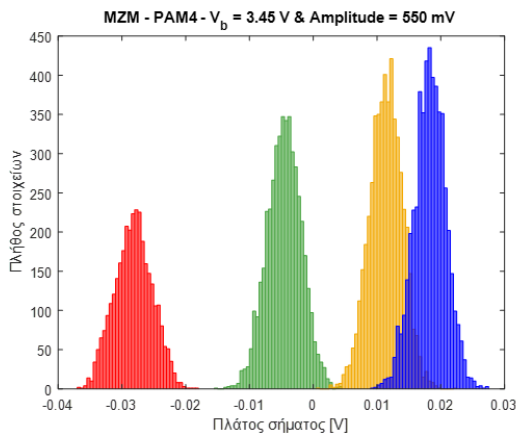
Εικόνα 4.16 - Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = 3.45$ V

Γράφημα 4.23

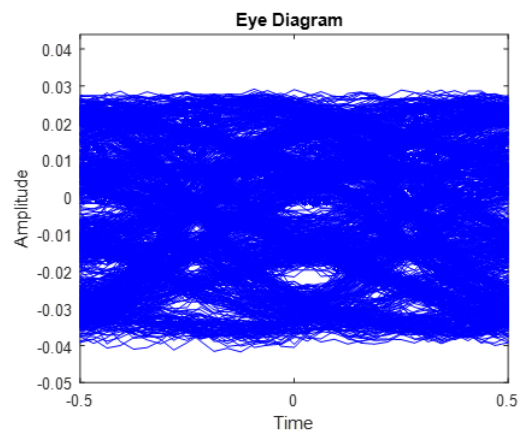


Γράφημα 4.24

Από τα Γραφήματα 4.23 & 4.24, δεν είμαστε σε θέση να βγάλουμε πολλά συμπεράσματα. Σε πρώτη φάση να αναφέρουμε πως ο αλγόριθμος δεν ήταν σε θέση να αναγνωρίσει το μοτίβο της ακολουθίας με αποτέλεσμα να μην είμαστε σε θέση να εντοπίσουμε τα διάφορα επίπεδα. Ο λόγος που συνέβη αυτό, οφείλεται στην κλίση της συνάρτησης μεταφοράς γύρω από το σημείο $3V_{pi}/4$, διότι εκεί η κλίση δεν είναι η μέγιστη, με αποτέλεσμα το κέρδος της ζεύξης να μην μεγιστοποιηθεί. Στη συνέχεια αυξάνουμε το πλάτος του σήματος στα 550 mV και παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα στην επόμενη σελίδα.

Εικόνα 4.17 – Πλάτος σήματος 550 mV & $V_{bias} = 3.45$ V

Γράφημα 4.25



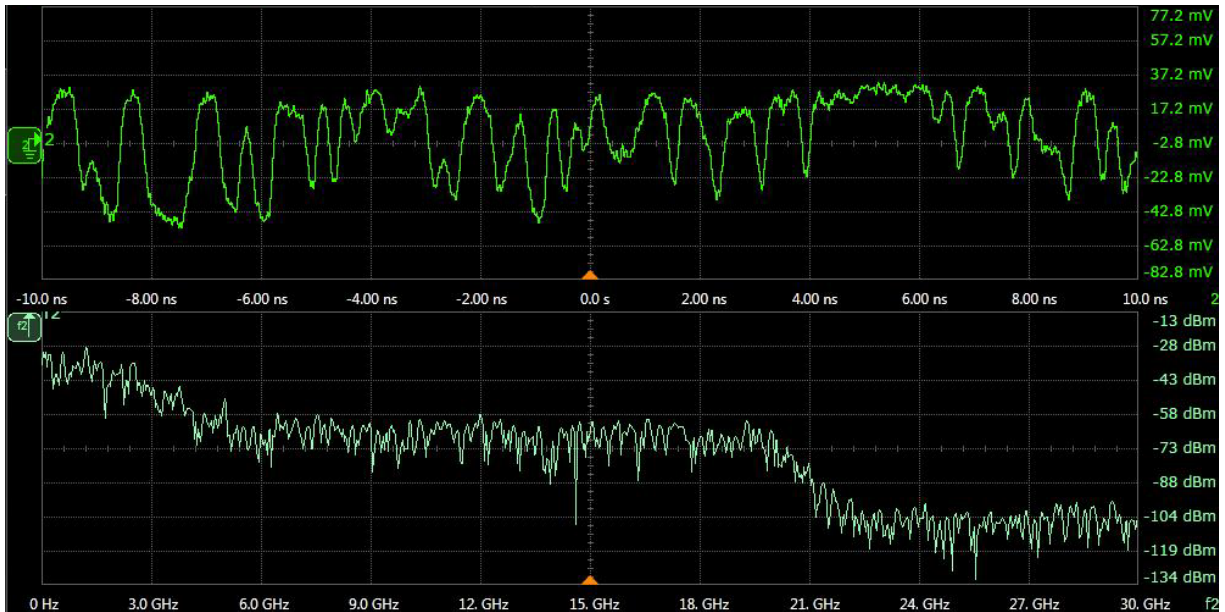
Γράφημα 4.26

Από τα παραπάνω γραφήματα (Γράφημα 4.25 & 4.26), λαμβάνουμε πολλά και σημαντικά αποτελέσματα. Σε πρώτη φάση παρατηρούμε πως έχουν εμφανιστεί λάθη στην έξοδο και πως το μοτίβο της ακολουθίας εντοπίστηκε. Σε δεύτερη φάση παρατηρούμε πως τα επίπεδα δεν ισαπέχουν μεταξύ τους, κάτι το οποίο οφείλεται στη φύση της συνάρτησης μεταφοράς. Κλείνοντας παρατηρούμε πως τα δύο υψηλότερα επίπεδα της συνάρτησης εφαρμόζονται κοντά στο V_{pi} , με αποτέλεσμα η κλίση είναι πολύ μικρή και για το συγκεκριμένο εύρος σχεδόν παράλληλη στον οριζόντιο άξονα. Συνεπώς, γι' αυτό τα δύο υψηλότερα επίπεδα βρέθηκαν τόσο κοντά. Να αναφέρουμε επίσης πως το BER βρέθηκε ίσο με 0.02852. Παρακάτω ακολουθούν τα μετρητικά.

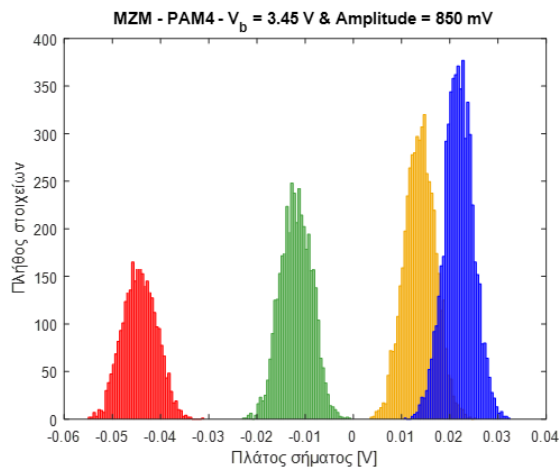
	Πλάτος ματιού (dB)	Q-factor
Επίπεδο 1 (00 - 01)	-16.3827	4.5425
Επίπεδο 2 (01 - 10)	-23.0103	3.1007
Επίπεδο 3 (10 - 11)	-20.0012	2.2974

Πίνακας 4.5

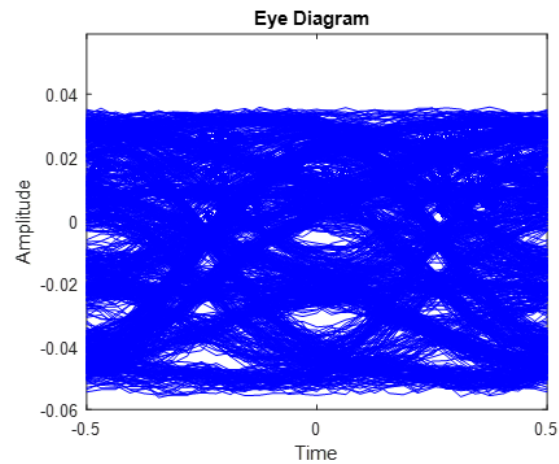
Στη συνέχεια μεταβάλλουμε το πλάτος στα 850 mV και τα αποτελέσματα που λαμβάνουμε είναι τα παρακάτω.



Εικόνα 4.18 - Πλάτος σήματος 850 mV & $V_{bias} = 3.45$ V



Γράφημα 4.27



Γράφημα 4.28

Για τη συγκεκριμένη υπόθεση παρατηρούμε σχεδόν όμοια συμπεριφορά με την αμέσως προηγούμενη. Στην παρούσα υπόθεση, παρατηρούμε τα δύο υψηλότερα επίπεδα να αλληλοκαλύπτονται ενώ τα άλλα δύο να απομακρύνονται περισσότερο. Να αναφέρουμε επίσης πως το BER βρέθηκε ίσο με 0.02943. Κλείνοντας να αναφέρουμε πως και σε αυτή τη περίπτωση βρέθηκε το μοτίβο της ακολουθίας. Στην επόμενη σελίδα βρίσκονται τα μετρητικά.

	Πλάτος ματιού (dB)	Q-factor
Επίπεδο 1 (00 – 01)	-14.8149	4.9425
Επίπεδο 2 (01 – 10)	-15.8503	3.4207
Επίπεδο 3 (10 – 11)	-19.2082	1.0921

Πίνακας 4.6

Στη συνέχεια αποτύπωνουμε τα αποτελέσματα της προσωμοίωσης και συγκρίνουμε ποια περίπτωση είχε την καλύτερη απόδοση.

Σημείο Πόλωσης (V)	Πλάτος (mV)	BER
2.3	250	0.022075
	550	0.02095
	850	0.005625
3.45	550	0.02852
	850	0.02943

Πίνακας 4.7

Από τον παραπάνω πίνακα παρατηρούμε πως για την περίπτωση που πολώσαμε το σήμα μας γύρω από τη γραμμική περιοχή (quadrature point), όσο αυξάνουμε το πλάτος το BER βελτιώνεται. Ο λόγος που για την περίπτωση που εφαρμόζουμε σήμα πλάτους 850 mV, γύρω από το quadrature point, έχει να κάνει με το γεγονός της μορφής της συνάρτησης μεταφοράς, μέσω της οποίας τα δύο μεσαία επίπεδα απομακρύνονται αρκετά με αποτέλεσμα να παρουσιάζουν λιγότερα λάθη.

Στη δεύτερη περίπτωση, στην οποία πολώνουμε το σήμα γύρω από τα 3.45 V, παρατηρούμε πως με την αύξηση του πλάτους παρατηρείται και αύξηση του BER. Ο λόγος που συμβαίνει αυτό έχει να κάνει με το γεγονός πως ένα μεγάλο μέρος του σήματος πολλαπλασιάζεται με περιοχή της συνάρτησης μεταφοράς που όχι μόνο έχει μικρή κλίση αλλά και πολύ μικρή τιμή, διότι κατευθυνόμαστε προς το V_{pi} .

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο

Πειραματική αξιολόγηση για ηλεκτρο-απορρόφησης

Εισαγωγή

Έχοντας ολοκληρώσει όλο το απαραίτητο θεωρητικό υπόβαθρο στο πρώτο κεφάλαιο και έχοντας κατανοήσει τη θεωρία πίσω από το πως θα εφαρμόσουμε το σήμα στους διαμορφωτές, καλούμαστε πλέον να δούμε στην πράξη πως εφαρμόζονται όσα έχουμε περιγράψει μέχρι τώρα. Στο παρόν κεφάλαιο θα εξετάσουμε τους διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης.

Αρχικά θα εφαρμόσουμε ημιτονικά σήματα και στους δύο διαμορφωτές (§ 5.3.1 για διαμορφωτές EA), στα οποία θα μεταβάλλουμε το πλάτος και το σημείο πόλωσης. Μέσα από αυτή τη διαδικασία θα δείξουμε πότε δημιουργούνται μη γραμμικοί όροι, οι οποίοι όπως έχουμε αναφέρει προκαλούν αλλοιώσεις στο σήμα. Στη συνέχεια θα επαναλάβουμε την ίδια διαδικασία για PAM-2 σήματα (§ 5.3.2 για διαμορφωτές EA) και για PAM-4 σήματα (5.3.3 για διαμορφωτές EA)

Σκοπός αυτού του κεφαλαίου είναι να δώσει μια πλήρη εικόνα για τους διαμορφωτές που μελετάμε αλλά και μια γενικότερη εικόνα για το πως ανταποκρίνονται τα συγκεκριμένα ήδη σημάτων στην πράξη.

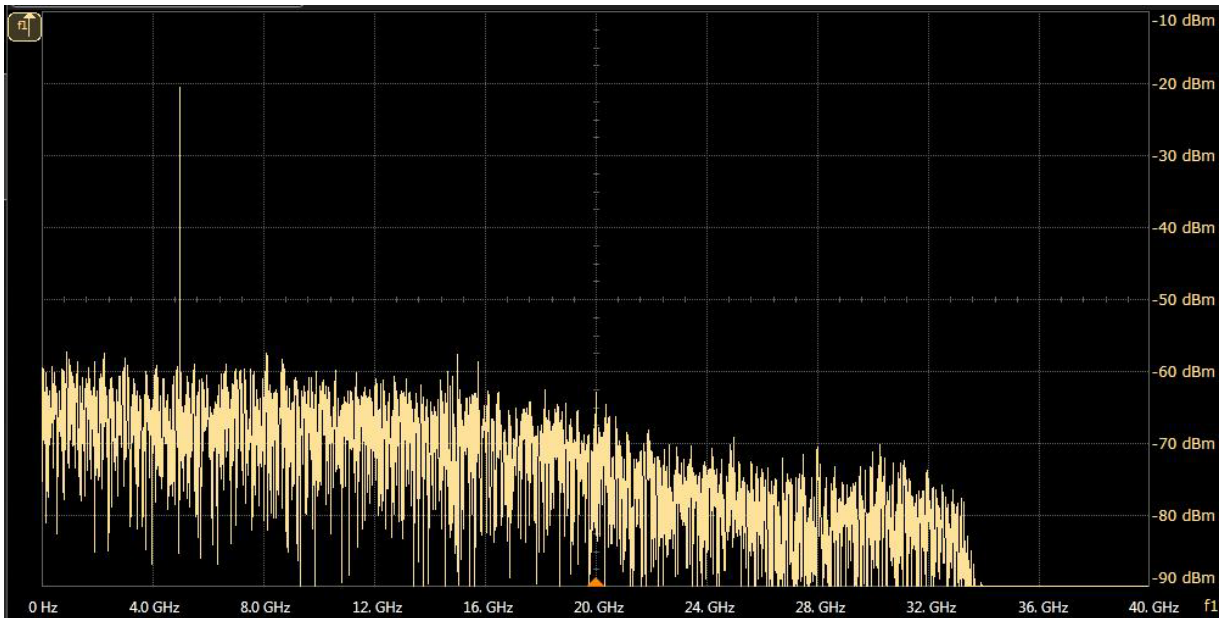
5.1 Εφαρμογή ημιτονικών σημάτων για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης

Εισαγωγή

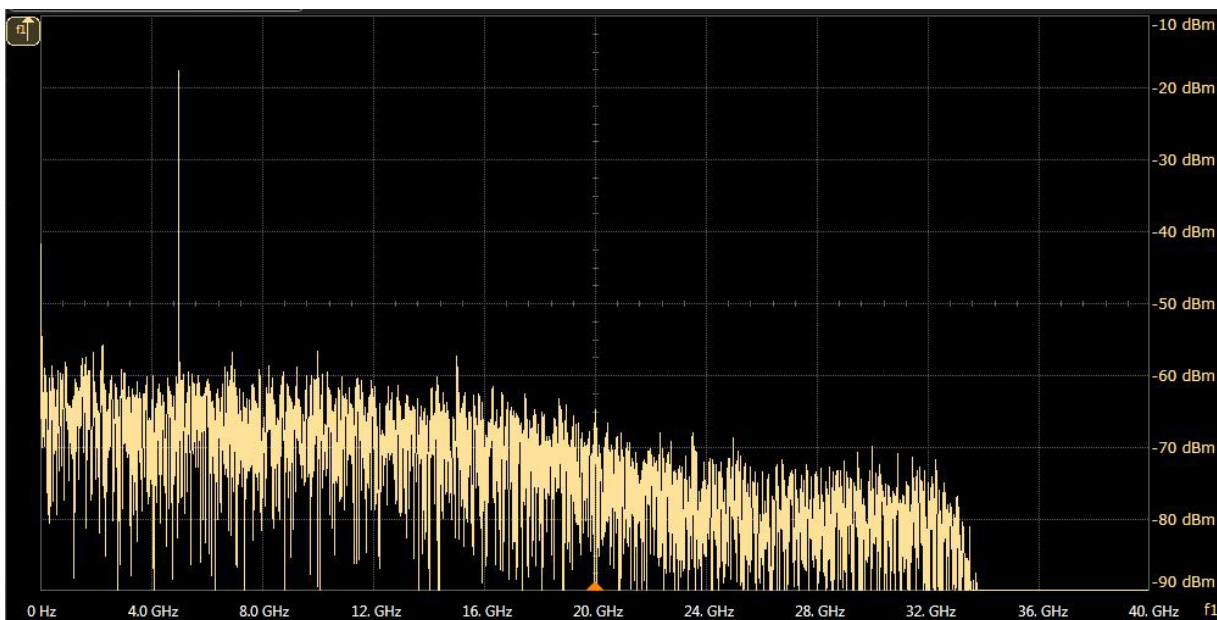
Για την αξιολόγηση του διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης βασιζόμαστε στη διάταξη του διαμορφωτή Mach – Zehnder, την οποία παρουσιάσαμε στα προηγούμενα κεφάλαια με μόνη διαφορά ότι θα αλλάξουμε τον διαμορφωτή. Να τονίσουμε επίσης πως τις μετρήσεις τις λάβαμε από το ίδιο κανάλι του παλμογράφου που λάβαμε και για τον διαμορφωτή Mach – Zehnder.

Όπως έχουμε δείξει στο Κεφάλαιο 1.5.2, όταν εφαρμόζουμε το λέιζερ με πλάτος στα 1554 nm η γραμμική περιοχή για τον διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης που μελετάμε, εκτείνεται γύρω από τα 1.18 V (κατ' απόλυτη τιμή). Αυτό που θα κάνουμε είναι να βρεθούμε κοντά σε εκείνη την περιοχή και να μεταβάλλουμε το πλάτος του σήματος.

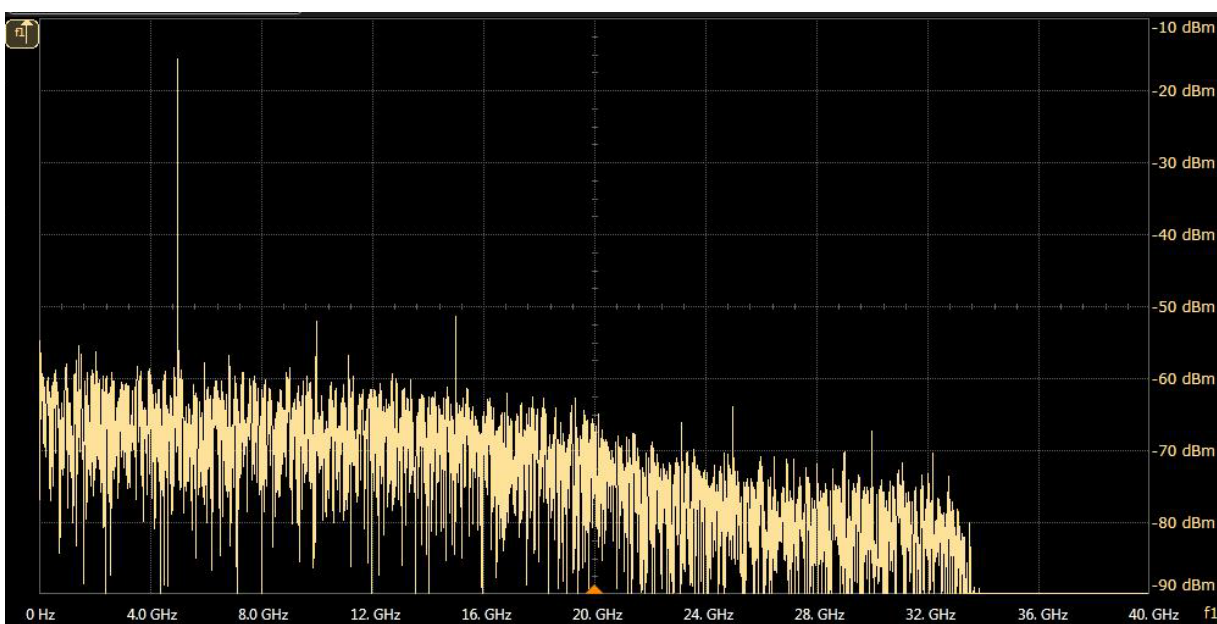
Σε πρώτη φάση θα πολώνουμε το σήμα μας στα 0.95 V (κατ' απόλυτη τιμή) και μεταβάλλουμε το πλάτος του σήματος. Να αναφέρουμε πως ξεκινάμε από ημιτονικό σήμα πλάτους 250 mV και φτάνουμε μέχρι τα 550 mV και λαμβάνουμε στιγμιότυπα από το πεδίο των συχνοτήτων. Τέλος να αναφέρουμε πως διατηρούσαμε σταθερή τη συχνότητα (5 GHz) σε όλες τις μετρήσεις που κάναμε. Παρακάτω βρίσκονται τα στιγμιότυπα που λάβαμε.



