



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ & ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΔΙΚΩΝ

Περιγραφή τρόπων δημιουργίας THz σημάτων
και ανάλυση διάταξης διαδοχικών διαμορφωτών
φάσης για αναπαραγωγή αυτών

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

Γεώργιου Λιβιτσάνου

Επιβλέπων: Η. Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΦΩΤΟΝΙΚΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

Αθήνα, Οκτώβριος 2020



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας & Τεχνολογίας Υλικών
Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών

Περιγραφή τρόπων δημιουργίας THz σημάτων
και ανάλυση διάταξης διαδοχικών διαμορφωτών
φάσης για αναπαραγωγή αυτών

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

Γεώργιου Λιβιτσάνου

Επιβλέπων: Η. Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 13η Οκτωβρίου 2020.

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

.....
Η. Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Γ. Ματσόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Α. Δ. Παναγόπουλος
Αναπληρωτής Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2020

(Υπογραφή)

.....

ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΛΙΒΙΤΣΑΝΟΣ

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

© 2020 – All rights reserved

Copyright © –All rights reserved Γεώργιος Λιβιτσάνος, 2020.

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.



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο

Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

Τομέας Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας & Τεχνολογίας Υλικών

Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών

Ευχαριστίες

Πρώτα από όλα θα ήθελα να ευχαριστήσω από καρδιάς το εργαστήριο φωτονικών επικοινωνιών του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου και συγκεκριμένα τον επικεφαλής κύριο Ηρακλή Αβραμόπουλο, που μου έδωσε την ευκαιρία εκπόνησης της διπλωματικής αυτής. Επίσης ειμαι ευγνωμων απεναντι στους ερευνητές Χρήστο Τσώκο και Ευστάθιο Ανδριανόπουλο του εργαστηρίου, που ήταν δίπλα μου σε ό,τι χρειάστηκε προκειμένου να τελειοποιηθεί η εν λόγω εργασία, καθώς επίσης και στους συμφοιτητές μου Θεοδόση Παπαντωνίου, Δημήτρη Μυλωνάκη και Ευγένιο Δούφα για την όμορφη πορεία των φοιτητικών χρόνων. Τέλος, ευχαριστώ θερμά την οικογένειά μου για όλα και την κοπέλα μου, Στέβη, για την στήριξη που μου προσφέρει σε καθημερινή βάση.

Περίληψη

Με το πέρασμα των χρόνων, έχει παρατηρηθεί σημαντική αύξηση στην τηλεπικοινωνιακή κίνηση και στον αριθμό των εφαρμογών που έχουν ως σκοπό την βελτίωση της ποιότητας ζωής και της επικοινωνίας. Ωστόσο η αύξηση αυτή, καθιστά απαραίτητη την εξασφάλιση πόρων οι οποίοι θα μπορούν με αξιοπιστία να ‘τρέφουν’ τα εν λόγω συστήματα. Έννοιες όπως 5G, Beyond 5G (B5G), Internet of Things (IoT), smart grid, machine to machine (M2M) και άλλες, μας οδηγούν ξεκάθαρα σε αύξηση συχνοτήτων στο ηλεκτρομαγνητικό φάσμα προκειμένου να έχουμε επάρκεια εύρους ζώνης, υψηλή χωρητικότητα, μηδαμινές καθυστερήσεις και ταχύτητες που ανταποκρίνονται στα πολύπλοκα ασύρματα δίκτυα της νέας δεκαετίας. Στην διπλωματική αυτή, αναλύονται διάφοροι τρόποι δημιουργίας THz σημάτων, αρχικά θεωρητικά και στη συνέχεια δύο από αυτούς με τη βοήθεια προγραμμάτων προσομοίωσης. Η έννοια της THz ακτινοβολίας, δηλαδή κύματα σε συχνότητες 0.1 THz-10 THz, εμφανίζεται σε διάφορα πεδία και όχι μόνο στις επικοινωνίες. Αυτό συμβαίνει επειδή, όπως φαίνεται, συνδέει άμεσα την επιστήμη με πραγματικές εφαρμογές οι οποίες αλλάζουν την καθημερινότητά μας. Αρχικά, στην εν λόγω εργασία γίνεται αναφορά σε διατάξεις με τις οποίες μπορούν να παραχθούν τέτοια σήματα, έχοντας ως βάση αντίστοιχη βιβλιογραφική έρευνα. Στη συνέχεια, αναλύεται σε βάθος η Optical Frequency Comb (OFC) λογική για γένεση τέτοιων σημάτων, καθαρά θεωρητικά σε πρώτο στάδιο και με τη χρήση MATLAB πιο κάτω, αποσαφηνίζοντας έννοιες όπως το flatness. Τέλος με την βοήθεια του προγράμματος προσομοίωσης VPItransmission-Maker, εξετάζεται ο θόρυβος φάσης στις εξόδους συγκεκριμένων διατάξεων, σχηματίζονται πομποδέκτες για THz ζεύξη και ελέγχεται η απόδοσή τους με βάση το Bit Error Ratio (BER) αυτών για συγκεκριμένη ρύθμιση οπτικής ισχύος εκπομπής, ρυθμού συμβόλων και άλλων παραμέτρων ζωτικής σημασίας.

Λέξεις Κλειδιά

THz επικοινωνίες, Beyond 5G (B5G), Optical Frequency Comb, flatness, θόρυβος φάσης, φωτονική ολοκλήρωση

Abstract

The new demanding technologies are developing an important role in the human life of 2020. In order to support these, we need the appropriate amount of resources such as bandwidth. Terminology including 5G, Beyond 5G (B5G), Internet of Things (IoT), smart grid, machine to machine (M2M) and more, are leading us to the THz frequency part of the electromagnetic spectrum, because of the key advantages it provides as far as bandwidth, capacity and latency are concerned. These pros will be necessary, having in mind the upcoming amount of smart devices and the complicated wireless networks. In this thesis, we present the THz signal generation concept theoretically at first and by using simulation programs in the next phase. THz radiation (0.1 THz - 1 THz) appears in many scientific fields and this fact has to do mostly with the advanced real-time applications needs. Initially, we comment some THz signal generation layouts according to corresponding bibliography. Subsequently, we analyze the Optical Frequency Comb (OFC) logic for THz signal generation and with MATLAB usage we try to clarify terms like flatness. We also measure the phase noise levels at the output of certain layouts and we present THz generation transceivers by using VPItransmissionMaker simulation program. We show Bit Error Ratio (BER) metric, for certain vital parameters adjustment like optical transmission power, Baud rate and more.

Keywords

THz communications, Beyond 5G (B5G), Optical Frequency Comb, flatness, phase noise, photonic integration

Περιεχόμενα

| | |
|---|-----------|
| Ευχαριστίες | 1 |
| Περίληψη | 3 |
| Abstract | 5 |
| Περιεχόμενα | 8 |
| Κατάλογος Σχημάτων | 12 |
| Κατάλογος Πινάκων | 13 |
| 1 Εισαγωγή | 15 |
| 1.1 4G, τα ασύρματα κυψελωτά δίκτυα του σήμερα | 15 |
| 1.1.1 Βασικά πλεονεκτήματα | 17 |
| 1.1.2 Προκλήσεις | 17 |
| 1.2 Σύντομη περιγραφή δικτύων πέμπτης γενιάς | 18 |
| 1.2.1 Small cells | 19 |
| 1.2.2 Internet of Things (IoT) και 5G | 20 |
| 1.3 Beyond 5G - THz επικοινωνίες | 21 |
| 2 Τρόποι δημιουργίας THz σημάτων | 25 |
| 2.1 Γένεση THz σήματος με καθαρά ηλεκτρονικά στοιχεία | 25 |
| 2.1.1 Με ηλεκτρικό IQ μίκτη | 26 |
| 2.1.2 Με αλυσιδωτή IF μετατροπή με superheterodyning | 26 |
| 2.2 Γένεση THz σήματος με οπτικό τρόπο | 27 |
| 2.2.1 Οπτικός sub-harmonic IQ μίκτης | 31 |
| 2.2.2 Δημιουργία πολλών καναλιών | 33 |
| 2.2.3 Με δύο DBR lasers | 34 |
| 2.2.4 Γενική δομή πομποδέκτη | 35 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 3 | Ανάλυση των Optical Frequency Combs που προκύπτουν από αλυσίδα διαμορφωτών φάσης | 37 |
| 3.1 | Αρχές των OFCs που προκύπτουν από διαμορφωτές φάσης | 37 |
| 3.2 | Bessel μοντελοποίηση του οπτικού πεδίου | 39 |
| 3.2.1 | Οπτικό πεδίο στην έξοδο του πρώτου διαμορφωτή φάσης | 39 |
| 3.2.2 | Οπτικό πεδίο στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή φάσης | 41 |
| 3.3 | Καθοριστικοί παράγοντες για την μορφή του comb | 43 |
| 4 | Περιγραφή Optical Frequency Comb διάταξης με τη χρήση MATLAB | 49 |
| 4.1 | Δημιουργία Optical Frequency Comb και αλλαγές στη μορφή του με μεταβολή συγκεκριμένων παραμέτρων | 49 |
| 4.1.1 | Εκθετική και Bessel μοντελοποίηση | 49 |
| 4.1.2 | Αλλαγές στη μορφή του comb μετά από μεταβολές παραμέτρων του συστήματος | 52 |
| 4.2 | Flatness στα Optical Frequency Combs | 56 |
| 5 | Συστημική προσέγγιση του πομπού και του δέκτη με χρήση MATLAB και VPItransmissionMaker | 61 |
| 5.1 | Θόρυβος φάσης σε διάταξη με δύο οπτικές πηγές και σε διάταξη με διαδοχικούς διαμορφωτές φάσης | 61 |
| 5.2 | Ασύμφωνος πομποδέκτης για σήμα 100 GHz με QPSK διαμόρφωση | 70 |
| 5.3 | Σύμφωνος πομποδέκτης για σήμα 100 GHz με QPSK διαμόρφωση | 74 |
| 6 | Συμπεράσματα | 79 |
| | Βιβλιογραφία | 80 |