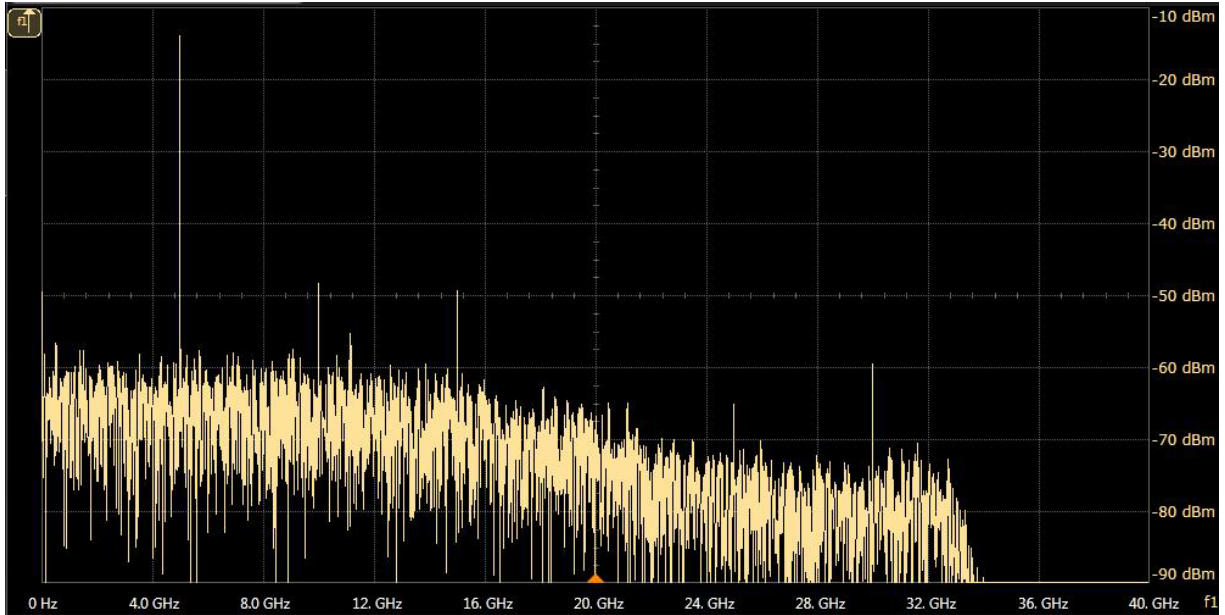
Εικόνα 5.1 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = -0.95 V$



Εικόνα 5.2 - Πλάτος σήματος 350 mV & $V_{bias} = -0.95 V$

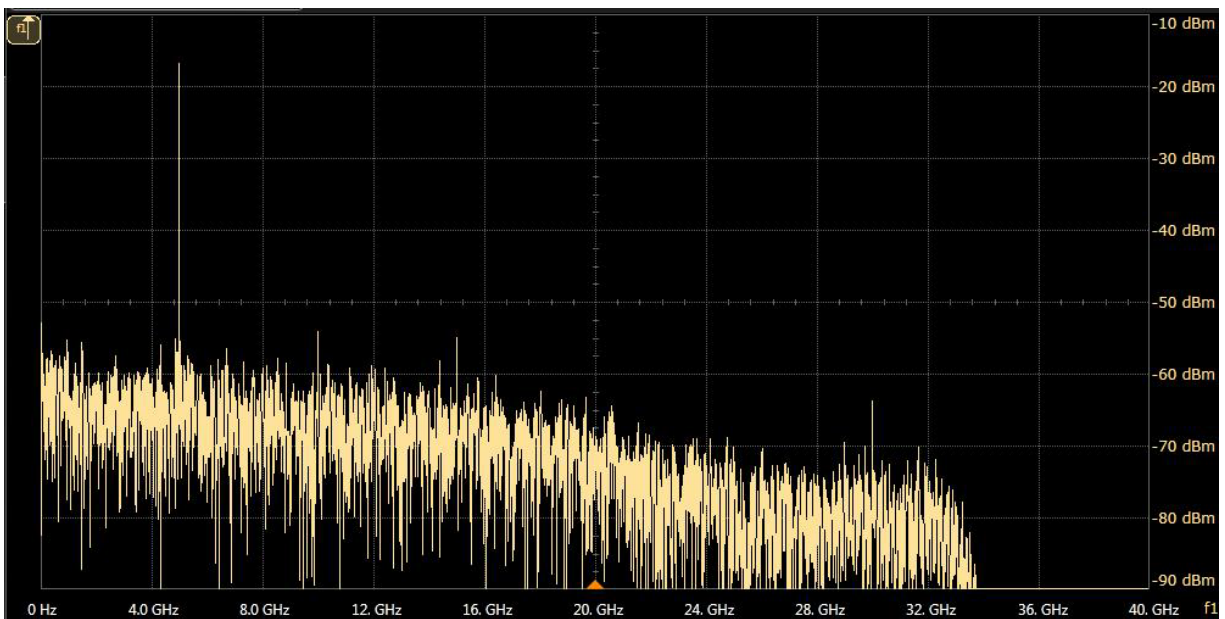


Εικόνα 5.3 - Πλάτος σήματος 450 mV & $V_{bias} = -0.95 V$

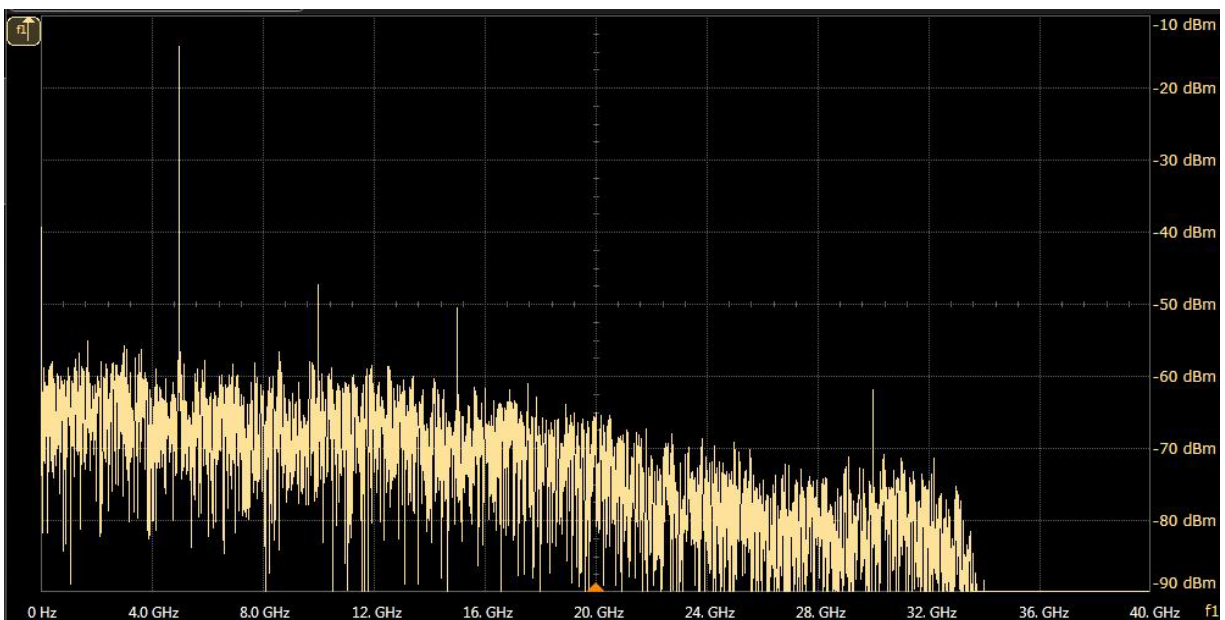


Εικόνα 5.4 - Πλάτος σήματος 550 mV & $V_{bias} = -0.95 V$

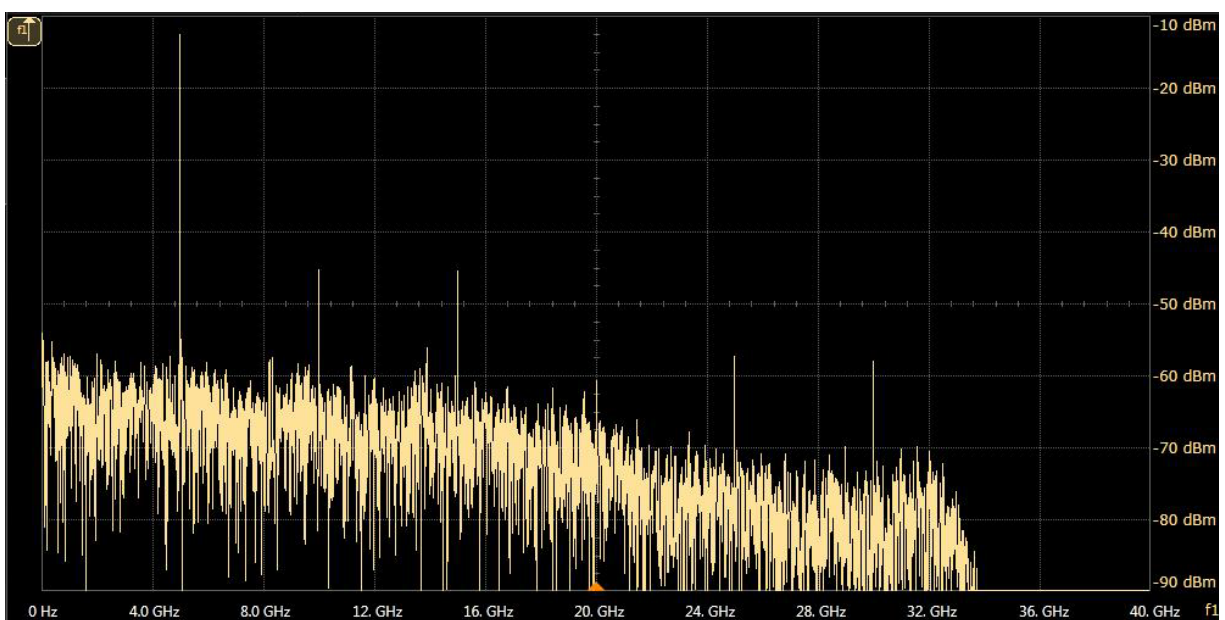
Αρχικά να αναφέρουμε πως εξετάζουμε ημιτονικά σήματα πλατών 250, 350, 450 και 550 mV, το οποία αναπαριστώντα στο πεδίο των συχνοτήτων στις Εικόνες 5.1, 5.2, 5.3 και 5.4 αντίστοιχα. Από τα προηγούμενα στιγμιότυπα βγάζουμε πολλά και χρήσιμα συμπεράσματα. Αρχικά, από τις Εικόνες 5.1 και 5.2, παρατηρούμε πως απεικονίζεται μόνο η θεμελιώδης συχνότητα και αυτό μας οδηγεί στο συμπέρασμα πως βρισκόμαστε εντός της γραμμικής περιοχής διότι δεν υπάρχουν άλλες συχνότητες. Όπως θα παρατηρήσουμε στην Εικόνα 5.3, που έχουμε μεγαλώσει αρκετά το πλάτος του σήματος (450 mV), οι μη γραμμικοί αρχίζουν να εμφανίζονται με αποκορύφωμα στην Εικόνα 5.4 που το πλάτος είναι αρκετά μεγάλο (550 mV), οι μη γραμμικοί όροι να προκαλούν σοβαρές αλλοιώσεις στο σήμα. Στη συνέχεια της ανάλυσής μας, μεταβάλλουμε το σημείο πόλωσης στα 1.18 V και λαμβάνουμε τα παρακάτω στιγμιότυπα.



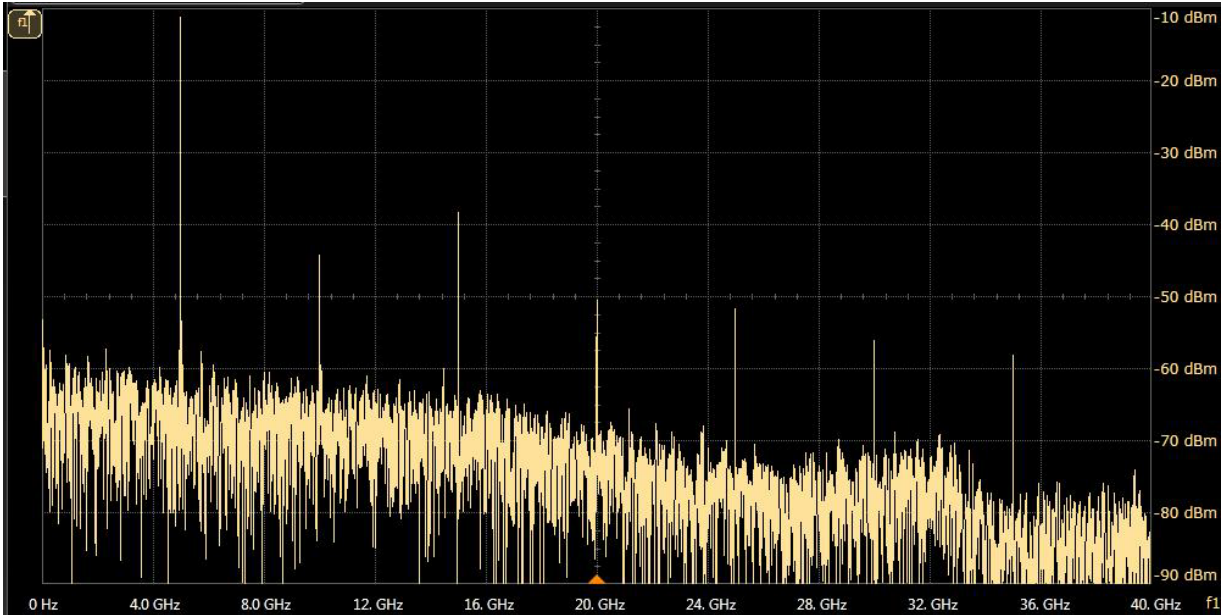
Εικόνα 5.5 - Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = -1.18 V$



Εικόνα 5.6 - Πλάτος σήματος 350 mV & $V_{bias} = -1.18 V$

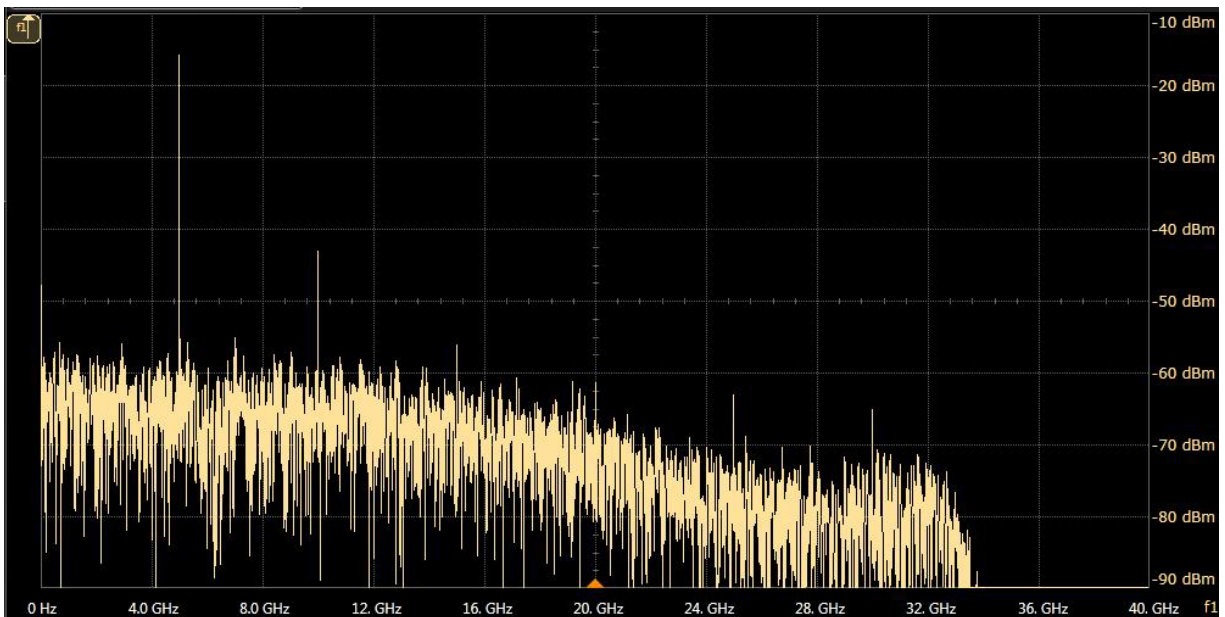


Εικόνα 5.7 - Πλάτος σήματος 450 mV & $V_{bias} = -1.18 V$

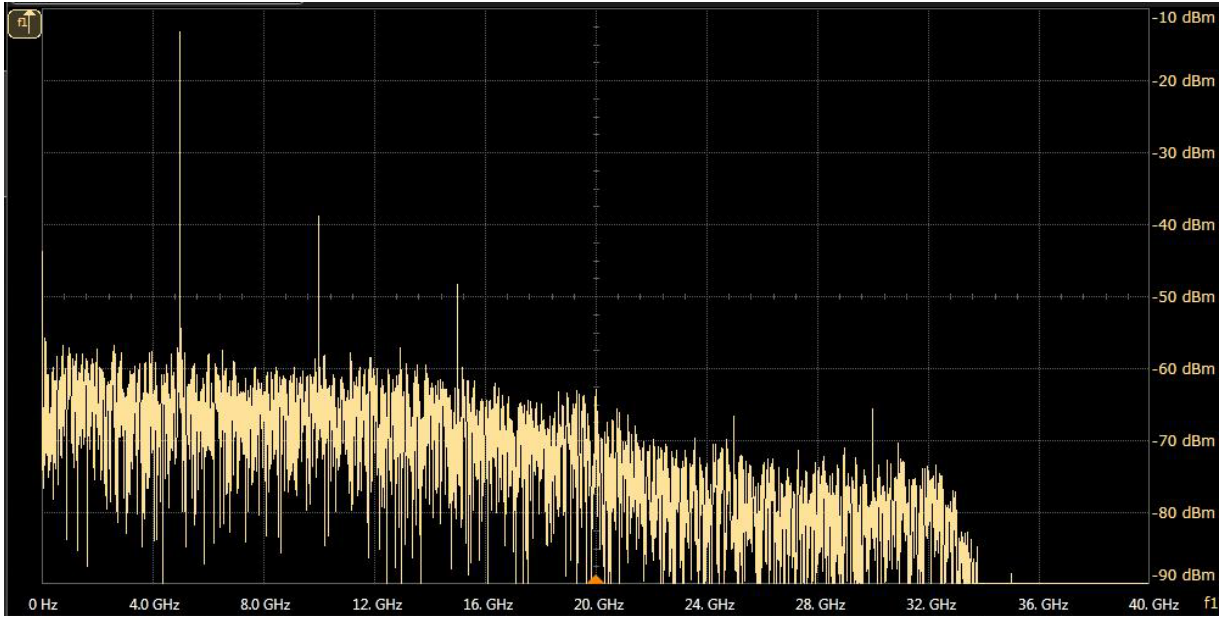


Εικόνα 5.8 - Πλάτος σήματος 550 mV & $V_{bias} = -1.18 V$

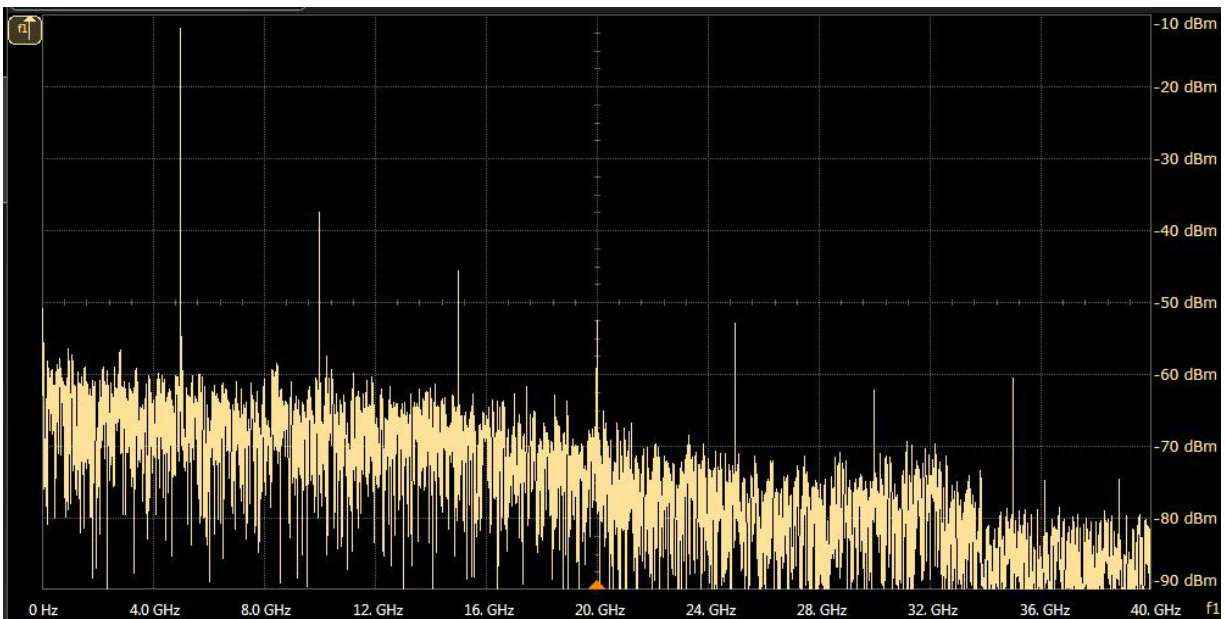
Από τα παραπάνω συμπεράσματα βγάζουμε επίσης πολλά χρήσιμα συμπεράσματα. Αρχικά παρατηρούμε στην Εικόνα 5.5, πως στην έξοδο λαμβάνουμε μόνο την αρμονική του ηλεκτρικού σήματος πράγμα που σημαίνει πως το σήμα μας δεν θα έχει αλλοιώσεις. Εν συνεχεία στην Εικόνα 5.6 παρατηρούμε πως αρχίζουν να εμφανίζονται και άλλες συχνότητες, οι οποίες είναι ανεπιθύμητες. Ο λόγος που οι μη γραμμικοί όροι εμφανίζονται σε πιο μικρό πλάτος σήματος στην περίπτωση που πολώνουμε το σήμα μας στα $-1.18 V$ συγκριτικά με όταν το πολώναμε στα $-0.95 V$, έχει να κάνει με την μορφή της συνάρτησης μεταφοράς. Πιο συγκεκριμένα όσο κατευθυνόμαστε προς την 'ουρά' της συνάρτησης μεταφοράς, αυξάνεται και η μη γραμμικότητα. Κλείνοντας να αναφέρουμε πως στις Εικόνες 5.7 και 5.8, το πλάτος είναι αρκετά μεγάλο με αποτέλεσμα να βρεθούμε στη μη γραμμική περιοχή και να εμφανιστούν ανεπιθύμητες συχνότητες. Κλείνοντας για τα τελευταία στιγμιότυπα, το σήμα μας θα είναι πλήρως παραμορφωμένο. Στη συνέχεια της ανάλυσής μας, μεταβάλλουμε το σημείο πόλωσης στα $1.32 V$ και λαμβάνουμε τα παρακάτω στιγμιότυπα.



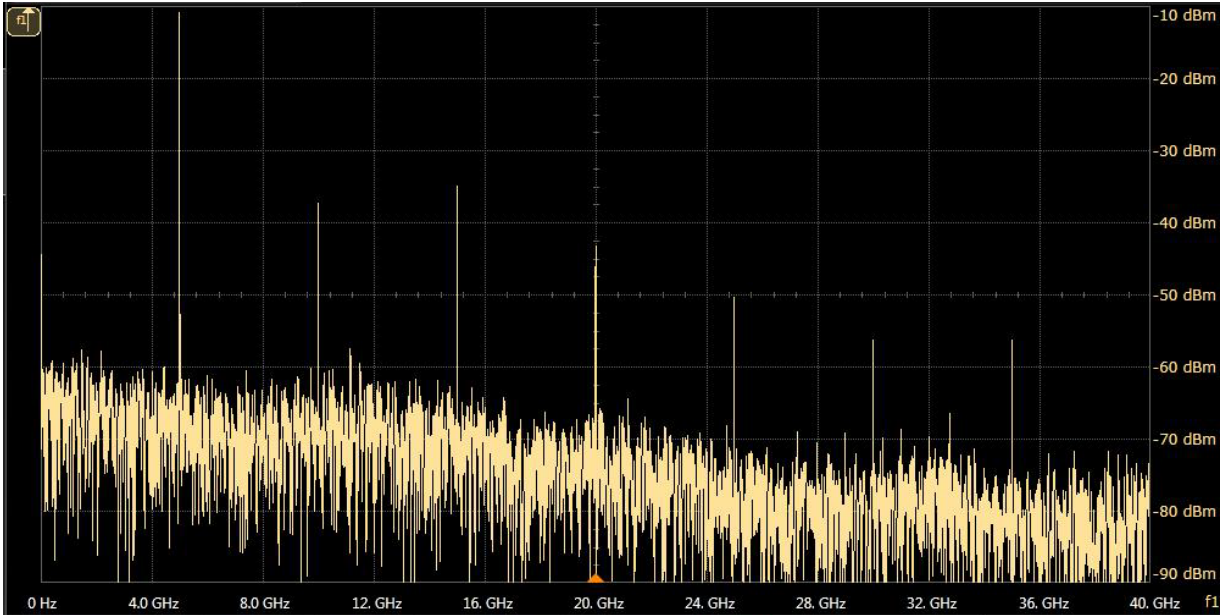
Εικόνα 5.9 - Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = -1.32 V$



Εικόνα 5.10 - Πλάτος σήματος 350 mV & $V_{bias} = -1.32 V$



Εικόνα 5.11 - Πλάτος σήματος 450 mV & $V_{bias} = -1.32 V$



Εικόνα 5.12 - Πλάτος σήματος 550 mV & $V_{bias} = -1.32 V$

Στις συγκεκριμένες μετρήσεις είναι εμφανέστερη πέρα από κάθε άλλη μέτρηση η μη γραμμικότητα στο τελεσίωμα της συνάρτησης μεταφοράς. Για σχετικά μικρή απόκλιση (0.14 V) στο σημείο πόλωσης από το μέσο της γραμμικής περιοχής (1.18 V), παρατηρούμε στην Εικόνα 5.9 πως ακόμα και όταν έχουμε εφαρμόσει τη θεωρητική μικρού σήματος, ένα μέρος του σήματος θα εφαρμοστεί στη μη γραμμική περιοχή. Αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα να εμφανιστούν μη γραμμικοί όροι ακόμα και από πολύ μικρά πλάτη. Κλείνοντας από πλάτος σήματος στα 350 mV και πάνω είναι έντονο το φαινόμενο της μη γραμμικότητας, με κορύφωση δε το τελευταίο στιγμιότυπο που το σήμα είναι πλήρως αλλοιωμένο.

5.2 Εφαρμογή PAM-2 σημάτων για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης

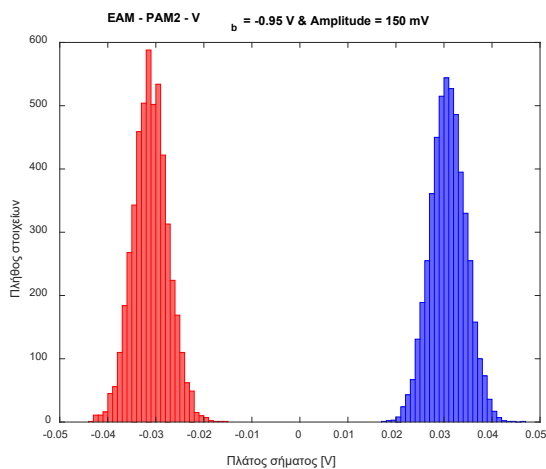
Στο παρόν κεφάλαιο εφαρμόζουμε σήματα PAM-2 στον διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης. Εν συνεχεία εφαρμόζουμε το λέιζερ με πλάτος στα 1554 nm και μελετάμε τι συμπεριφορά θα έχει ο διαμορφωτής για διάφορα σημεία πόλωσης, μεταβάλλοντας το πλάτος των σημάτων. Τα σημεία πόλωσης θα είναι -0.95, -1.18 και -1.32 V, στα οποία τα σήματα θα έχουν πλάτη από 150 mV μέχρι και 350 mV. Τέλος να αναφέρουμε πως διατηρούσαμε σταθερό τον ρυθμό συμβόλων (5 GBaud) σε όλες τις μετρήσεις που κάναμε.

Για το συγκεκριμένο είδος σήματος θα πάμε την ανάλυση ένα βήμα παρακάτω απ' ότι όταν είχαμε να κάνουμε με ημιτονικά σήματα. Πιο συγκεκριμένα θα εξετάσουμε αν υπάρχει κάποιο σφάλμα στην μετάδοση, υπολογίζοντας το BER και στη συνέχεια θα απεικονίσουμε το διάγραμμα οφθαλμού ούτως ώστε να ελέγξουμε την ποιότητα του σήματος. Παρακάτω βρίσκονται τα στιγμιότυπα που λάβαμε.

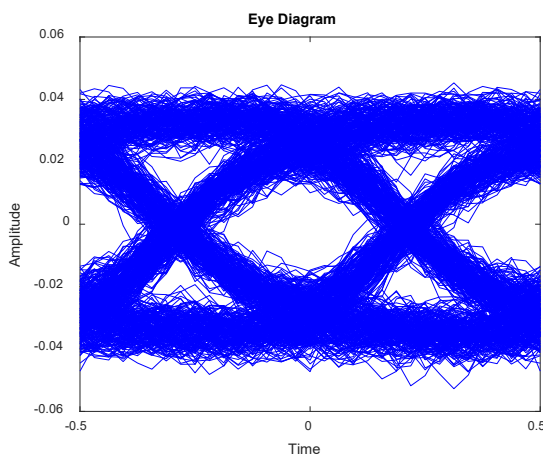
Σε πρώτη φάση θα πολώνουμε το σήμα μας στα 0.95 V (κατ' απόλυτη τιμή) και μεταβάλλουμε το πλάτος του σήματος. Να αναφέρουμε πως ξεκινάμε με πλάτος σήματος στα 150 mV και φτάνουμε μέχρι τα 350 mV και λαμβάνουμε στιγμιότυπα από το πεδίο των συχνοτήτων και από το πεδίο του χρόνου. Παρακάτω βρίσκονται τα στιγμιότυπα που λάβαμε.



Εικόνα 5.13 - Πλάτος σήματος 150 mV & $V_{bias} = -0.95$ V

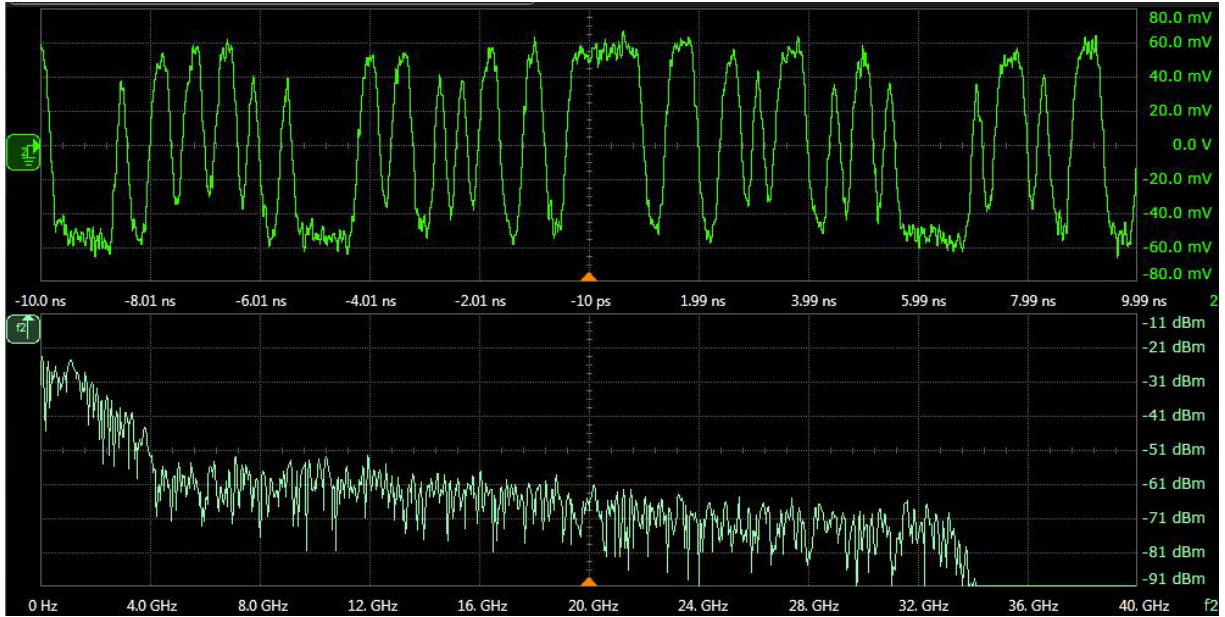


Γράφημα 5.1 – Πλάτος σήματος 150 mV

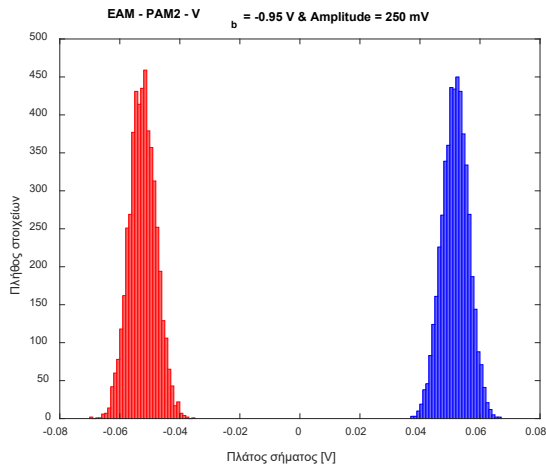


Γράφημα 5.2 - Πλάτος σήματος 150 mV

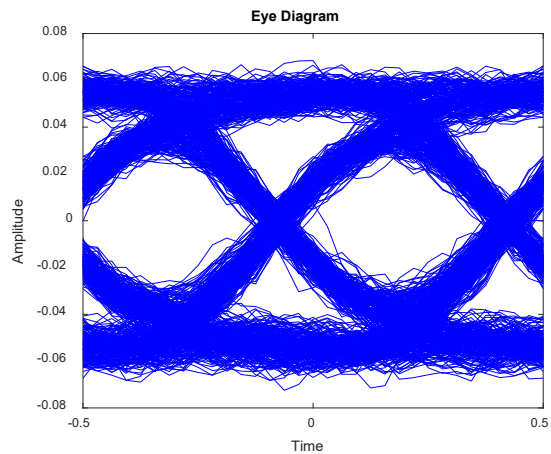
Από τις προηγούμενες γραφικές είμαστε σε θέση να εξαγάγουμε πολλά και χρήσιμα συμπεράσματα. Σε πρώτη φάση παρατηρούμε από το στιγμιότυπο πως το 'υψηλό' και 'χαμηλό' δυναμικό είναι ευδιάκριτο. Στη συνέχεια απεικονίζουμε το ιστόγραμμα και παρατηρούμε πως όντως το πλήθος των στοιχείων βρίσκεται γύρω από το 'υψηλό' και 'χαμηλό' δυναμικό αντίστοιχα. Όλα όσα περιγράψαμε επαληθεύονται και από το διάγραμμα οφθαλμού στην Γράφημα 5.2. Τέλος να αναφέρουμε πως δεν βρέθηκαν λάθη στην έξοδο του σήματος. Το επόμενο βήμα είναι να δούμε τη συμπεριφορά του διαμορφωτή στο ίδιο σημείο πόλωσης αλλά με μεγαλύτερο πλάτος σήματος, το οποίο είναι 250 mV. Παρακάτω βρίσκονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.



Εικόνα 5.14 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = -0.95$ V

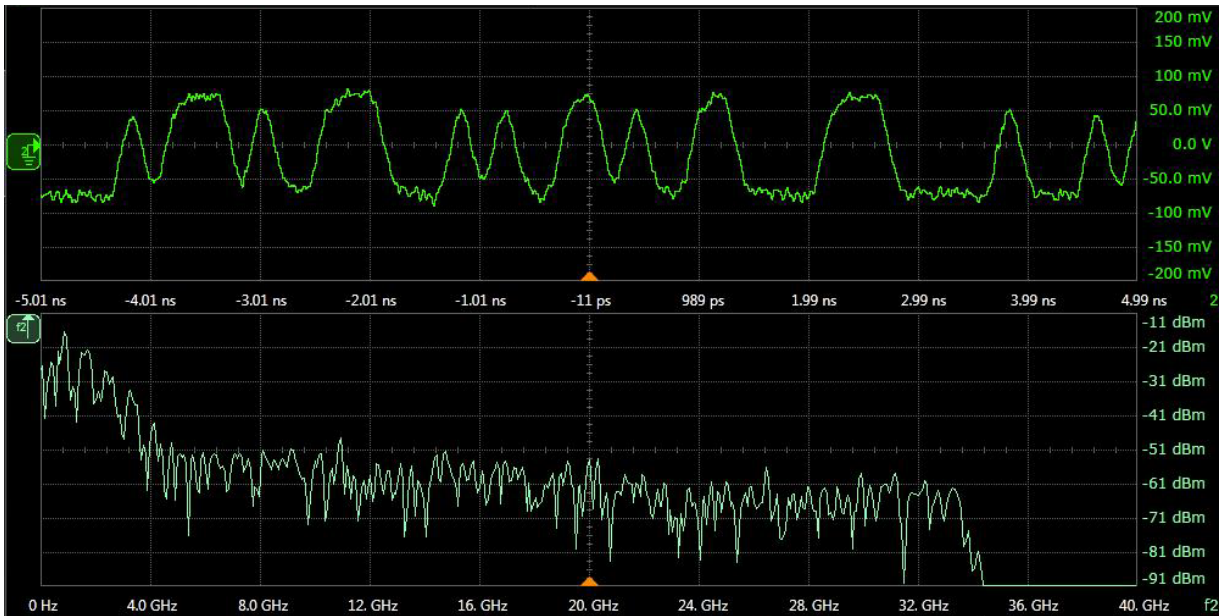
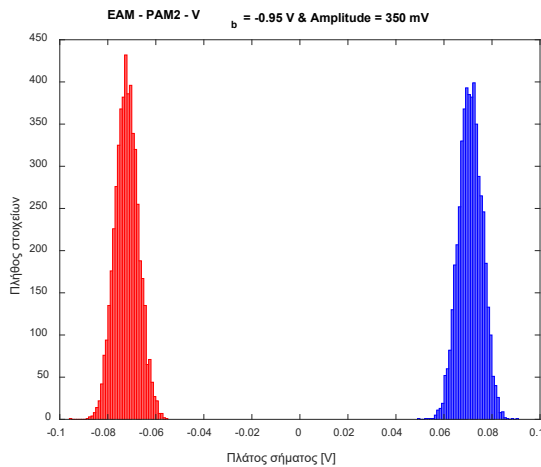


Γράφημα 5.3 – Πλάτος σήματος 250 mV

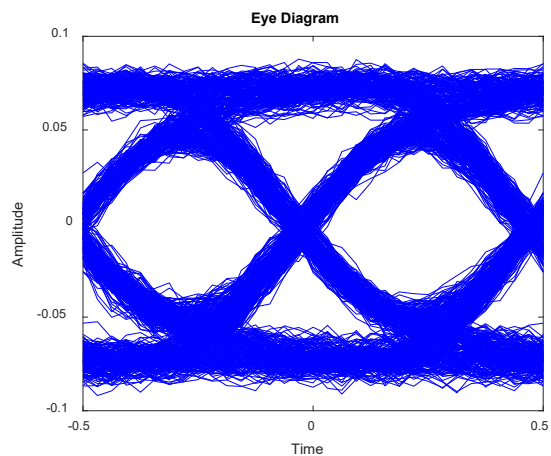


Γράφημα 5.4 - Πλάτος σήματος 250 mV

Τα αποτελέσματα που λαμβάνουμε είναι αντίστοιχα με την προηγούμενη προσομοίωση. Αρχικά παρατηρούμε πως δεν υπάρχουν σφάλματα στην έξοδο κάτι το οποίο επαληθεύεται από το διάγραμμα συχνοτήτων (Γράφημα 5.3) αλλά και από το διάγραμμα οφθαλμού (Γράφημα 5.4), στο πρώτο διάγραμμα δεν παρεμβάλλονται οι κατανομές και το 'μάτι' είναι ανοιχτό στο διάγραμμα οφθαλμού. Αυτό που έχει ενδιαφέρον σε σχέση με την προηγούμενη περίπτωση είναι πως εδώ ο θόρυβος είναι μεγαλύτερος, κάτι το οποίο φαίνεται από τη μείωση του ύψους του ματιού. Το επόμενο βήμα είναι να δούμε τη συμπεριφορά του διαμορφωτή στο ίδιο σημείο πόλωσης αλλά με μεγαλύτερο πλάτος σήματος, το οποίο είναι 350 mV. Παρακάτω βρίσκονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.