Κατάλογος Σχημάτων

| | | |
|------|--|----|
| 1.1 | 4G υποδομή (MME:Mobility Management Entity, HSS:Home Subscriber Server, PCRF:Policy and Charging Rules Function) | 16 |
| 1.2 | Εξέλιξη των ρυθμών δεδομένων με το πέρασμα των χρόνων | 16 |
| 1.3 | Βασικές διαφορές προσδοκιών 4G-5G | 18 |
| 1.4 | Κυψελωτό δίκτυο | 19 |
| 1.5 | 5G κυψελωτό δίκτυο | 20 |
| 1.6 | Internet of Things και καθημερινότητα | 21 |
| 1.7 | Θέση THz ακτινοβολίας στο φάσμα | 22 |
| 1.8 | Beamforming λογική με multiple-input and multiple-output (MIMO) σύστημα στο ρόλο του σταθμού βάσης | 23 |
| 2.1 | Γενική διάταξη πομπού με καθαρά ηλεκτρονικά στοιχεία | 25 |
| 2.2 | Electrical IQ μίκτης | 26 |
| 2.3 | Διαδοχικοί LO | 27 |
| 2.4 | Photonics-based πομπός | 28 |
| 2.5 | Οπτική πηγή με δύο ημιαγώγιμα laser διαφορετικής συχνότητας | 28 |
| 2.6 | Οπτική πηγή με laser, εξωτερικό οπτικό διαμορφωτή και RF driving signal | 29 |
| 2.7 | Γεννήτρια OFC | 29 |
| 2.8 | OFC γεννήτρια με χρήση διαδοχικών PM | 30 |
| 2.9 | Οπτικό pulse train generator με PML laser | 30 |
| 2.10 | Οπτική πηγή με HML laser | 31 |
| 2.11 | Οπτικός sub-harmonic IQ μίκτης | 31 |
| 2.12 | Οπτική γεννήτρια δύο τόνων | 32 |
| 2.13 | SSB θόρυβος φάσης-offset frequency για comb 10 GHz και 25 GHz για 300 GHz σήμα | 32 |
| 2.14 | Photonics-based THz πομπός για πολλά κανάλια | 33 |
| 2.15 | Παράδειγμα φάσματος πριν την φωτοδίοδο | 34 |
| 2.16 | Πομπός THz σήματος χρησιμοποιώντας δύο hybrid integrated InP/ Polymer DBR lasers ως φίλτρα | 35 |
| 2.17 | Γενική ιδέα για πομπό THz σήματος με οπτικό τρόπο | 35 |
| 3.1 | Διαδοχικοί PM ως OFC generator | 38 |

| | | |
|------|---|----|
| 3.2 | Optical Frequency Comb | 43 |
| 3.3 | Συναρτήσεις Bessel πρώτου είδους για μεταβολή της τάξης από 0 έως 5 | 44 |
| 3.4 | Παράδειγμα επίπεδου optical frequency comb με επτά τόνους | 45 |
| 3.5 | Το φάσμα του σήματος μετά την φωτοδιόδο | 46 |
| 4.1 | Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων και φάση του οπτικού πεδίου στην έξοδο του πρώτου διαμορφωτή φάσης ($F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz, $V_{rf1} = 1.2V_{\pi}$, $V_{rf2} = 1.4V_{\pi}$) | 50 |
| 4.2 | Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων και φάση του οπτικού πεδίου στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή φάσης ($F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz, $V_{rf1} = 1.2V_{\pi}$, $V_{rf2} = 1.4V_{\pi}$) | 51 |
| 4.3 | Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων και φάση του οπτικού πεδίου στις εξόδους των δύο διαμορφωτών φάσης ($F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz, $V_{rf1} = 1.2V_{\pi}$, $V_{rf2} = 1.4V_{\pi}$) | 51 |
| 4.4 | Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων στις εξόδους των δύο διαμορφωτών φάσης ($F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz, $V_{rf1} = V_{rf2} = 0.1V_{\pi}$) | 52 |
| 4.5 | Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων στις εξόδους των δύο διαμορφωτών φάσης ($F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz, $V_{rf1} = V_{rf2} = 2.5V_{\pi}$) | 52 |
| 4.6 | Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων στις εξόδους των δύο διαμορφωτών φάσης ($F_{rf1} = 10$ GHz, $F_{rf2} = 20$ GHz, $V_{rf1} = 1.2V_{\pi}$, $V_{rf2} = 1.4V_{\pi}$) | 53 |
| 4.7 | Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων στις εξόδους των δύο διαμορφωτών φάσης ($F_{rf1} = 10$ GHz, $F_{rf2} = 20$ GHz, $V_{rf1} = 0.3V_{\pi}$, $V_{rf2} = 0.1V_{\pi}$) | 53 |
| 4.8 | Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων στις εξόδους των δύο διαμορφωτών φάσης ($F_{rf1} = 5$ GHz, $F_{rf2} = 45$ GHz, $V_{rf1} = V_{rf2} = 0.6V_{\pi}$) | 54 |
| 4.9 | Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων στις εξόδους των δύο διαμορφωτών φάσης (PM1-μπλε και PM2-κόκκινο) ($F_{rf1} = 5$ GHz, $F_{rf2} = 45$ GHz, $V_{rf1} = V_{rf2} = 0.6V_{\pi}$) | 54 |
| 4.10 | Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή φάσης για $V_{rf1} = V_{rf2} = 1.2V_{\pi}$, $F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz ($\Delta\varphi = 0$ (μπλε), $\Delta\varphi = \pi/4$ (κόκκινο), $\Delta\varphi = \pi/2$ (πράσινο), $\Delta\varphi = 3\pi/4$ (μωβ)) | 55 |
| 4.11 | Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή φάσης ($\Delta\varphi = \pi$, $V_{rf1} = V_{rf2} = 1.2V_{\pi}$, $F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz) | 55 |
| 4.12 | Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή φάσης ($\Delta\varphi = \pi$, $V_{rf1} = V_{rf2} = 1.2V_{\pi}$, $F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz) | 56 |
| 4.13 | Αριθμός comb lines (της μιας πλευράς) που μπορούμε να πετύχουμε ($F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz και flatness threshold 16 dB) | 57 |
| 4.14 | Επίπεδα flatness για 17 comb lines ($F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz) | 57 |
| 4.15 | Αριθμός comb lines (της μιας πλευράς) που μπορούμε να πετύχουμε ($F_{rf1} = 10$ GHz, $F_{rf2} = 20$ GHz και flatness threshold 16 dB) | 58 |
| 4.16 | Επίπεδα flatness για 17 comb lines ($F_{rf1} = 10$ GHz, $F_{rf2} = 20$ GHz) | 58 |
| 4.17 | Αριθμός comb lines (της μιας πλευράς) που μπορούμε να πετύχουμε ($F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz, $\Delta\varphi = \pi/2$ και flatness threshold 16 dB) | 59 |