Εικόνα 5.15 – Πλάτος σήματος 350 mV & $V_{bias} = -0.95$ V

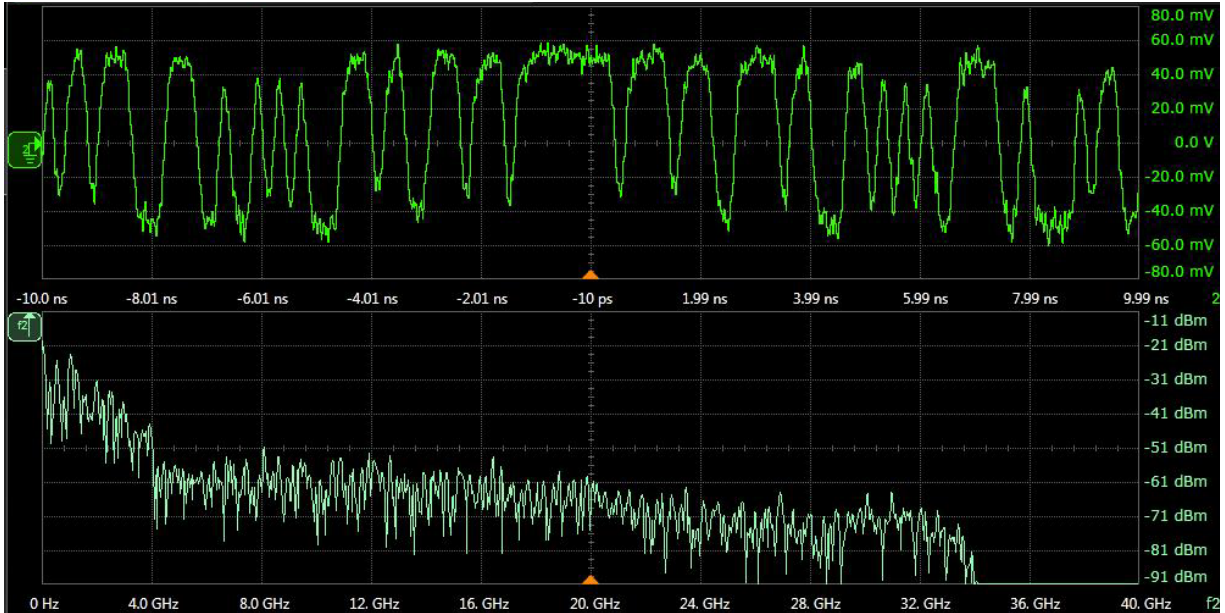
Γράφημα 5.5 – Πλάτος σήματος 350 mV



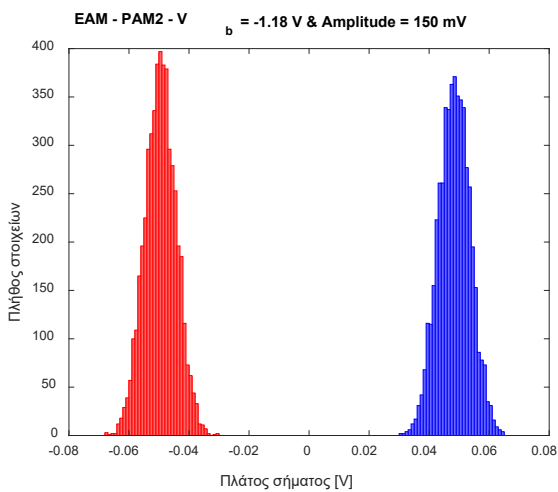
Γράφημα 5.6 - Πλάτος σήματος 350 mV

Παρατηρούμε πως στην συγκεκριμένη περίπτωση τα επίπεδα θορύβου είναι συγκρίσιμα με αυτά της δεύτερης (δηλ. $V_b = -0.95$ V & Amplitude = 250 mV). Παρατηρούμε πως και σε αυτή την περίπτωση δεν εντοπίζονται λάθη στην έξοδο του σήματος και αυτό φαίνεται από το ιστόγραμμα (Γράφημα 5.5) και από το διάγραμμα οφθαλμού (Γράφημα 5.6). Συνεπώς για το συγκεκριμένο σημείο πόλωσης παρατηρούμε αρκετά καλή απόδοση στο σήμα μας.

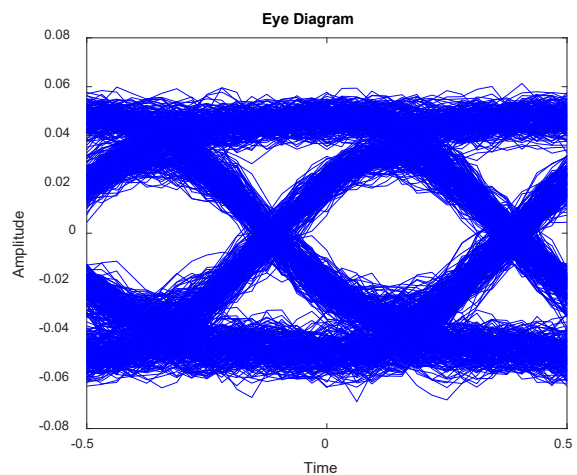
Αυτό που θα είχε ενδιαφέρον θα ήταν να παρατηρούσαμε την ποιότητα των σημάτων για άλλο σημείο πόλωσης. Πιο συγκεκριμένα θα πολώσουμε το σήμα μας στο μέσο της γραμμικής περιοχής (δηλ. $V_b = -1.18$ V) και θα μεταβάλουμε πλάτος όπως έχουμε κάνει μέχρι τώρα. Σε πρώτη φάση εφαρμόζουμε σήμα πλάτους 150 mV. Στην επόμενη σελίδα ακολουθούν τα αποτελέσματα του πειράματος.



Εικόνα 5.16 – Πλάτος σήματος 150 mV & $V_{bias} = -1.18 V$

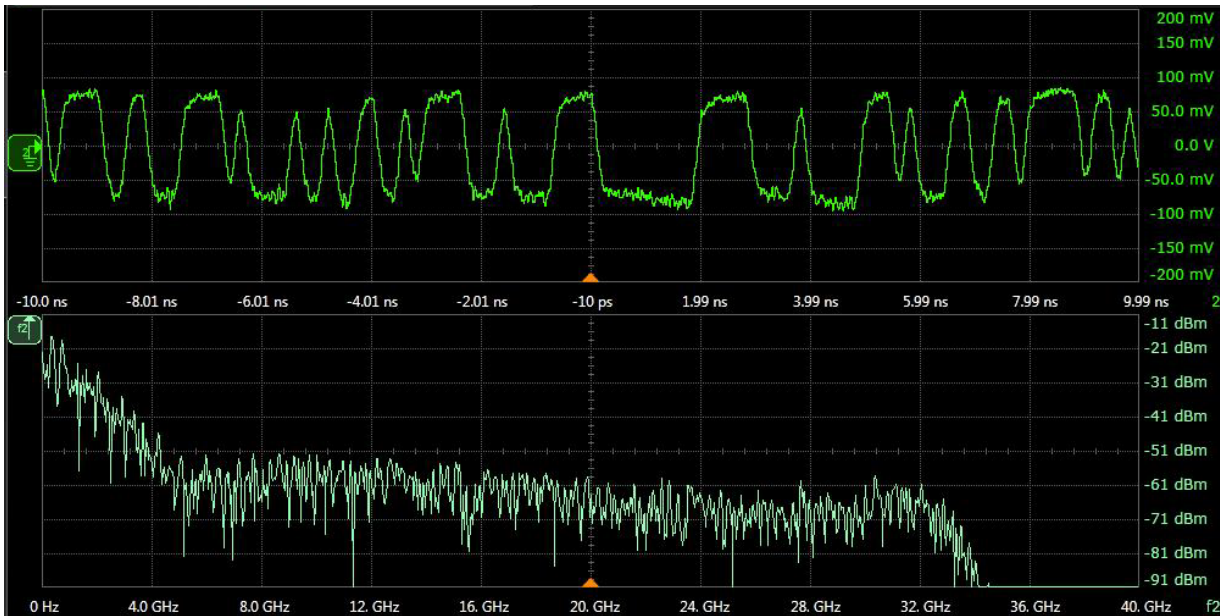


Γράφημα 5.7 – Πλάτος σήματος 150 mV

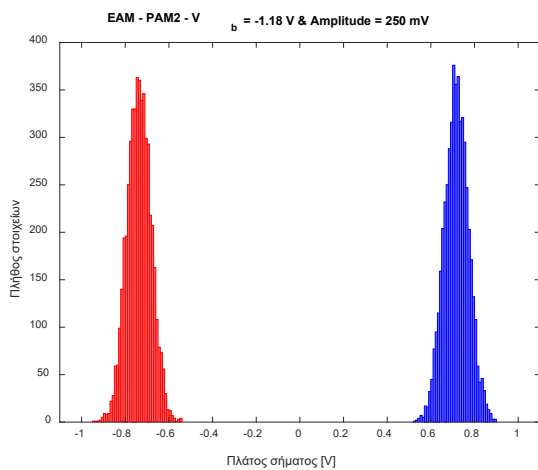


Γράφημα 5.8 - Πλάτος σήματος 150 mV

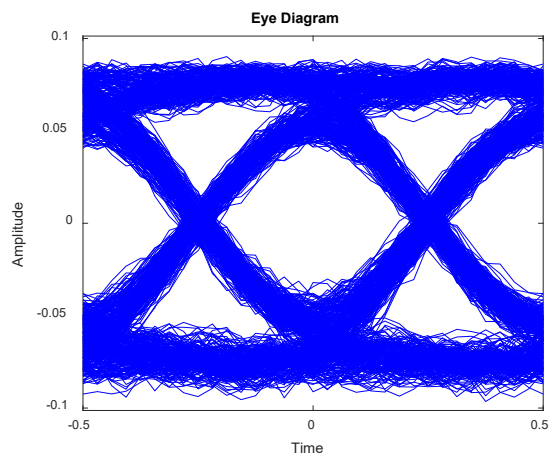
Στη συγκεκριμένη περίπτωση παρατηρούμε πως το σήμα στην έξοδο έχει πολύ απόδοση. Πιο συγκεκριμένα παρατηρούμε πως τα επίπεδα 'υψηλού' και 'χαμηλού' δυναμικού είναι πλήρως διαχωρίσιμα και τα φαινόμενα θορύβου βρίσκονται σε πολύ ικανοποιητικά επίπεδα. Να αναφέρουμε πως βρισκόμαστε στο μέσο της γραμμικής περιοχής και για τη συγκεκριμένη περίπτωση έχουμε εφαρμόσει τη θεωρία μικρού σήματος. Ως επόμενο βήμα καλούμαστε να αυξήσουμε το πλάτος του σήματος στα 250 mV. Στην επόμενη σελίδα βρίσκονται τα αποτελέσματα του πειράματος.



Εικόνα 5.17 - Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = -1.18$ V

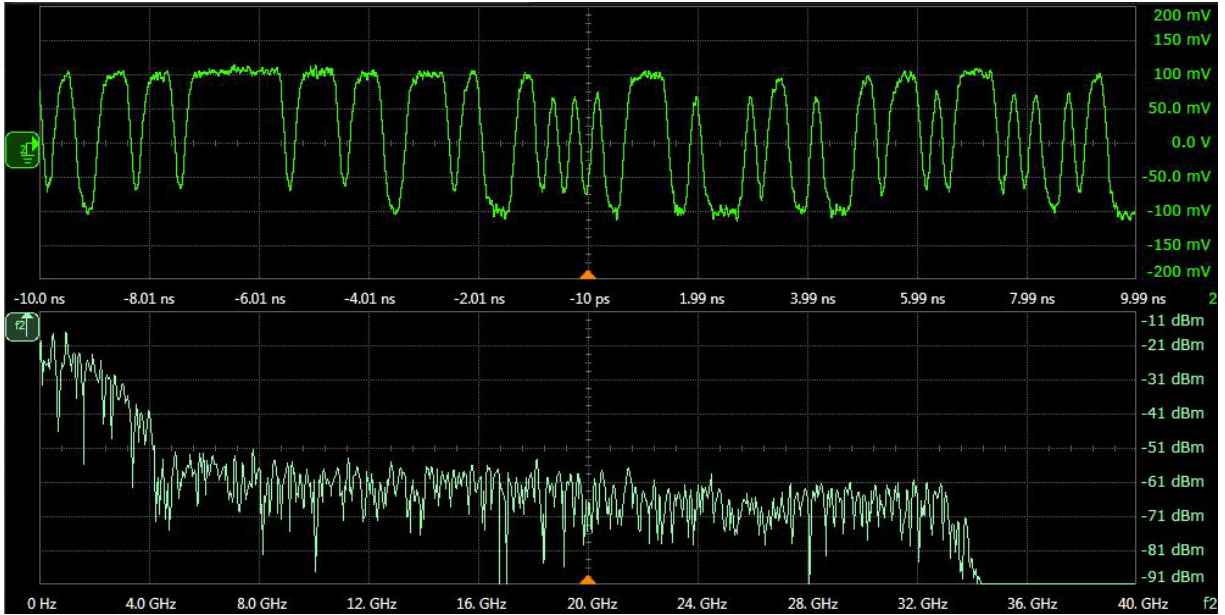


Γράφημα 5.9 - Πλάτος σήματος 250 mV

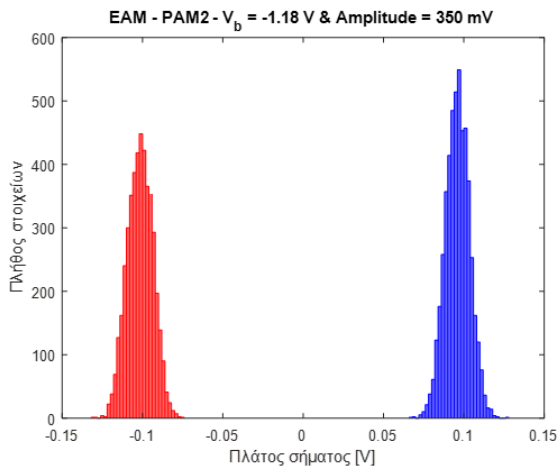


Γράφημα 5.10 - Πλάτος σήματος 250 mV

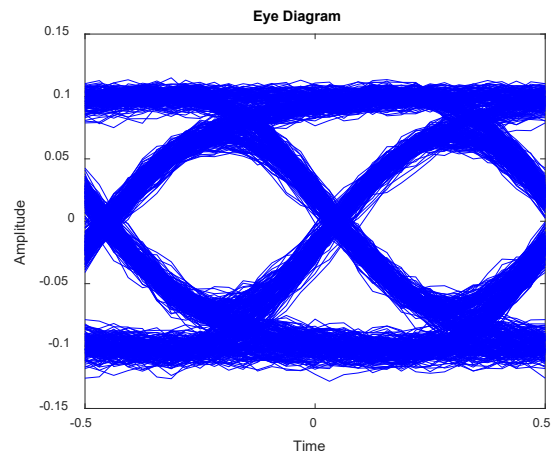
Για τη συγκεκριμένη περίπτωση παρατηρούμε πολλά και σημαντικά αποτελέσματα. Αρχικά να αναφέρουμε πως το πλάτος των 250 mV δεν επιλέχθηκε τυχαία αλλά αποτελεί τη μέση τιμή του πλάτους των ηλεκτρικών σημάτων. Από τις άνωθεν γραφικές παρατηρούμε πως το άνοιγμα του διαγράμματος οφθαλμού μεγιστοποιείται, κάτι που είναι ιδιαίτερος επιθυμητό διότι είναι συνυφασμένο με την ποιότητα σήματος. Κλείνοντας να αναφέρουμε πως τα φαινόμενα θορύβου είναι σε πολύ καλά επίπεδα, κάτι που επαληθεύεται από το διάγραμμα οφθαλμού. Στη συνέχεια της ανάλυσής μας αυξάνουμε το πλάτος του σήματος στα 350 mV και λαμβάνουμε τα αποτελέσματα τα οποία βρίσκονται στην επόμενη σελίδα.



Εικόνα 5.18 – Πλάτος σήματος 350 mV & $V_{bias} = -1.18$ V

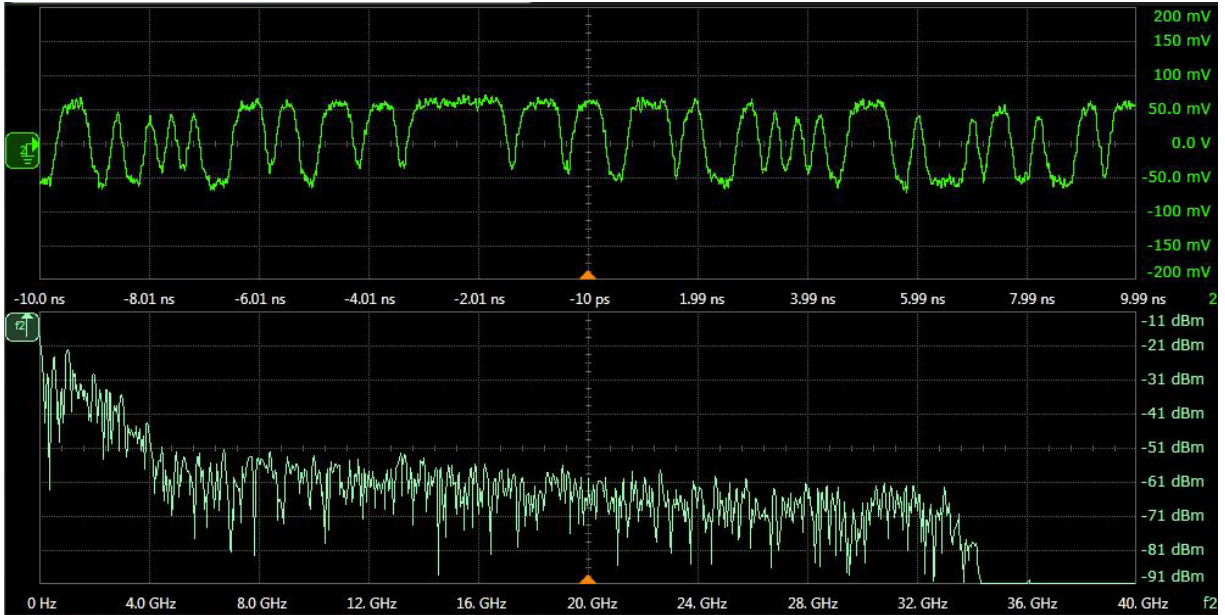
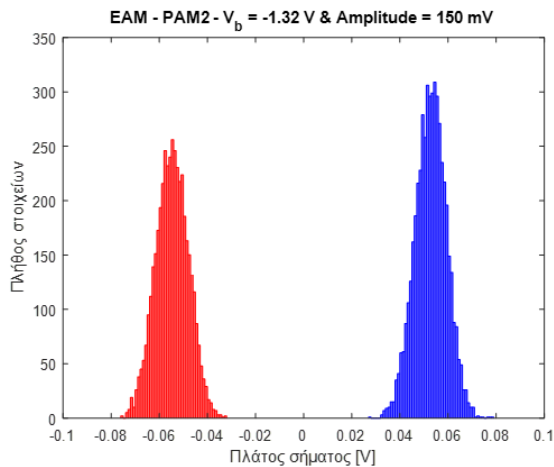


Γράφημα 5.11 – Πλάτος σήματος 350 mV

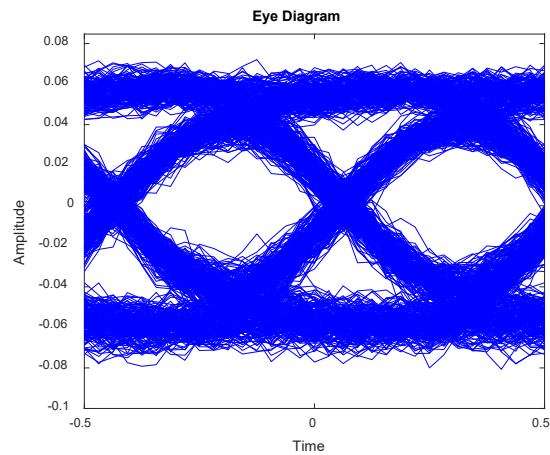


Γράφημα 5.12 - Πλάτος σήματος 350 mV

Παρατηρούμε πως και στη συγκεκριμένη περίπτωση το σήμα στην έξοδο παρουσιάζει πολύ καλή απόδοση. Πιο συγκεκριμένα τα επίπεδα 'υψηλού' και 'χαμηλού' δυναμικού απέχουν αρκετά μεταξύ τους και ο θόρυβος βρίσκεται σε πολύ καλά επίπεδα. Όπως εύκολα παρατηρήσαμε για το συγκεκριμένο σημείο πόλωσης (μέσον γραμμικής περιοχής) το σήμα μας είχε την καλύτερη απόδοση στη μέχρι τώρα ανάλυση για τον συγκεκριμένο διαμορφωτή. Στην επόμενη σελίδα θα μεταβούμε λίγο έξω από τη γραμμική περιοχή αλλάζοντας το σημείο πόλωσης στα -1.32 V. Στην επόμενη σελίδα ακολουθούν τα αποτελέσματα.