| | | |
|------|--|----|
| 4.18 | Επίπεδα flatness για 17 comb lines ($F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz, $\Delta\varphi = \pi/2$) | 59 |
| 4.19 | Αριθμός comb lines (της μιας πλευράς) που μπορούμε να πετύχουμε ($F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz, $\Delta\varphi = \pi$ και flatness threshold 16 dB) | 60 |
| 5.1 | Ιδανικό ημιτονοειδές σήμα | 61 |
| 5.2 | Πραγματικό ημιτονοειδές σήμα | 62 |
| 5.3 | Λογική μέτρησης SSB phase noise | 62 |
| 5.4 | Πρώτη διάταξη για μέτρηση SSB phase noise σήματος 300 GHz | 63 |
| 5.5 | Δεύτερη διάταξη για μέτρηση SSB phase noise σήματος 300 GHz | 63 |
| 5.6 | VPItransmissionMaker-Πρώτη διάταξη για μέτρηση SSB phase noise σήματος 300 GHz | 64 |
| 5.7 | VPItransmissionMaker-Δεύτερη διάταξη για μέτρηση SSB phase noise σήματος 300 GHz | 64 |
| 5.8 | Αριστερά-Οπτικό φάσμα- CW laser 1 (linewidth = 30 KHz) με f από $f_{c1}-40$ MHz έως $f_{c1}+40$ MHz. Δεξιά-SSB noise PSD - CW laser 1 | 64 |
| 5.9 | SSB Phase noise- CW laser 1 με την γαλάζια γραμμή να είναι η linewidth/2 τιμή | 65 |
| 5.10 | Αριστερά-Οπτικό φάσμα-- CW laser 2 (linewidth = 30 KHz) με f από $f_{c2}-40$ MHz έως $f_{c2}+40$ MHz. Δεξιά-SSB noise PSD - CW laser 2 | 65 |
| 5.11 | SSB Phase noise- CW laser 2 με την κόκκινη να είναι η linewidth/2 τιμή | 66 |
| 5.12 | Αριστερά-Ηλεκτρικό φάσμα - Μετά το DC block φίλτρο με f από 300 GHz-40 MHz έως 300 GHz+40 MHz. Δεξιά-SSB noise PSD - Μετά την φωτοδίοδο | 66 |
| 5.13 | SSB Phase noise-Με την κίτρινη γραμμή να είναι η linewidth/2 τιμή | 67 |
| 5.14 | Αριστερά-Οπτικό φάσμα - CW Laser (linewidth = 30 KHz). Δεξιά-SSB Phase noise - CW laser | 67 |
| 5.15 | Ηλεκτρικό φάσμα - Μετά το DC block φίλτρο | 68 |
| 5.16 | SSB phase noise στο laser και στην έξοδο της δεύτερης διάταξης | 68 |
| 5.17 | SSB phase noise (Κόκκινο: 30 KHz linewidth, Μπλε: 500 KHz linewidth, Πράσινο: 1 MHz linewidth, Κίτρινο: 10 MHz linewidth και αντίστοιχα τα χρώματα για τις ευθείες που προσδιορίζουν την τιμή linewidth/2 σε κάθε περίπτωση) | 69 |
| 5.18 | SSB phase noise στην έξοδο της πρώτης διάταξης, με αντίστοιχα χρώματα για τις ευθείες που προσδιορίζουν την τιμή linewidth/2 σε κάθε περίπτωση | 69 |
| 5.19 | SSB phase noise στην έξοδο της δεύτερης διάταξης για διαφορετικά linewidth | 70 |
| 5.20 | QPSK πομπός ο οποίος περιλαμβάνει δύο οπτικές πηγές (σε VPItransmission-Maker) | 71 |
| 5.21 | QPSK δέκτης ο οποίος περιλαμβάνει δύο οπτικές πηγές (σε VPItransmission-Maker) | 71 |
| 5.22 | Διάγραμμα οφθαλμού-I συνιστώσα για linewidth 100 KHz | 71 |
| 5.23 | Διάγραμμα οφθαλμού-Q συνιστώσα για linewidth 100 KHz | 72 |
| 5.24 | Διάγραμμα αστερισμού για 1 KHz linewidth στα δύο laser και για 250 KHz | 72 |

| | | |
|------|--|----|
| 5.25 | BER συναρτήσει του laser linewidth των δύο laser ($f = 100$ GHz) | 73 |
| 5.26 | BER συναρτήσει του laser linewidth των δύο laser ($f = 252$ GHz) | 73 |
| 5.27 | BER συναρτήσει του laser linewidth των δύο laser ($f = 322$ GHz) | 74 |
| 5.28 | QPSK πομπός ο οποίος περιλαμβάνει optical frequency comb που προκύπτει από αλυσίδα διαμορφωτών φάσης (σε VPItransmissionMaker) | 74 |
| 5.29 | QPSK δέκτης (σε VPItransmissionMaker) | 75 |
| 5.30 | Διάγραμμα οφθαλμού-I συνιστώσα για linewidth 100 KHz | 75 |
| 5.31 | Διάγραμμα οφθαλμού-Q συνιστώσα για linewidth 100 KHz | 75 |
| 5.32 | Διάγραμμα αστερισμού για 1 KHz linewidth στα δύο laser και για 250 KHz | 76 |
| 5.33 | BER συναρτήσει του laser linewidth του laser ($f = 100$ GHz) | 76 |
| 5.34 | BER συναρτήσει του laser linewidth του laser ($f = 252$ GHz) | 76 |
| 5.35 | BER συναρτήσει του laser linewidth του laser ($f = 322$ GHz) | 77 |