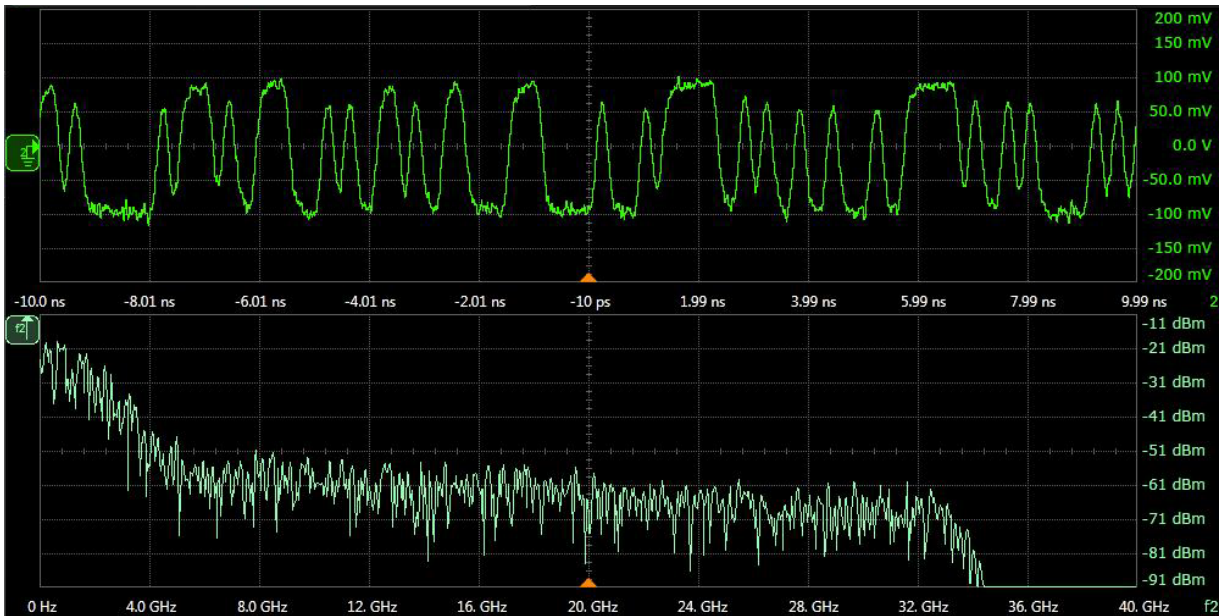
Εικόνα 5.19 - Πλάτος σήματος 150 mV & $V_{bias} = -1.32$ V

Γράφημα 5.13 - Πλάτος σήματος 150 mV

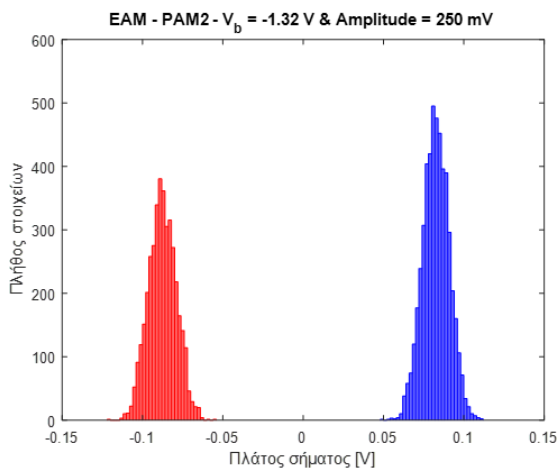


Γράφημα 5.14 - Πλάτος σήματος 150 mV

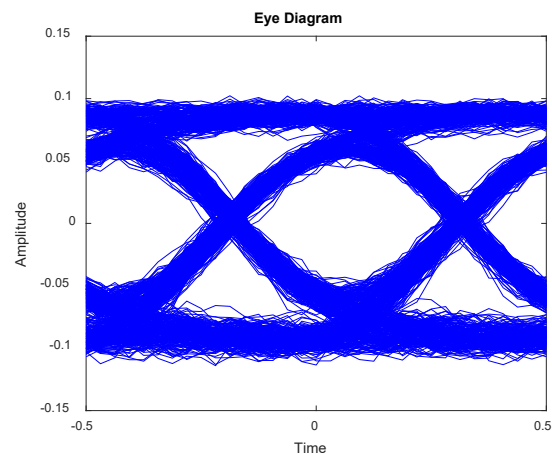
Για ακόμα μια φορά παρατηρούμε πολύ καλή ποιότητα σήματος στην έξοδο. Πιο συγκεκριμένα τα δύο επίπεδα απέχουν αρκετά μεταξύ τους με αποτέλεσμα να μην δημιουργούνται λάθη στην έξοδο. Το συμπέρασμα αυτό παρατηρείται τόσο από το ιστόγραμμα (Γράφημα 5.13) όσο και από το διάγραμμα οφθαλμού (Γράφημα 5.14). Στη συνέχεια αυξάνουμε το πλάτος στα 250 mV και λαμβάνουμε τα αποτελέσματα που βρίσκονται στην επόμενη σελίδα.



Εικόνα 5.20 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = -1.32$ V

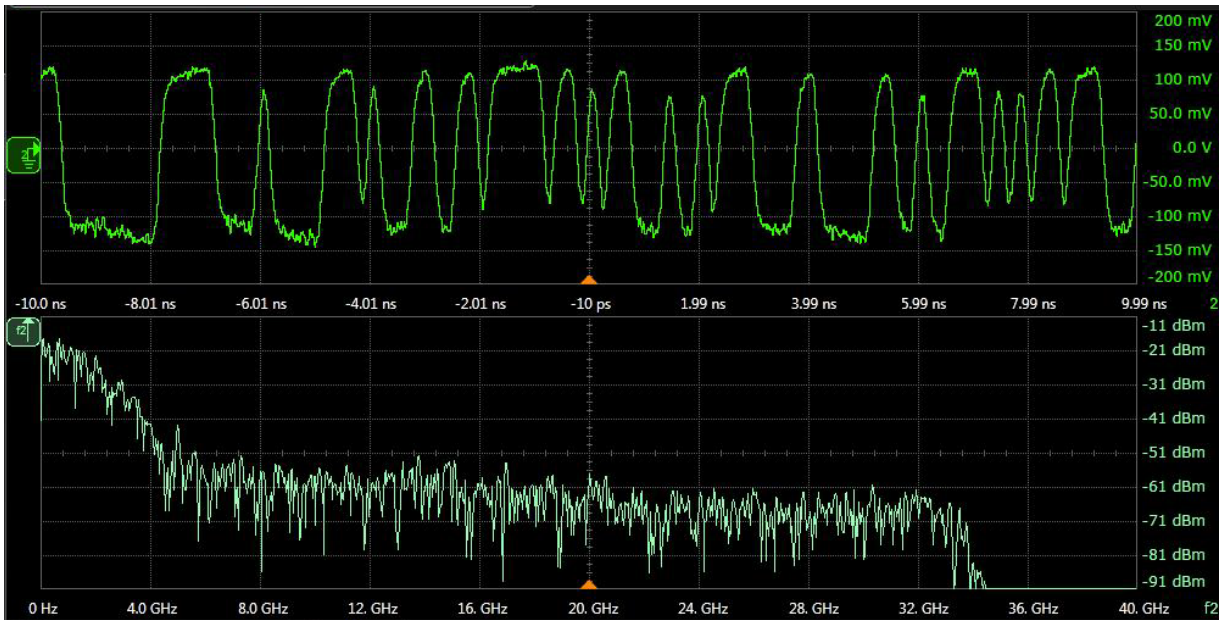
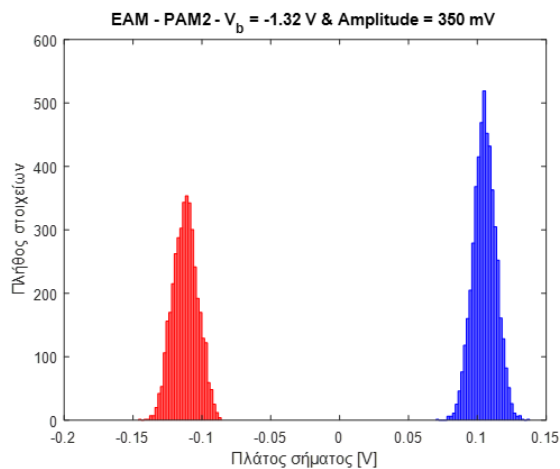


Γράφημα 5.15 – Πλάτος σήματος 250 mV

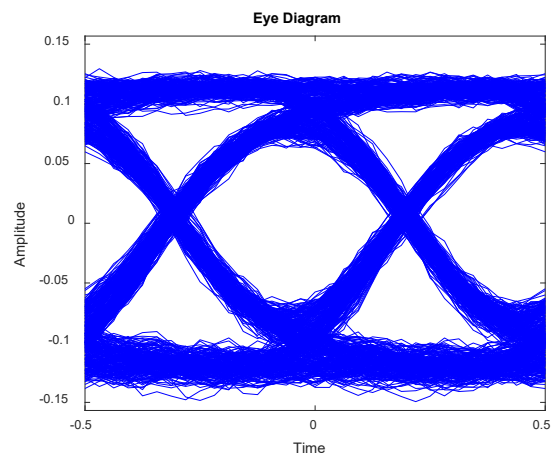


Γράφημα 5.16 - Πλάτος σήματος 250 mV

Ομοίως με προηγουμένως, παρατηρούμε και σε αυτή την περίπτωση πολύ καλή ποιότητα σήματος στην έξοδο. Πιο συγκεκριμένα δεν παρατηρούνται λάθη στη μετάδοση και για ακόμα μια φορά ο θόρυβος βρίσκεται σε ικανοποιητικά επίπεδα. Στη συνέχεια αυξάνουμε και άλλο το πλάτος του σήματος στα 350 mV και καταγράφουμε τα αποτελέσματα στην επόμενη σελίδα.

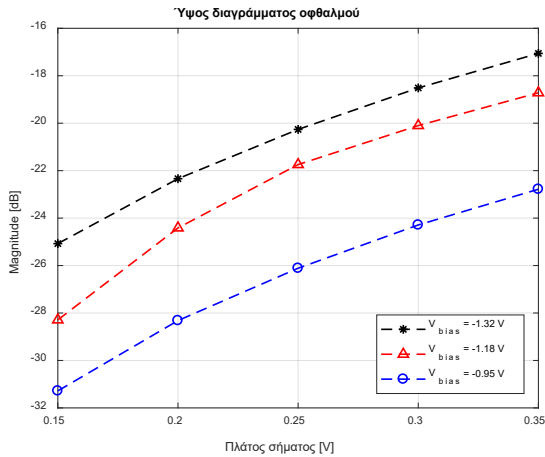
Εικόνα 5.21 – Πλάτος σήματος 350 mV & $V_{bias} = -1.32$ V

Γράφημα 5.17 – Πλάτος σήματος 350 mV

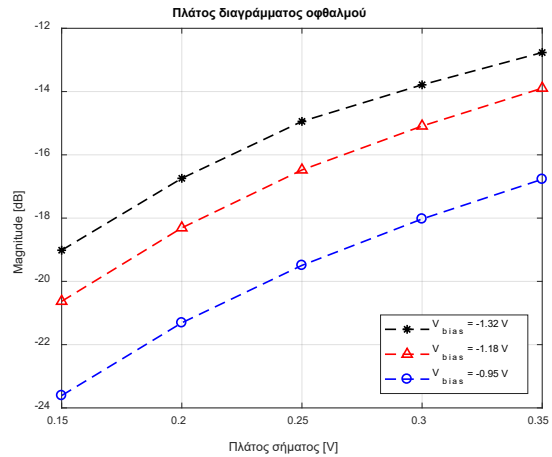


Γράφημα 5.18 - Πλάτος σήματος 350 mV

Κλείνοντας λοιπόν το κεφάλαιο για σήματα PAM-2 σε διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης, παρατηρούμε πως και σε αυτή την περίπτωση τα αποτελέσματα είναι ιδιαίτερος ικανοποιητικά. Πιο συγκεκριμένα δεν παρατηρούνται σφάλματα στην έξοδο και ο θόρυβος βρίσκεται σε χαμηλά επίπεδα. Αυτό που έχει ενδιαφέρον είναι ότι το κομμάτι της συνάρτησης μεταφοράς που βρίσκεται πάνω από τη γραμμική περιοχή έχει μικρότερη κλίση έναντι του κομματιού που βρίσκεται κάτω από τη γραμμική περιοχή, με αποτέλεσμα να παρατηρείται η διαφορά στο κέρδος όταν πολώνουμε το σήμα μας στα -0.95 V σε σύγκριση με την περίπτωση που το πολώνουμε στα -1.32 V. Στη συνέχεια ακολουθούν διάγραμμα που συγκρίνουν τις τιμές που λαμβάνουμε από το διάγραμμα οφθαλμού σε σύγκριση με τη μεταβολή του πλάτους και του σημείου πόλωσης.



Γράφημα 5.19



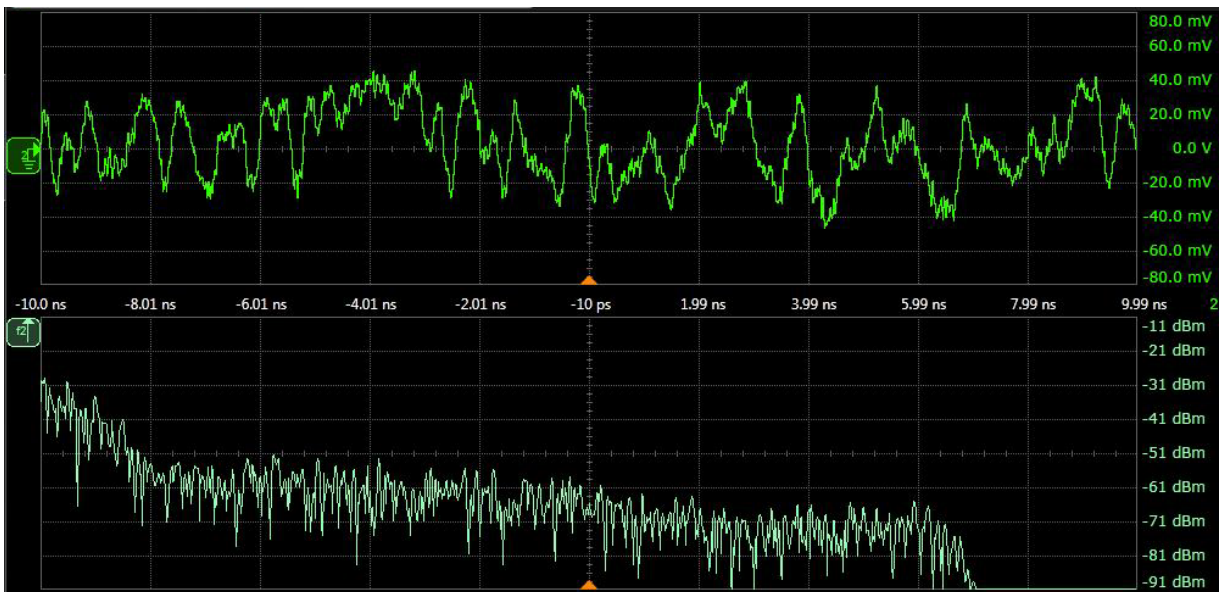
Γράφημα 5.20

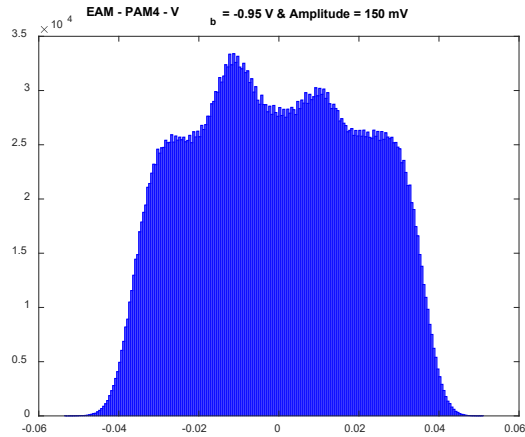
Όπως εύκολα παρατηρούμε και από τα δύο γραφήματα, όσο αυξάνουμε το πλάτος αυξάνεται τόσο το άνοιγμα όσο και το πλάτος του διαγράμματος οφθαλμού. Εν συνεχεία παρατηρούμε πως όσο κατευθυνόμαστε προς τη γραμμική περιοχή (όπου η κλίση μεγιστοποιείται), αυξάνονται και οι προηγούμενες δύο μεταβλητές για ίδιο πλάτος σήματος, διότι η κλίση συνεχώς αυξάνεται με αποτέλεσμα να αυξηθεί και το κέρδος της ζεύξης.

5.3 Εφαρμογή PAM4 σημάτων για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης

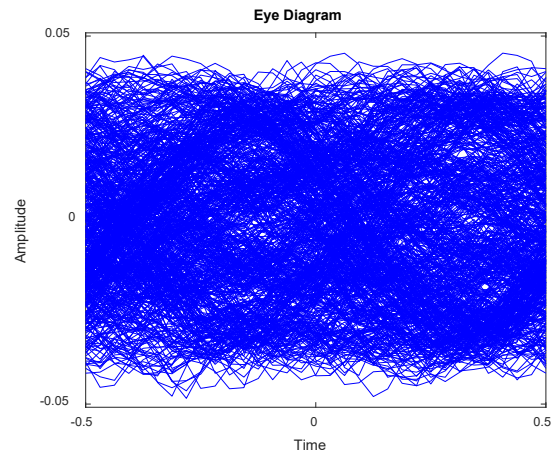
Στο παρόν κεφάλαιο εφαρμόζουμε σήματα PAM-4 στον διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης. Εν συνεχεία εφαρμόζουμε το λέιζερ με πλάτος στα 1554 nm και μελετάμε τι συμπεριφορά θα έχει ο διαμορφωτής για διάφορα σημεία πόλωσης, μεταβάλλοντας το πλάτος των σημάτων. Τα σημεία πόλωσης θα είναι 0.95, 1.18 και 1.32 V, στα οποία τα σήματα θα έχουν πλάτη από 150 mV μέχρι και 350 mV. Τέλος να αναφέρουμε πως διατηρούσαμε σταθερό τον ρυθμό συμβόλων (5 GBaud) σε όλες τις μετρήσεις που κάναμε.

Όπως και στο προηγούμενο κεφάλαιο έτσι και σε αυτό θα δώσουμε έμφαση στα σφάλματα μετάδοσης και θα προσπαθήσουμε να τα υπολογίσουμε. Σε πρώτη φάση θα πολώνουμε το σήμα μας στα 0.95 V (κατ' απόλυτη τιμή) και μεταβάλλουμε το πλάτος του σήματος από τα 150 mV και μέχρι τα 350 mV και λαμβάνουμε στιγμιότυπα από το πεδίο των συχνοτήτων και από το πεδίου του χρόνου.