Κατάλογος Πινάκων

5.1 BER στις δύο διατάξεις για διάφορες τιμές του linewidth με σταθερή ισχύ λήψης 77

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

Το κεφάλαιο αυτό αποσκοπεί στο να εισαγάγει σταδιακά τον αναγνώστη στο θέμα αυτής της διπλωματικής εργασίας, αφού πρώτα γίνει μια αναφορά στην σημερινή κατάσταση των κύριων ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων αλλά και το όραμα για τα έτη που ακολουθούν. Αρχικά, περιγράφονται τα βασικά στοιχεία του κυβελωτού δικτύου 4G και ο τρόπος με τον οποίο άλλαξε την καθημερινότητα μιας σύγχρονης κοινωνίας. Στη συνέχεια παρουσιάζεται σύντομα το επόμενο βήμα, τα δίκτυα πέμπτης γενιάς (5G), τα οποία πρόκειται να φέρουν την επανάσταση στις τηλεπικοινωνίες, σχηματίζοντας ένα πυκνό δίκτυο που θα προσφέρει πληθώρα σύγχρονων εφαρμογών στον άνθρωπο. Τέλος, θα αναφερθούμε στο σκεπτικό των Beyond 5G δικτύων με τα οποία ο αναγνώστης θα μπορεί να κατανοήσει πλήρως το σκοπό της χρήσης millimeter wave (MMW) και THz σημάτων.

1.1 4G, τα ασύρματα κυβελωτά δίκτυα του σήμερα

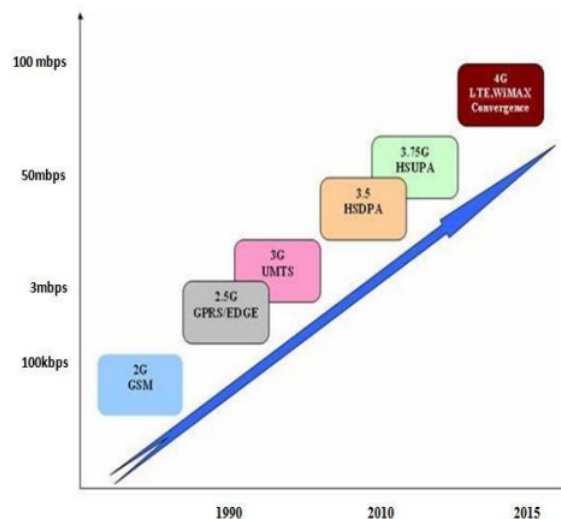
Με το ξεκίνημα της νέας χιλιετίας, ξεκίνησαν παγκοσμίως οι διαδικασίες για τη δημιουργία ενός δικτύου το οποίο θα μπορούσε να αντικαταστήσει με επιτυχία τα δίκτυα τρίτης γενιάς (3G). Οι δυνατότητες που προσφέρονταν στους πελάτες των παρόχων κινητής τηλεφωνίας μέχρι την εγκατάσταση των 4G κυβελών ήταν περιορισμένες και η χρήση κινητού τηλεφώνου δεν μπορούσε να θεωρηθεί απαραίτητη, κάτι το οποίο δεν συμβαίνει σήμερα. Ταχύτητες όπως τα 100Mbps, δηλαδή περίπου 50 φορές η ταχύτητα που μπορούσε να προσφέρει το 3G δίκτυο, έγιναν εφικτές. Συγκεκριμένα, κάποια από τα χαρακτηριστικά των δικτύων αυτών ήταν η σύνδεση ανά πάσα στιγμή και οπουδήποτε προκειμένου να είναι δυνατή η επικοινωνία και η πρόσβαση στο διαδίκτυο, η δυνατότητα παρακολούθησης βίντεο, λήψης δεδομένων και GPS πλοήγησης με μία χωρίς προηγούμενο άνεση, αλλά και πολλά άλλα θετικά τα οποία ήταν πρωτοφανή μέχρι το 2009, όπου ξεκίνησαν να λειτουργούν. Διάφορα δίκτυα ασύρματης πρόσβασης διαφέρουν συνήθως σε όρους κάλυψης, ρυθμών δεδομένων, καθυστέρησης και ποσοστού απωλειών. Επομένως, καθένα από αυτά είναι πρακτικά σχεδιασμένο για να υποστηρίξει ένα διαφορετικό σύνολο συγκεκριμένων υπηρεσιών και συσκευών. Το 4G περιλαμβάνει διάφορους τύπους τερματικών, που μπορεί να χρειαστεί να παρέχουν κοινές υπηρεσίες ανεξάρτητα από τις δυνατότητές τους. Αυτή η έννοια αναφέρεται ως 'service personalization'[10]. Στη

συνέχεια φαίνεται μια απλουστευμένη μορφή 4G υποδομής:



Σχήμα 1.1: 4G υποδομή (MME:Mobility Management Entity, HSS:Home Subscriber Server, PCRF:Policy and Charging Rules Function)

Όπως βλέπουμε και από το παραπάνω σχέδιο οι συσκευές οι οποίες συνδέονται σε ένα σύγχρονο δίκτυο σαν και αυτό ποικίλουν σημαντικά, οπότε απαιτείται αυξημένη χωρητικότητα προκειμένου να λειτουργεί βέλτιστα το σύστημα. Τα συστήματα 4G στην Ευρώπη λειτουργούν σε συγκεκριμένες μπάντες στο εύρος συχνοτήτων 800 MHz - 2600 MHz με μέγιστο εύρος ζώνης καναλιού 20 MHz και χρησιμοποιούν OFDMA ή CDMA τεχνική για πολυπλεξία. Το Long Term Evolution (LTE) και το Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX) είναι οι δύο τεχνολογίες που θεωρούνται μέρος του 'προ 4G'. Τα τελευταία χρόνια έχουν αναπτυχθεί και άλλες τέτοιες, όπως το LTE-Advanced, οι οποίες βασίζονταν στο 4G. Ένα διάγραμμα που περιγράφει την εξέλιξη των ρυθμών δεδομένων μέχρι την επικράτηση των συστημάτων τέταρτης γενιάς φαίνεται πιο κάτω:



Σχήμα 1.2: Εξέλιξη των ρυθμών δεδομένων με το πέρασμα των χρόνων

1.1.1 Βασικά πλεονεκτήματα

- **Βελτίωση απόδοσης συστήματος**

Το εν λόγω δίκτυο παρέχει υψηλό uplink και downlink throughput παράλληλα με τις σχετικά μικρές καθυστερήσεις. Επίσης δίνει τη δυνατότητα για τουλάχιστον δύο φορές πιο αποδοτική και αποτελεσματική χρήση φάσματος σε σχέση με τα προηγούμενα συστήματα[12].

- **Σύγχρονες εφαρμογές για κινητά τηλέφωνα**

Τα κυψελωτά δίκτυα τέταρτης γενιάς άνοιξαν τον δρόμο σε έναν μεγάλο αριθμό ανερχόμενων εφαρμογών. Οι νέες εφαρμογές που μπορούν να επωφεληθούν στο μέγιστο από τα 4G είναι κυρίως το video streaming, MMO/gaming και εφαρμογές όπως η διαδραστική μάθηση.

- **‘Εξάπλωση’ συσκευής**

Οι δυνατότητες του δικτύου και το γεγονός ότι τα ολοκληρωμένα κυκλώματα μίκρυναν σημαντικά, οδήγησαν στην επέκταση της συνδεσιμότητας μιας συσκευής με πολλά άλλα καινοτόμα gadgets. Για παράδειγμα, ο όρος smart phone έλαβε άλλη διάσταση με την επέλαση των 4G, αφού συστήματα σαν και αυτό έγιναν ρυθμιζόμενα σε μεγάλο βαθμό λόγω της αυξανόμενης ένταξης πολλών νέων εφευρέσεων στο δίκτυο όπως τα tablets, τα e-readers και πολλά άλλα.

- **Περισσότερο user friendly interface**

Σε αντίθεση με τις παλαιότερες συσκευές, όπου η διεπαφή βασιζόταν κυρίως στο κείμενο, οι 4G επικοινωνίες έκαναν το επόμενο βήμα ως προς το interface ώστε να αλληλεπιδρά κατάλληλα με το περιβάλλον και τον χρήστη.

- **Επεκτασιμότητα**

Είναι η πιο δύσκολη πτυχή των δικτύων κινητής τηλεφωνίας. Αναφέρεται στην ικανότητα χειρισμού συνεχώς αυξανόμενου αριθμού χρηστών και υπηρεσιών. Δεδομένου ότι ένα 4G all IP core layer είναι εύκολα επεκτάσιμο, είναι ιδανικό όσον αφορά την επεκτασιμότητα.

1.1.2 Προκλήσεις

- **Ασφάλεια**

Η ετερογένεια των ασύρματων δικτύων περιπλέκει το θέμα της ασφαλείας. Δυναμικά επαναρυθμιζόμενοι, προσαρμόσιμοι και lightweight μηχανισμοί ασφαλείας αναπτύχθηκαν προκειμένου να αντιμετωπιστούν τέτοια ζητήματα.

- **Υποδομή του δικτύου και QoS**

Η ενσωμάτωση των υπάρχοντων non-IP και IP-based και το εγγυημένο QoS για end-to-end υπηρεσίες που περιλαμβάνουν διαφορετικά συστήματα, υπήρξε επίσης μια μεγάλη πρόκληση.

- **Data encryption**

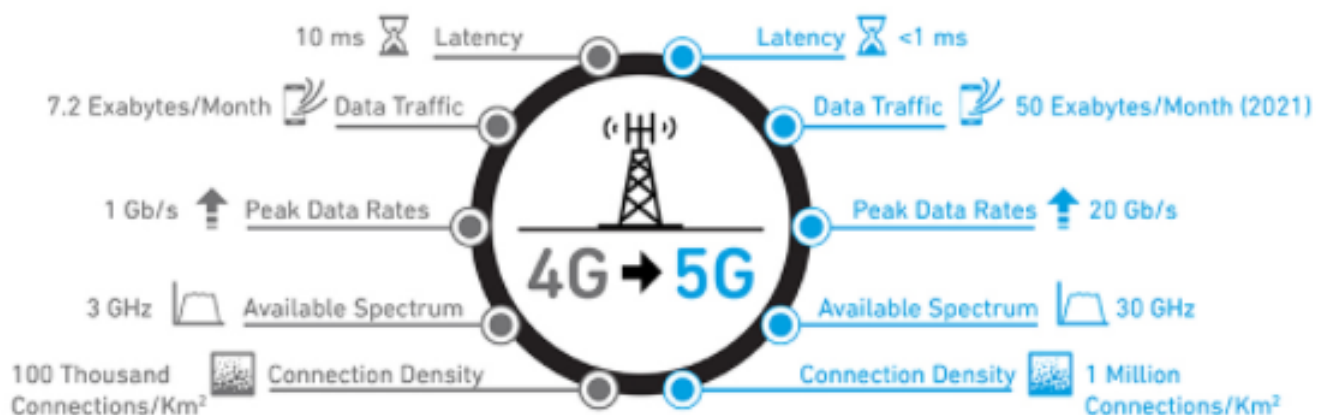
Στα συστήματα 4G παρατηρήθηκαν πολλές επιθέσεις σε επίπεδο εφαρμογών και ζεύξεις οι οποίες δεν ήταν δύσκολες ως προς την αποκωδικοποίηση, όπως για παράδειγμα ζεύξη GPS receiver με τον κεντρικό πομπό.