Εικόνα 5.22 – Πλάτος σήματος 150 mV & $V_{bias} = -0.95$ V

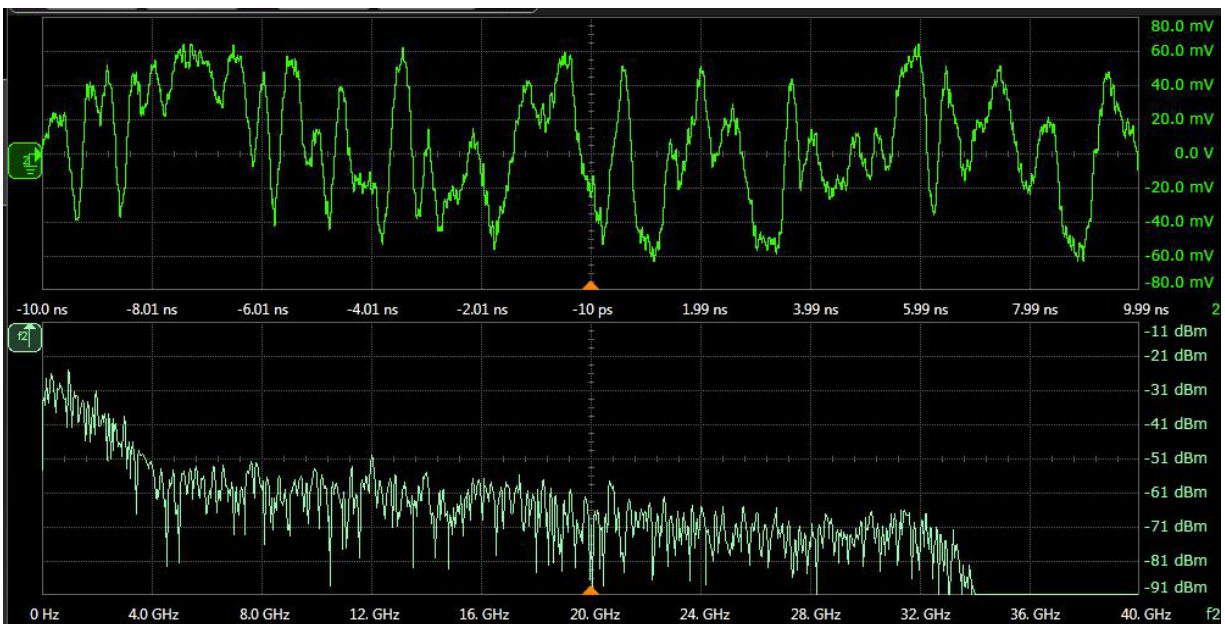


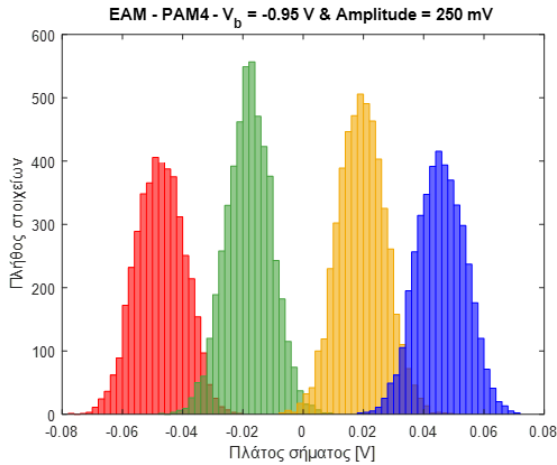
Γράφημα 5.21 - Πλάτος σήματος 150 mV



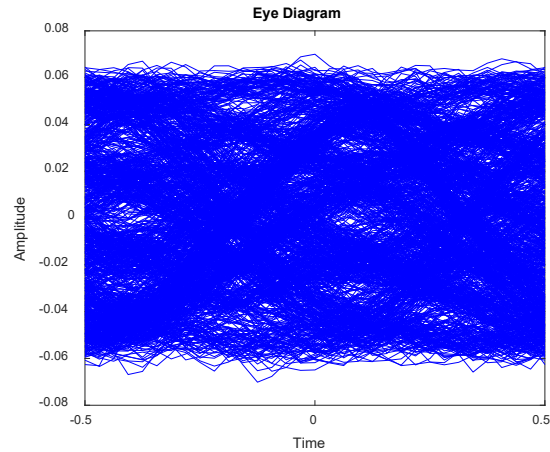
Γράφημα 5.22 - Πλάτος σήματος 150 mV

Από τις προηγούμενες γραφικές μπορούμε να εξάγουμε πολλά και ενδιαφέροντα συμπεράσματα. Για πρώτη φορά παρατηρούμε να μην αναγνωρίζεται το μοτίβο της ψευδοακολουθίας της γεννήτριας. Αυτό έχει ως συνέπεια να μην μπορούμε να γνωρίζουμε αν υπάρχουν λάθη στην έξοδο. Στη συνέχεια όπως παρατηρούμε από το Γράφημα 5.21 τα τέσσερα επίπεδα δεν ξεχωρίζουν μεταξύ τους και σε συνδυασμό με το ότι δεν γνωρίζουμε ποια ψηφία είναι εσφαλμένα ή όχι δεν είμαστε σε θέση να υπολογίσουμε το BER. Τρίτον παρατηρούμε πως το διάγραμμα οφθαλμού (Γράφημα 5.22) είναι κλειστό, το οποίο σημαίνει πως τα επίπεδα θορύβου είναι αρκετά υψηλά για το σήμα που εφαρμόσαμε. Κλείνοντας λοιπόν ο συνδυασμός των υψηλών επιπέδων θορύβου και του μικρού σήματος μας οδηγούν στο αποτέλεσμα να μην μπορούμε να εκτιμήσουμε το σήμα που λάβαμε στην έξοδο. Στη συνέχεια αυξάνουμε το πλάτος στα 250 mV και λαμβάνουμε τα ακόλουθα αποτελέσματα.

Εικόνα 5.23 - Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = -0.95 V$



Γράφημα 5.23 - Πλάτος σήματος 250 mV



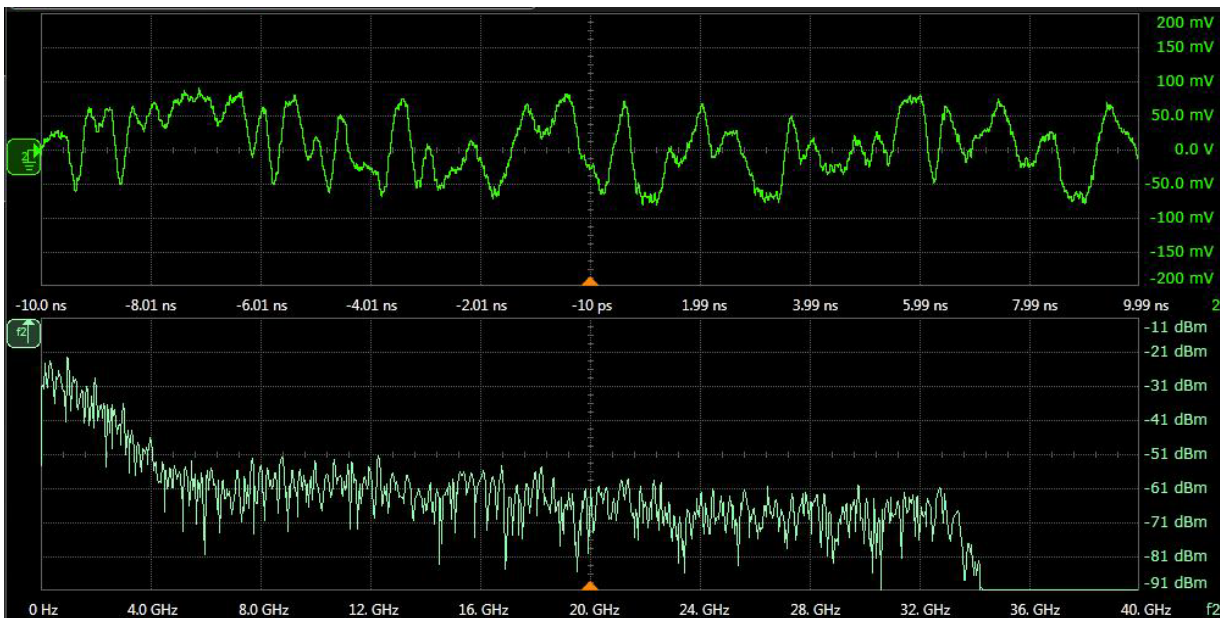
Γράφημα 5.24 - Πλάτος σήματος 250 mV

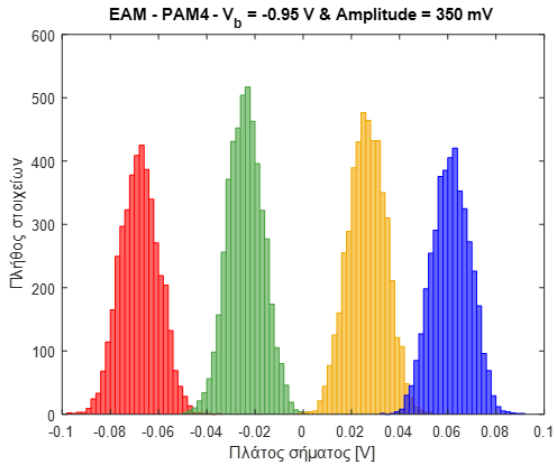
Σε πρώτη φάση παρατηρούμε πως παρόλο που υπάρχουν σφάλματα στην έξοδο καταφέρνουμε να αναγνωρίσουμε το σήμα μας. Δεύτερον τα εσφαλμένα bits φαίνονται και από τις επικαλύψεις στο διάγραμμα συχνοτήτων (Γράφημα 5.23). Τρίτον παρατηρούμε πως το διάγραμμα οφθαλμού είναι επίσης κλειστό. Τέλος και σε αυτή την περίπτωση ο θόρυβος είναι μεγάλος για το δεδομένο πλάτος σήματος και το μετρούμενο BER βρέθηκε στα 0.013225. Παρακάτω ακολουθούν τα μετρητικά.

	Πλάτος ματιού (dB)	Q-factor
Επίπεδο 1 (00 - 01)	-15.6959	1.8222
Επίπεδο 2 (01 - 10)	-14.2004	2.5585
Επίπεδο 3 (10 - 11)	-16.0619	1.6801

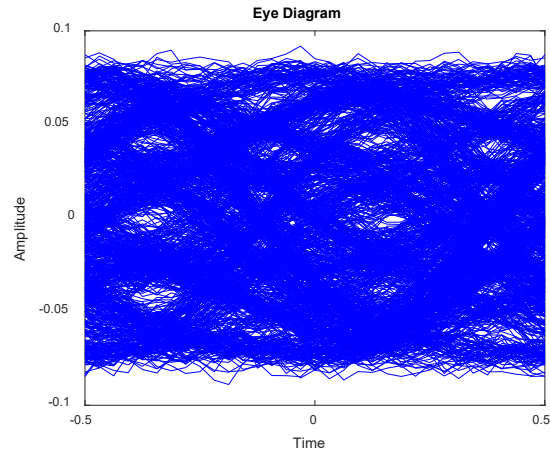
Πίνακας 5.1

Στη συνέχεια μεγαλώνουμε το πλάτος του σήματος στα 350 mV και καταγράφουμε τα αποτελέσματα.

Εικόνα 5.24 - Πλάτος σήματος 350 mV & $V_{bias} = -0.95 V$



Γράφημα 5.25 - Πλάτος σήματος 350 mV



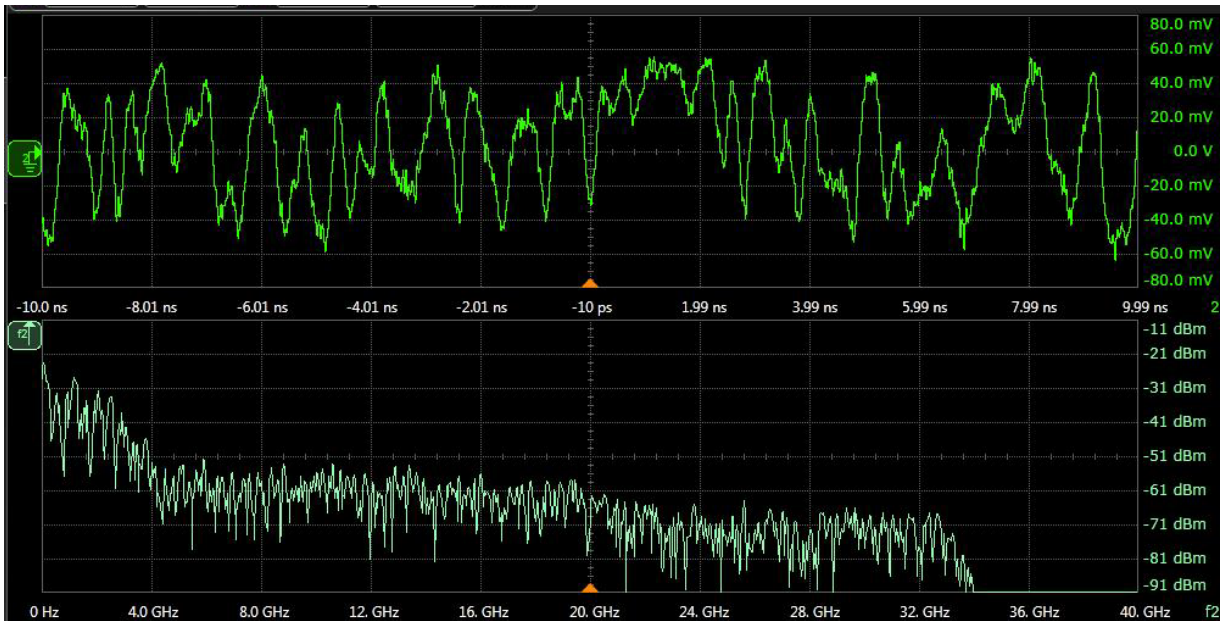
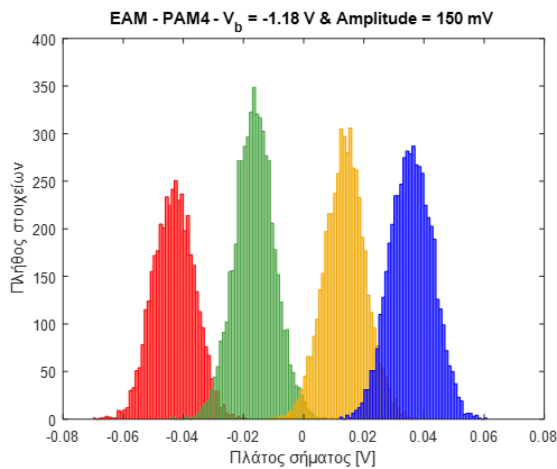
Γράφημα 5.26 - Πλάτος σήματος 350 mV

Από τις παραπάνω γραφικές παρατηρούμε πως το σήμα μας εμφανίζει την καλύτερη απόδοση σε σύγκριση με τις προηγούμενες δύο περιπτώσεις. Αρχικά να αναφέρουμε πως και σε αυτή την περίπτωση προκύπτουν λάθη, τα οποία δεν είναι αρκετά στο να μας αποτρέψουν από το προσδιορίσουμε το σήμα μας. Επίσης παρατηρούμε πως τα ενδιάμεσα επίπεδα δεν ισαπέχουν από τα ακριανά και αυτό οφείλεται στη φύση της συνάρτησης μεταφοράς του διαμορφωτή. Να αναφέρουμε πως και σε αυτή την περίπτωση το διάγραμμα οφθαλμού είναι κλειστό. Στη συνέχεια το μετρούμενο BER βρέθηκε ίσο με 0.011851. Τέλος τα μετρητικά του συγκεκριμένου πειράματος είναι τα παρακάτω.

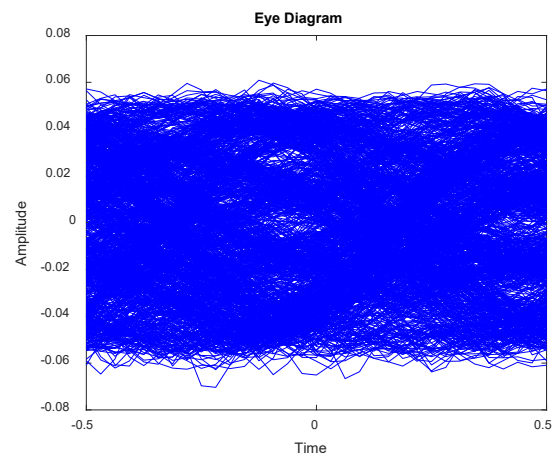
	Πλάτος ματιού (dB)	Q-factor
Επίπεδο 1 (00 - 01)	-13.7438	2.5333
Επίπεδο 2 (01 - 10)	-13.1313	2.9152
Επίπεδο 3 (10 - 11)	-14.3832	2.2006

Πίνακας 5.2

Από το διάγραμμα οφθαλμού παρατηρούμε πως ο θόρυβος είναι σε σχετικά υψηλά επίπεδα, παρόλα ταύτα δεν προξενεί προβλήματα στο σήμα μας. Αυτό που έχει ενδιαφέρον είναι πως λόγω ασυμμετρίας της συνάρτησης μεταφοράς το 'χαμηλό' δυναμικό δεν ισαπέχει από το αμέσως επόμενο επίπεδο, όπως γινόταν προηγουμένως. Αυτό οφείλεται στο γεγονός πως ένα μέρος τους σήματος (στην συγκεκριμένη περίπτωση το κάτω) εφαρμόζεται εκτός γραμμικής περιοχής και πολλαπλασιάζεται με άλλη κλίση και προκύπτει το προηγούμενο αποτέλεσμα. Στη συνέχεια αλλάζουμε σημείο και μεταβάλλουμε το πλάτος του σήματος, όπως κάνουμε μέχρι τώρα. Το νέο σημείο πόλωσης θα είναι το μέσον της γραμμικής περιοχής (δηλ. -1.18 V). Τα αποτελέσματα για σήματος πλάτους 150 mV βρίσκονται παρακάτω.

Εικόνα 5.25 – Πλάτος σήματος 150 mV & $V_{bias} = -1.18$ V

Γράφημα 5.27 – Πλάτος σήματος 150 mV



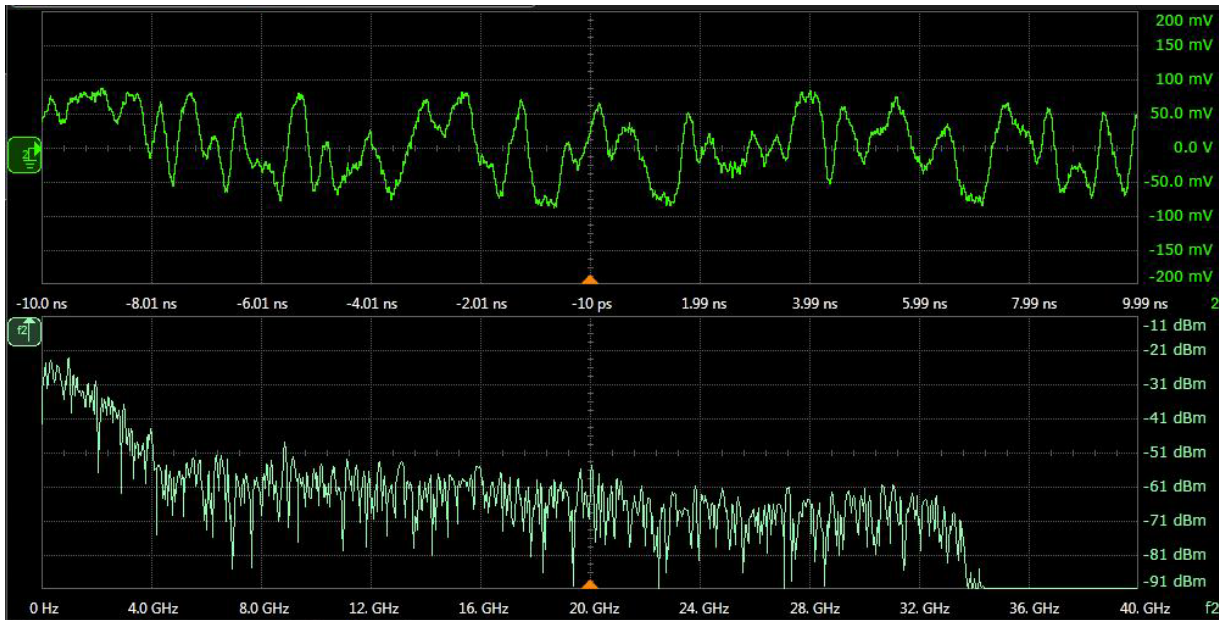
Γράφημα 5.28 - Πλάτος σήματος 150 mV

Τόσο και σε αυτή την περίπτωση όσο και σε προηγούμενες καταφέραμε να βρούμε το μοτίβο της ακολουθίας βάσει του οποίου θα αποφανθούμε για ενδεχόμενα λάθη στην έξοδο. Πιο συγκεκριμένα όπως παρατηρούμε από το Γράφημα 5.57, υπάρχει επικάλυψη στις κατανομές των ψηφίων. Εν συνεχεία τα επίπεδα θορύβου είναι ψηλά για το δεδομένο σήμα και γι' αυτό το λόγο το μάτι είναι κλειστό στο διάγραμμα οφθαλμού (Γράφημα 5.28). Κλείνοντας το μετρούμενο BER βρέθηκε ίσο με 0.026111. Στη συνέχεια ακολουθούν τα μετρητικά.

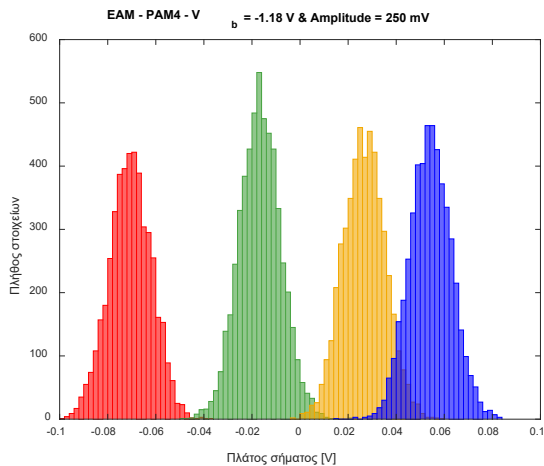
	Πλάτος ματιού (dB)	Q-factor
Επίπεδο 1 (00 – 01)	-15.8738	1.8044
Επίπεδο 2 (01 – 10)	-15.0638	2.2096
Επίπεδο 3 (10 – 11)	-16.8129	1.4787

Πίνακας 5.3

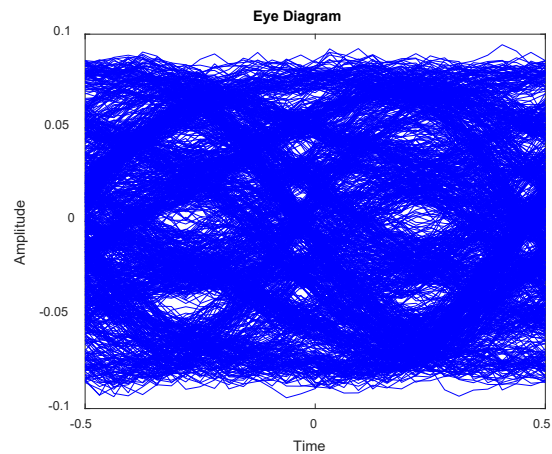
Στη συνέχεια μεταβάλλουμε το πλάτος του σήματος στα 250 mV και λαμβάνουμε τα αποτελέσματα που βρίσκονται παρακάτω.