- **Κόστος και κατανάλωση ενέργειας**

Το τότε καινούριο δίκτυο προφανώς ανάγκασε τους συνδρομητές να προβούν σε αγορές κινητών τηλεφώνων με τα κατάλληλα ολοκληρωμένα κυκλώματα. Τα κινητά αυτά, λόγω του πλήθους εφαρμογών και των δυνατοτήτων τους, καταναλώνουν ποσότητες ενέργειας οι οποίες δεν μπορούν να συγκριθούν με αυτά των γενεών 1,2 και 3 για αυτό και στα 4G κινητά παρατηρούμε ότι η στάθμη της μπαταρίας μειώνεται σχετικά γρήγορα. Το κόστος και η συνολική κατανάλωση ισχύος έπαιξαν πολύ σημαντικό ρόλο στη σχεδίαση των 4G συσκευών.

1.2 Σύντομη περιγραφή δικτύων πέμπτης γενιάς

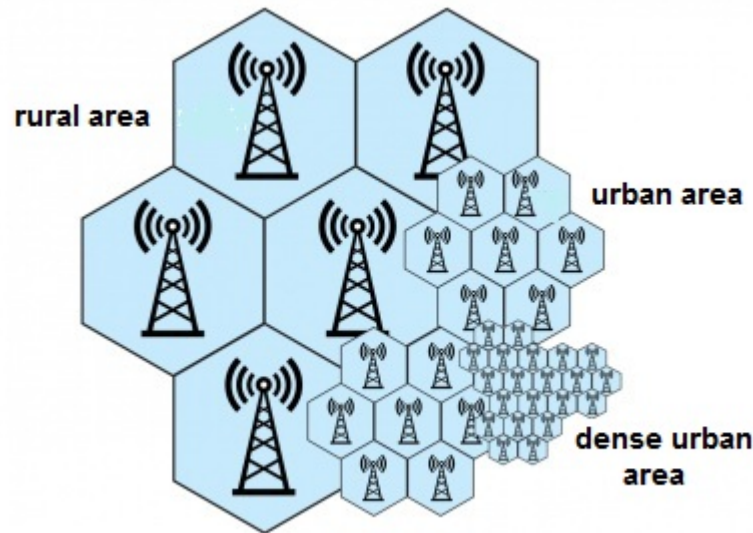
Τα κυψελωτά δίκτυα 'βιώνουν' μια εκρηκτική αύξηση δεδομένων καθώς επίσης και συνδεδεμένων συσκευών σε αυτά. Υπολογίζεται ότι το 2021 τα δεδομένα που θα διακινούνται θα είναι επτά φορές περίπου τα δεδομένα του 2016 και οι συσκευές θα ξεπεράσουν τα 11 δισεκατομμύρια. Δεδομένου ότι τα κυψελωτά δίκτυα παίζουν και θα παίζουν πολύ σημαντικό ρόλο στο Internet of Things κομμάτι, έχει γίνει σημαντική έρευνα με κίνητρο την αύξηση της χωρητικότητας του δικτύου, την ενίσχυση της κάλυψης και την βελτιστοποίηση της ποιότητας των υπηρεσιών. Για τον λόγο αυτό ήρθε στο προσκήνιο η λογική των δικτύων πέμπτης γενιάς με σκοπό την συνολική αναβάθμιση του υπάρχοντος δικτύου αλλά και την επέκταση αυτού. Τα 5G συστήματα έχουν ως στόχο την αξιοποίηση του φασματικού 'φιλέτου' 24 GHz - 86 GHz, με συγκεκριμένες επιλογές και κατανομές ζωνών, κάτι που σχετίζεται άμεσα με τις εντολές της International Telecommunication Union (ITU).