Εικόνα 5.26 – Πλάτος σήματος 250 m & $V_{bias} = -1.18 V$



Γράφημα 5.29 – Πλάτος σήματος 250 mV



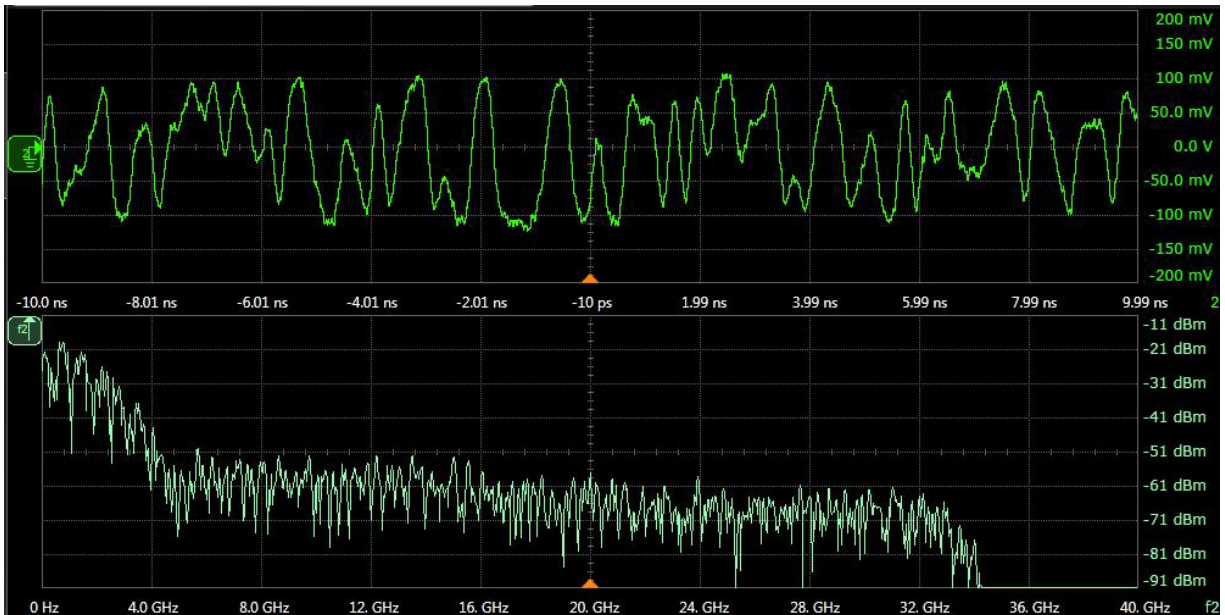
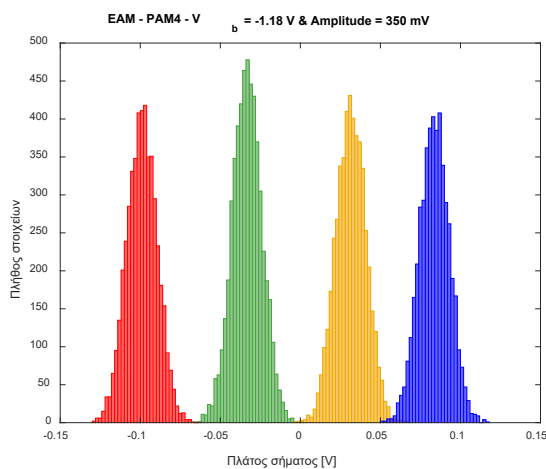
Γράφημα 5.30 - Πλάτος σήματος 250 mV

Για τη συγκεκριμένη περίπτωση παρατηρούμε πως σε σύγκριση με προηγούμενως τα αποτελέσματα είναι αισθητά καλύτερα. Παρόλο που υπάρχει επικάλυψη των bits στο διάγραμμα συχνότητας είμαστε σε θέση να εντοπίσουμε το μοτίβο της ακολουθίας και να αποφανθούμε για το πιο bits είναι εσφαλμένα και ποια όχι. Εν συνεχεία είναι προφανές πως τώρα που αυξήθηκε η ισχύς του σήματος αυξήθηκε και το SNR. Στο σημείο αυτό να αναφέρουμε πως το μετρούμενο BER βρέθηκε ίσο με 0.024875. Παρακάτω βρίσκονται τα μετρητικά.

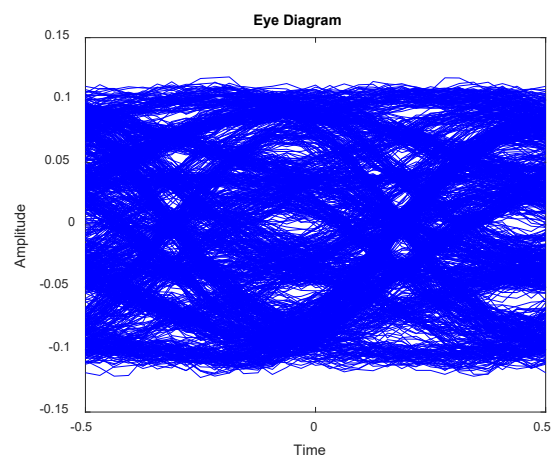
	Πλάτος ματιού (dB)	Q-factor
Επίπεδο 1 (00 – 01)	-12.9682	2.8311
Επίπεδο 2 (01 – 10)	-12.8842	2.8765
Επίπεδο 3 (10 – 11)	-14.5027	2.0022

Πίνακας 5.4

Σε αυτό το σημείο να αναφέρουμε πως για το συγκεκριμένο βρισκόμαστε στην γραμμική περιοχή του διαμορφωτή. Συνεχίζουμε με την μεταβολή του πλάτους και αυτή τη φορά το αυξάνουμε στα 350 mV και τα αποτελέσματα που λαμβάνουμε τα παραθέτουμε παρακάτω.

Εικόνα 5.27 – Πλάτος σήματος 350 mV & $V_{bias} = -1.18$ V

Γράφημα 5.31 – Πλάτος σήματος 350 mV



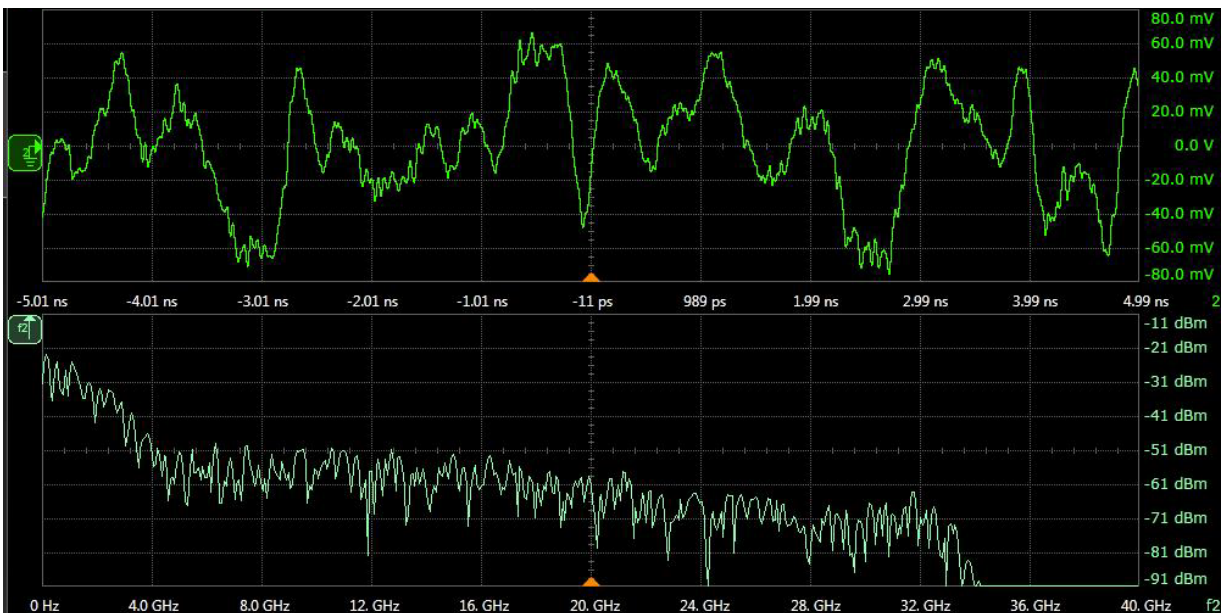
Γράφημα 5.32 - Πλάτος σήματος 350 mV

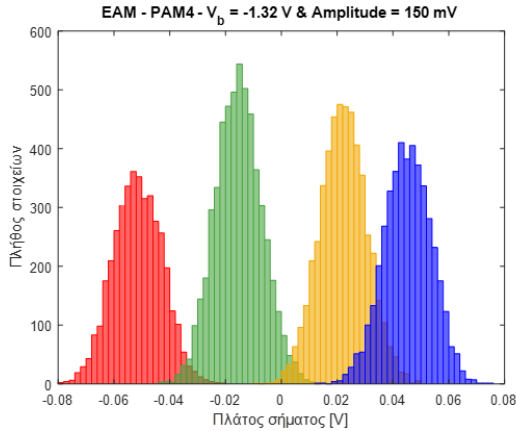
Για την συγκεκριμένη υπόθεση παρατηρούμε πως παίρνουμε τα καλύτερα δυνατά αποτελέσματα στη μέχρι τώρα ανάλυση. Πιο συγκεκριμένα το πλάτος είναι τέτοιο ώστε να μην αφήνει τα επίπεδα θορύβου να επιδράσουν αρνητικά στο σήμα μας κάτι που σημαίνει πως έχει βελτιωθεί ο σηματοθορυβικός λόγος σε σχέση με προηγουμένως. Εν συνεχεία και σε αυτή την περίπτωση έχει βρεθεί το μοτίβο της ακολουθίας και είμαστε σε θέση να αποφανθούμε για bits. Όπως παρατηρούμε από το *Γράφημα 5.31*, τα επίπεδα δεν είναι ισαπέχουσα διότι ένα μέρος του σήματος πολλαπλασιάζεται με διαφορετική κλίση. Στο σημείο αυτό να αναφέρουμε πως το μετρούμενο BER βρέθηκε ίσο με 0.024751. Κλείνοντας για πρώτη φορά στα δύο χαμηλότερα επίπεδα το μάτι στο διάγραμμα οφθαλμού είναι ανοιχτό. Στη συνέχεια βρίσκονται τα μετρητικά.

	Πλάτος ματιού (dB)	Ύψος ματιού (dB)	Q-factor
Επίπεδο 1 (00 - 01)	-11.4499	-20.2903	3.4507
Επίπεδο 2 (01 - 10)	-11.57	-21.3038	3.3569
Επίπεδο 3 (10 - 11)	-13.6912	Κλειστό	2.0624

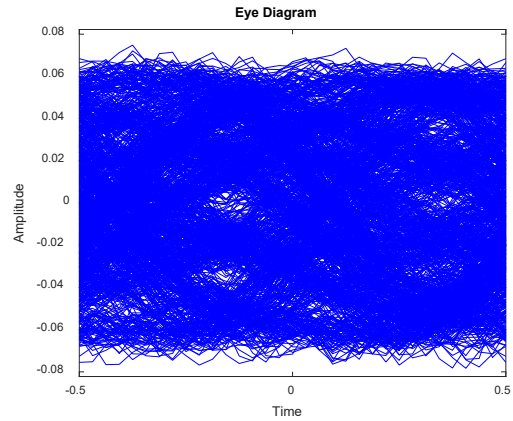
Πίνακας 5.5

Προχωράμε την ανάλυσή μας αλλάζοντας σημείο και μεταβάλλοντας το πλάτος του σήματος, όπως κάναμε μέχρι τώρα. Το νέο σημείο πόλωσης θα είναι τα -1.32 V. Τα αποτελέσματα για σήματος πλάτους 150 mV βρίσκονται στην επόμενη σελίδα.

Εικόνα 5.28 - Πλάτος σήματος 150 mV & $V_{bias} = -1.32$ V



Γράφημα 5.33 – Πλάτος σήματος 150 mV



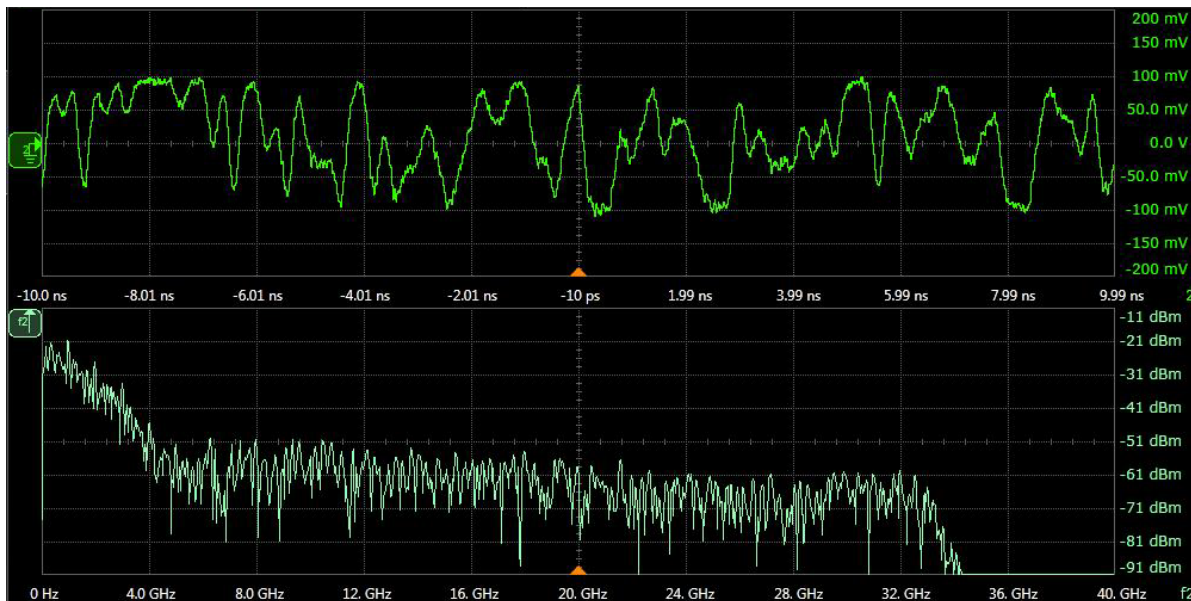
Γράφημα 5.34 - Πλάτος σήματος 150 mV

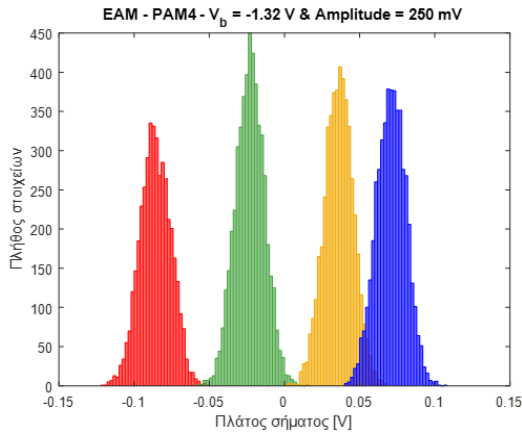
Στη συγκεκριμένη υπόθεση παρατηρούμε πως ακόμα και για μικρό σήμα καταφέρουμε να εντοπίσουμε σωστά το μοτίβο της ακολουθίας. Ο λόγος που επιτυγχάνεται αυτό έχει να κάνει με την κλίση της συνάρτησης μεταφοράς στο συγκεκριμένο σημείο. Πιο συγκεκριμένα οφείλεται στο ότι πετύχουμε αρκετά μεγάλη κλίση στη συνάρτηση μεταφοράς, με αποτέλεσμα να αυξάνεται το κέρδος της ζεύξης, εν αντιθέσει της περίπτωσης που το πολώνουμε στα $V_{bias} = -0.95 V$. Παρόλα ταύτα το μάτι για όλα τα επίπεδα είναι κλειστό που σημαίνει ότι τα επίπεδα θορύβου είναι υψηλά για το δεδομένο σήμα. Στο σημείο αυτό να αναφέρουμε πως το μετρούμενο BER βρέθηκε ίσο με 0.019676. Παρακάτω ακολουθούν τα μετρητικά.

	Πλάτος ματιού (dB)	Q-factor
Επίπεδο 1 (00 – 01)	-14.0068	2.6516
Επίπεδο 2 (01 – 10)	-14.3172	2.4633
Επίπεδο 3 (10 – 11)	-15.2748	1.9857

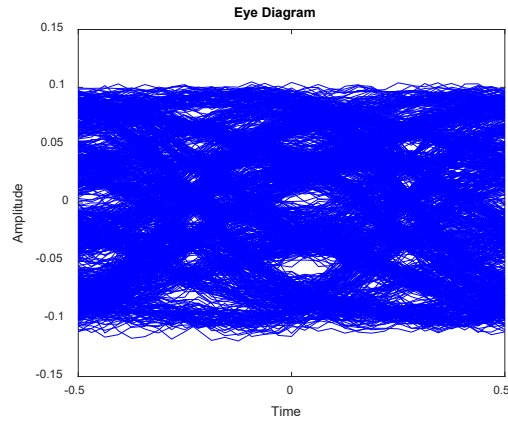
Πίνακας 5.6

Στη συνέχεια αυξάνουμε το πλάτος του σήματος στα 250 mV και μεταφέρουμε τα αποτελέσματα στην επόμενη σελίδα.

Εικόνα 5.29 – Πλάτος σήματος 250 mV & $V_{bias} = -1.32 V$



Γράφημα 5.35 - Πλάτος σήματος 250 mV



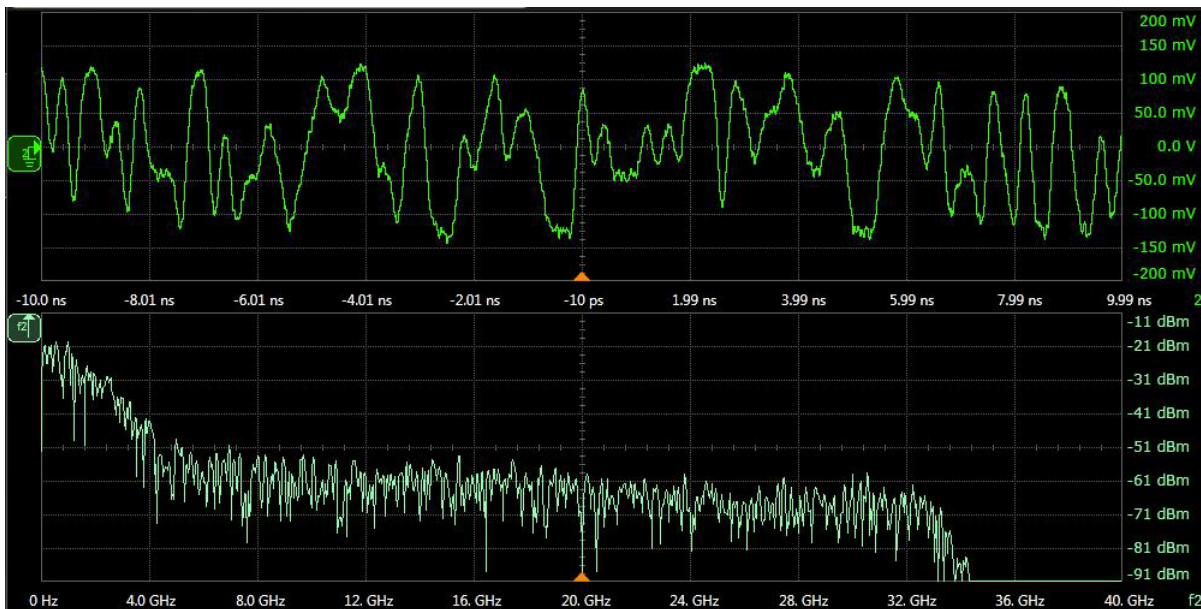
Γράφημα 5.36 - Πλάτος σήματος 250 mV

Στη συγκεκριμένη υπόθεση από τις παραπάνω γραφικές παρατηρούμε πως μετά την αύξηση του πλάτους του σήματος λάβαμε καλύτερα αποτελέσματα. Πιο συγκεκριμένα παρατηρούμε καλύτερη συμπεριφορά στο διάγραμμα οφθαλμού με μόνο το ένα μάτι κλειστό (Επίπεδο 3 (10 – 11)). Εν συνεχεία και σε αυτή την περίπτωση καταφέραμε να αναγνωρίσουμε το μοτίβο της ακολουθίας. Στο σημείο αυτό να αναφέρουμε πως το μετρούμενο BER βρέθηκε ίσο με 0.01945. Τέλος ο λόγος που δεν ισαπέχουν τα επίπεδα μεταξύ τους έχει να κάνει με το γεγονός πως αλλάζει η κλίση της συνάρτησης μεταφοράς όταν εφαρμόζεται το σήμα μας. Παρακάτω βρίσκονται τα μετρητικά.

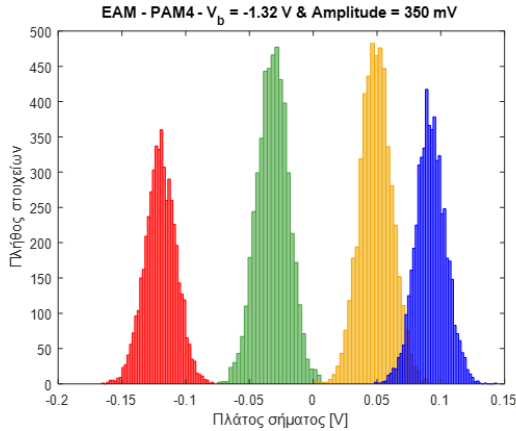
	Πλάτος ματιού (dB)	Ύψος ματιού (dB)	Q-factor
Επίπεδο 1 (00 – 01)	-11.7793	-20.9541	3.4127
Επίπεδο 2 (01 – 10)	-12.1912	-27.3315	3.0948
Επίπεδο 3 (10 – 11)	-14.5651	Κλειστό	1.797

Πίνακας 5.7

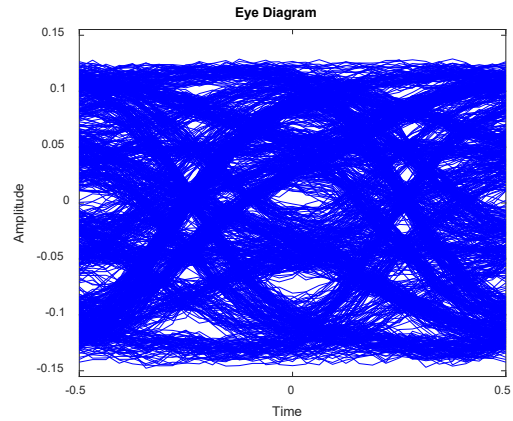
Στη συνέχεια μεταβάλλουμε ξανά το πλάτος του σήματος και αυτή τη φορά το ορίζουμε στα 350 mV. Τα αποτελέσματα βρίσκονται παρακάτω.



Εικόνα 5.30 - Πλάτος σήματος 350 mV & $V_{bias} = -1.32 V$



Γράφημα 5.37 – Πλάτος σήματος 350 mV



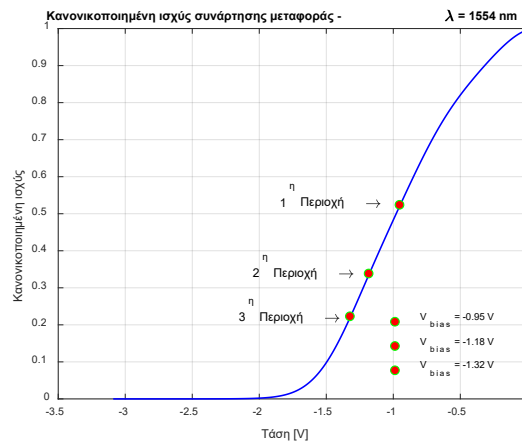
Γράφημα 5.38 - Πλάτος σήματος 350 mV

Σε αυτό το παράδειγμα η παραμόρφωση που προκαλείται από την εφαρμογή του σήματος στη μη γραμμική περιοχή είναι πλήρως αισθητή. Πλέον κανένα από τα επίπεδα δεν ισαπέχει με τα γύρω του. Όπως έχουμε αναφέρει προηγουμένως αυτό έχει να κάνει με το γεγονός πως μέρη του σήματος πολλαπλασιάζονται με διαφορετική κλίση. Πιο συγκεκριμένα παρατηρούμε πως στα χαμηλότερα επίπεδα το μάτι είναι ανοιχτό στο διάγραμμα οφθαλμού και τα λάθη είναι ελάχιστα καθώς επίσης τα επίπεδα θορύβου να είναι ανεκτά για την συγκεκριμένη ισχύ σήματος. Στο σημείο αυτό να αναφέρουμε πως το μετρούμενο BER βρέθηκε ίσο με 0.02245. Τέλος να αναφέρουμε πως και σε αυτή την περίπτωση βρέθηκε το μοτίβο της ακολουθίας. Παρακάτω ακολουθούν τα μετρητικά.

	Πλάτος ματιού (dB)	Ύψος ματιού (dB)	Q-factor
Επίπεδο 1 (00 – 01)	-10.343	-14.909	4.6115
Επίπεδο 2 (01 – 10)	-10.7311	-16.05	4.2484
Επίπεδο 3 (10 – 11)	-13.588	Κλειστό	2.2153

Πίνακας 5.8

Αυτό που καλούμαστε να κάνουμε στην δεδομένη στιγμή είναι να συγκρίνουμε τις περιπτώσεις από αναφέραμε. Γι' αυτό το λόγο χωρίζουμε τη συνάρτηση μεταφοράς σε τρεις περιοχές όπως φαίνεται παρακάτω και αποτυπώνουμε τα αποτελέσματα στην επόμενη σελίδα.



Γράφημα 5.39 – Πλάτος σήματος

Προκειμένου να έχουμε μια πλήρη εικόνα θα απεικονίσουμε τις λαμβανόμενες τιμές του BER, ώστε να κά-
νουμε μια σύγκριση μεταξύ των περιοχών πόλωσης και του πλάτους που εφαρμόσαμε.

Σημείο Πόλωσης (V)	Πλάτος (mV)	BER
-0.95	250	0.013225
	350	0.011851
-1.18	150	0.026111
	250	0.024875
	350	0.0024751
-1.32	150	0.019676
	250	0.01945
	350	0.02245

Πίνακας 5.9

Από τον παραπάνω πίνακα παρατηρούμε πως τα λιγότερα λάθη εμφανίστηκαν στην περίπτωση που πολώ-
σαμε το σήμα μας γύρω από τα -1.18 V και δημιουργήσαμε σήμα πλάτους 350 mV. Η συγκεκριμένη παρατή-
ρηση έχει πολύ μεγάλη σημασία, διότι βρισκόμαστε στο μέσο της γραμμικής περιοχής. Ο λόγος που η συγκεκρι-
μένη περίπτωση αναδείχθηκε ως η καλύτερη, παρόλο που ένα μέρος του σήματος βρίσκεται εκτός γραμμι-
κής περιοχής έχει να κάνει με το είδος του παλμού και ότι με την αύξηση του πλάτους βελτιώθηκε ο σηματο-
θορυβικός λόγος.

Ένα ακόμα χαρακτηριστικό είναι πως για τις πρώτες δύο περιπτώσεις (σημεία πόλωσης: -0.95 & -1.18 V)
όσο αυξάνουμε το πλάτος τόσο βελτιώνεται το BER και αυτό έχει να κάνει με το γεγονός πως το σήμα δεν έχει
βρεθεί κοντά στον κορεσμό ή αλλιώς στην 'ουρά' της συνάρτησης μεταφοράς. Αυτή η παρατήρηση είναι ο
λόγος που για την τρίτη περίπτωση (σημείο πόλωσης: -1.32 V), όταν εφαρμόσαμε σήμα πλάτους 350 mV, το
BER χειροτέρευσε.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο

Επίλογος

Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο θα συνοψίσουμε τη σημασία των μικροκυματικών φωτονικών διατάξεων στις κινητές επικοινωνίες και πως αυτές θα είναι σε θέση να δώσουν τις βάσεις για τα συστήματα επικοινωνιών πέμπτης γενιάς (5G). Στη συνέχεια βάσει όλης της ανάλυσης του θεωρητικού μέρους (§ 1 & § 2) θα εστιάσουμε στα αποτελέσματα της πειραματικής αξιολόγησης (§ 4 & § 5) με στόχο να αναδείξουμε τα θετικά και τα αρνητικά. Κλείνοντας θα προτείνουμε πως μπορεί να επεκταθεί το συγκεκριμένο έργο στο μέλλον.

6.1 Σύνοψη και συμπεράσματα

Στα προηγούμενο κεφάλαιο μελετήσαμε στην πράξη πως λειτουργεί ένας διαμορφωτής Mach – Zehnder και ένας διαμορφωτής ηλεκτρο-απορρόφησης. Έχοντας λοιπόν εφαρμόσει ημιτονικούς, PAM – 2 και PAM – 4 παλμούς στους δύο αυτούς διαμορφωτές είμαστε σε θέση να εξάγουμε συμπεράσματα για την γραμμικότητα, τον θόρυβο και την ποιότητα της ζεύξης γενικότερα για τους δύο αυτούς διαμορφωτές.

Ας ξεκινήσουμε με την ανάλυση της γραμμικότητας των δύο αυτών διαμορφωτών. Για να βγάλουμε συμπεράσματα για την γραμμικότητα θα εστιάσουμε στους ημιτονικούς παλμούς και πιο συγκεκριμένα θα παρατηρήσουμε από πιο πλάτος και πάνω αρχίζουν οι μη γραμμικοί όροι να γίνονται αισθητοί. Σε αυτό το σημείο να υπενθυμίσουμε πως όταν εφαρμόζουμε ημιτονικό παλμό μιας συχνότητας, οι μη γραμμικοί όροι εμφανίζονται σε ακέραια πολλαπλάσια αυτής. Αρχικά όσο βρισκόμαστε στο μέσο της μέγιστης γραμμικής περιοχής για τον διαμορφωτή Mach – Zehnder, παρατηρούμε πως όταν εφαρμόζουμε ηλεκτρικό σήμα πλάτους 550 mV αρχίζουν οι μη γραμμικοί όροι να γίνονται αισθητοί. Έχοντας λοιπόν στην κατοχή μας τον συγκεκριμένο διαμορφωτή Mach – Zehnder, με $V_{pi} = 4.6 V$, παρατηρούμε πως έχουμε ένα εύρος της τάξεως των Volts και πιο συγκεκριμένα των 1.10 V. Αντιθέτως όταν βρεθούμε εκτός της μέγιστης γραμμικής περιοχής, για τον δεδομένο διαμορφωτή Mach – Zehnder, οι μη γραμμικοί όροι εμφανίζονται ακόμα και όταν εφαρμόζουμε σήμα της τάξεως των 250 mV.

Στη αντίπερα όχθη, βρίσκεται ο διαμορφωτής ηλεκτρο-απορρόφησης για τον οποίο τα πράγματα είναι διαφορετικά. Αρχικά λόγω ασυμμετρίας της συνάρτησης μεταφοράς μελετήσαμε τρεις διαφορετικές περιοχές. Στην πρώτη περιοχή (γύρω από τα -0.95 V) παρατηρήσαμε πως οι μη γραμμικοί όροι εμφανίστηκαν όταν εφαρμόσαμε σήμα πλάτους 450 mV, δίνοντας μας εύρος τις τάξεως των 900 mV. Στη συνέχεια όταν βρεθήκαμε γύρω από τα -1.18 V, παρατηρήθηκε πως οι μη γραμμικοί όροι εμφανίστηκαν όταν εφαρμόσαμε σήμα πλάτους 350 mV, δίνοντάς μας εύρος μικρότερο με την προηγούμενη περίπτωση. Αυτό που έχει ενδιαφέρον είναι πως η δεύτερη περιοχή έχει μεν μικρότερο εύρος αλλά η κλίση της είναι μεγαλύτερη, με αποτέλεσμα να έχουμε μεγαλύτερο κέρδος ζεύξης. Τέλος ως τρίτη περιοχή θεωρήσαμε την περιοχή των -1.32 V, για την οποία ακόμα και για σήμα πλάτους 250 mV παρατηρήθηκαν μη γραμμικοί όροι. Συνεπώς παρατηρήθηκε πως όσο κατευθυνόμαστε προς την ουρά η μη γραμμικότητα αυξάνεται σημαντικά.

Κλείνοντας αν παρατηρήσουμε τους παλμούς PAM – 2, θα δούμε πως δεν βρέθηκαν λάθη σε κανέναν από τους δύο διαμορφωτές. Εν συνεχεία από τα διαγράμματα οφθαλμού παρατηρούμε πως όσο αυξάνεται το πλάτος του σήματος μειώνονται τα επίπεδα θορύβου. Από την άλλη πλευρά όταν εφαρμόζουμε παλμούς PAM – 4, παρατηρούμε πως υπάρχουν περιπτώσεις που για σήματα πλάτους 150 mV είναι αδύνατος ο εντοπισμός της ακολουθίας τόσο για διαμορφωτές Mach – Zehnder όσο και για διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης. Αυτό που έχει μεγάλο ενδιαφέρον είναι πως όταν έχουμε να κάνουμε με μικρά σήματα (δηλ. σήματα πλάτους 150 - 300 mV) ο διαμορφωτής ηλεκτρο-απορρόφησης εμφανίζει πολύ καλύτερη απόδοση έναντι του διαμορφωτή Mach – Zehnder. Αντιθέτως αν έχουμε να κάνουμε με σήματα πλάτους 400 – 850 mV ο διαμορφωτής Mach – Zehnder παρουσίασε πολύ καλύτερη απόδοση έναντι του διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης.

Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εξετάσαμε την συμπεριφορά ενός ηλεκτρικού σήματος (στο πεδίο των ραδιοσυχνοτήτων), το οποίο μέσω ενός διαμορφωτή μετατρέπεται σε οπτικό και μετά ξανά σε ηλεκτρικό για εκπεμφθεί. Μέσα από την ανάλυση που κάναμε έπρεπε να ορίσουμε κάποια κριτήρια αξιολόγησης ούτως ώστε να μπορούμε να αποφανθούμε για την ποιότητα της ζεύξης και να είμαστε σε θέση να κατανοήσουμε τυχόν παραμορφώσεις που μπορεί να εμφανιστούν στην έξοδο. Ο λόγος που μπαίνουμε σε αυτή τη διαδικασία είναι γιατί όταν το σήμα είναι οπτικό μπορούμε να προσθέσουμε κάποιο time delay και με αυτό τον τρόπο αν έχουμε μια συστοιχία στοιχειοκεραιών είμαστε σε θέση να στρέψουμε τον κύριο λοβό ακτινοβολίας στη κατεύθυνση που επιθυμούμε. Συνεπώς είμαστε σε θέση να στοχεύσουμε με μεγάλη ακρίβεια προς την επιθυμητή κατεύθυνση.

Από την παραπάνω ανάλυση που κάναμε, παρατηρήσαμε την συμπεριφορά που θα έχουν τα σήματα στην έξοδο του διαμορφωτή τόσο για διαμορφωτές Mach-Zehnder όσο και διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης. Όπως δείξαμε και οι δύο διαμορφωτές παρουσιάζουν πολύ καλή συμπεριφορά τόσο για παλμούς PAM2 όσο για παλμούς PAM4, με μόνη διαφορά ότι όταν εφαρμόσουμε παλμούς PAM4, με μικρό πλάτος σήματος και σε περιοχή του διαμορφωτή με μικρή κλίση, ενδέχεται να μην μπορούμε να ανακτήσουμε το σήμα στην έξοδο. Κλείνοντας αυτό που κάναμε ήταν, ενώ είχαμε διαμορφώσει το θεωρητικό υπόβαθρο, το οποίο θα στήριζε την ανάλυση μας, να μεταβάλλαμε το πλάτος, το σημείο πόλωσης και το είδος του σήματος και για τους δύο διαμορφωτές και να αναλύαμε τα συμπεράσματα που θα προκύπταν.

6.2 Μελλοντικές επεκτάσεις

Όπως έχουμε δείξει από την μέχρι τώρα ανάλυση, ιδιαίτερο ενδιαφέρον και βάρος δώσαμε στο να μελετήσουμε σε βάθος τους διαμορφωτές. Πιο συγκεκριμένα η μελέτη και η κατανόηση της συνάρτησης μεταφοράς του εκάστοτε διαμορφωτή αποτελεί ίσως το κυριότερο και σημαντικότερο στάδιο, διότι μέσω αυτής θα είμαστε σε θέση να κατανοήσουμε την μορφή του σήματος μετά τον διαμορφωτή. Συνεπώς οι όποιες παραμορφώσεις που μπορεί να επέλθουν στην έξοδο του διαμορφωτή, οφείλονται στο πως έχουμε εφαρμόσει το σήμα στην είσοδο του διαμορφωτή. Συνυπολογίζοντας τα προηγούμενα, ως ένα πρώτο βήμα θα ήταν η κατασκευή ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος, το οποίο θα μπορούσε να αναλύσει τη συνάρτηση μεταφοράς οποιουδήποτε διαμορφωτή, βρίσκοντας την γραμμική περιοχή και δίνοντας μια πλήρη εικόνα για την μη γραμμική. Κλείνοντας ως δεύτερο βήμα, θα ήταν εξίσου σημαντικό η μετάδοση σημάτων υψηλότερης συχνότητας σε όσο το δυνατόν μεγαλύτερη εμβέλεια, κρατώντας παράλληλα το κόστος σε ρεαλιστικά επίπεδα.

Βιβλιογραφία

- [1] Cox, III, C. (2004). *Analog Optical Links: Theory and Practice*. Cambridge: Cambridge University Press. doi: 10.1017/CBO9780511536632
- [2] Seimetz, Matthias. (2009). High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission. doi: 10.1007/978-3-540-93771-5.
- [3] Chang, W. (Ed.). (2002). *RF Photonic Technology in Optical Fiber Links*. Cambridge: Cambridge University Press. doi: 10.1017/CBO9780511755729
- [4] Marpaung, David. (2009). High dynamic range analog photonic links: design and implementation.
- [5] Burla, M. (2013). *Advanced integrated optical beam forming networks for broadband phased array antenna systems*. Enschede, The Netherlands: Ipskamp Printing. doi: 10.3990/197-8-903-65072-95.
- [6] T. Sutuli and E. Conforti, "Optical Modulator Half-Wave Voltage Measurement Using Opposite-Phase Sine Waves," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 9, pp. 2152-2157, 1 May, 2016. doi: 10.1109/JLT.2016.2525860
- [7] Liu, Bin & Shim, Jongin & Chiu, Yi-Jen & Keating, Adrian & Piprek, Joachim & Bowers, John. (2004). Analog characterization of low-voltage MQW traveling-wave electroabsorption modulators. *Lightwave Technology, Journal of*. 21. 3011- 3019. 10.1109/JLT.2003.819799.
- [8] Marpaung, David & Roeloffzen, Chris & Heideman, R.G. & Leinse, Arne & Sales, Salvador & Capmany, J. (2013). *Integrated Microwave Photonics*. *Laser & Photonics Review*. 7. 10.1002/lpor.201200032.
- [9] Tsokos, Christos & Mylonas, Elias & Groumas, Panos & Katopodis, Vasilis & Gounaridis, Lefteris & Timens, R.B. & M. Oldenbeuving, Ruud & G. H. Roeloffzen, Chris & Avramopoulos, Hercules & Kouloumentas, Christos. (2018). Analysis of a Multi-Beam Optical Beamforming Network Based on Blass Matrix Architecture. *Journal of Lightwave Technology*. PP. 1-1. 10.1109/JLT.2018.2841861.
- [10] C. Tsokos, E. Mylonas, P. Groumas, L. Gounaridis, H. Avramopoulos and C. Kouloumentas, "Optical Beamforming Network for Multi-Beam Operation With Continuous Angle Selection," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 31, no. 2, pp. 177-180, 15 Jan.15, 2019. doi: 10.1109/LPT.2018.2889411.
- [11] Jongin Shim, Bin Liu and J. E. Bowers, "Dependence of transmission curves on input optical power in an electroabsorption modulator," in *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 40, no. 11, pp. 1622-1628, Nov. 2004. doi: 10.1109/JQE.2004.835115.
- [12] H. Chou and J. E. Bowers, "High-Speed OTDM and WDM Networks Using Traveling-Wave Electroabsorption Modulators," in *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 13, no. 1, pp. 58-69, Jan.-feb. 2007. doi: 10.1109/JSTQE.2006.887152.
- [13] Jaha Kim, Young-Shik Kang, Yong-Duck Chung and Kwang-Seong Choi, "Development and RF characteristics of analog 60-GHz electroabsorption modulator module for RF/optic conversion," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 2, pp. 780-787, Feb. 2006. doi: 10.1109/TMTT.2005.863067.

- [14] H. Chou and J. E. Bowers, "High-Speed OTDM and WDM Networks Using Traveling-Wave Electro-absorption Modulators," in *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 13, no. 1, pp. 58-69, Jan.-Feb. 2007. doi: 10.1109/JSTQE.2006.887152.
- [15] Xu, L. (2004). *Electroabsorption modulators used for all-optical signal processing and labelling*. Kgs. Lyngby, Denmark: Technical University of Denmark.
- [16] V.J., Jr, Urick, & Mckinney, J.D. & Williams, K.J. (2015). *Fundamentals of microwave photonics*. 10.1002/9781119029816. V.J., Jr, Urick, & Mckinney, J.D. & Williams, K.J. (2015). *Fundamentals of microwave photonics*. 10.1002/9781119029816.
- [17] P.S. Devgan, *Applications for modern rf photonics*, Artech House applied photonics series, Artech House, 2018.
- [18] Rumelhard, Christian & Algani, Catherine & Billabert, Anne-Laure. (2011). *Microwave Photonic Links: Components and Circuits*. *Microwave Photonic Links: Components and Circuits*. 10.1002/9781118586372.
- [19] Iezekiel, Stavros. (2009). *Microwave Photonics: Devices and Applications*. 10.1002/9780470744857.
- [20] Capmany, J & Novak, Dalma. (2007). *Microwave photonics combines two worlds*. *Nature Photonics*. 1. 319-330. 10.1038/nphoton.2007.89.
- [21] Capmany, J., Sales, S., Gasulla, I., Mora, J., Lloret, J.L., & Sancho, J.I. (2012). *Innovative Concepts in Microwave Photonics*.