Σχήμα 1.3: Βασικές διαφορές προσδοκιών 4G-5G

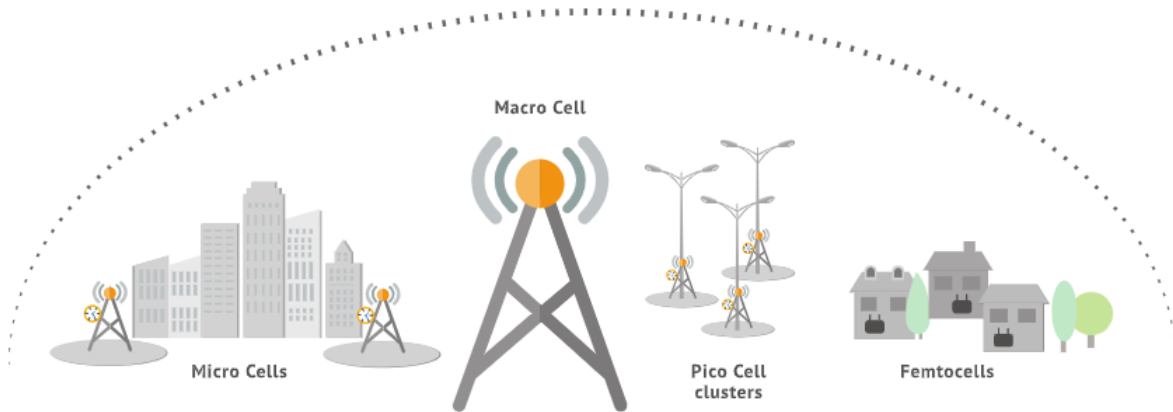
1.2.1 Small cells

Μέχρι σήμερα τα cellular δίκτυα χρησιμοποιούσαν macro cells, με ακτίνα 8 km έως 30 km, micro cells, με ακτίνα από 200 m έως 2 km και σε περιπτώσεις πυκνής αστικής δόμησης pico cells με εύρος ακτίνων 100 m-200 m. Ουσιαστικά η επέμβαση στο τωρινό δίκτυο περιλαμβάνει την προσθήκη πολλών μικρών κυψελών, ο σταθμός βάσης των οποίων θα εκπέμπει με πολύ χαμηλή ισχύ (παραδείγματος χάριν 0 dBm), εισάγοντας τον όρο femto cell με εύρος ακτίνας 10 m-100 m. Σε πρώτο στάδιο τα femto cells θα τοποθετηθούν σε σημεία όπου χρειάζεται άμεση αύξηση της χωρητικότητας του συστήματος, όπως για παράδειγμα το κέντρο μιας μητροπολιτικής περιοχής. Οι κυψέλες όπως τις ξέρουμε μέχρι σήμερα έχουν την παρακάτω μορφή:



Σχήμα 1.4: Κυψελωτό δίκτυο

Τα small cells παρέχουν τοπική κάλυψη με την έννοια ότι βρίσκονται πολύ κοντά στο χρήστη. Με βάση αυτό γίνεται αντιληπτό ότι είναι δυνατή η διανομή υψηλού εύρους ζώνης με μικρή RF ισχύ. Κατά μέσο όρο ένα femto cell καταναλώνει 2 W/hr, ενώ σε ένα macro cell η μέση κατανάλωση ισχύος κυμαίνεται από 1016 W/hr έως 1087 W/hr[15]. Ωστόσο με τη δημιουργία ενός τόσο πυκνού δικτύου η ασφάλεια θα αποτελεί μια σημαντική πρόκληση. Για τον λόγο αυτό πρέπει να πραγματοποιηθεί συγκεκριμένη έρευνα και στη συνέχεια ανάλυση δεδομένων με γνώμονα την προφύλαξη της ιδιοτικότητας. Με την ανάπτυξη των femto cells ένα υψηλό ποσοστό του τηλεπικοινωνιακού φορτίου θα αφαιρεθεί από τα macro cells και έτσι με βάση τα στατιστικά στοιχεία, θα μειωθεί το συνολικό κόστος για τους παρόχους. Ακόμη, λόγω της μικρής απόστασης μεταξύ του πομπού και του δέκτη η κατανάλωση ισχύος και οι μπαταρίες των συσκευών των χρηστών θα εξοικονομούνται σε μεγάλο βαθμό.



Σχήμα 1.5: 5G κυψελωτό δίκτυο

1.2.2 Internet of Things (IoT) και 5G

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει οι επικοινωνίες του μέλλοντος θα περιλαμβάνουν έναν γιγαντιαίο αριθμό 'έξυπνων' συσκευών οι οποίες θα αλληλεπιδρούν μεταξύ τους και θα απαιτούν μηδαμινό χρόνο ανταπόκρισης. Ουσιαστικά πρόκειται για αυτό που ονομάζεται 'Internet of Things (IoT)' και θα αποτελέσει κομμάτι της ζωής των σύγχρονων πολιτών. Παραδείγματα τέτοιων συσκευών, είναι οι θερμοστάτες και τα συστήματα παρακολούθησης θέρμανσης, εξαερισμού και κλιματισμού, καθώς και η πιθανή ανάπτυξη αισθητήρων για εσωτερικά τοπικά συστήματα τοποθέτησης. Πρόκειται δηλαδή για συστήματα τα οποία θα βρίσκονται σε κάθε smart home τα επόμενα χρόνια. Ένας άλλος τομέας όπου το IoT μπορεί να κάνει την διαφορά, είναι το smart environment με διαδραστικές μηχανές οι οποίες θα συνδέσουν κατά κάποιο τρόπο τον άνθρωπο με το φυσικό περιβάλλον. Καλούνται Ambient Assisted Living (AAL)[5] περιβάλλοντα και θα είναι ιδανικά για ηλικιωμένους και άτομα με αναπηρία, τα οποία θα βοηθούνται σε μεγάλο βαθμό καθημερινά με τη βοήθεια συστημάτων με αισθητήρες. Η δημόσια ασφάλεια και ο χειρισμός περιστατικών έκτακτης ανάγκης, είναι ακόμη ένα προτέρημα των μελλοντικών 5G IoT περιβαλλόντων, με τη βοήθεια των Device-to-Device (D2D) επικοινωνιών. Με τη λογική αυτή, μηχανές θα μπορούν να παρέχουν τοπική συνδεσιμότητα σε περίπτωση βλάβης της κεντρικής υποδομής του δικτύου, καθώς επίσης και να λύσουν ζητήματα ασφάλειας και κυκλοφοριακού συνωστισμού των Vehicle-to-Vehicle(V2V) επικοινωνιών στα Intelligent Traffic Systems(ITS). Στις V2V επικοινωνίες και στα 'έξυπνα' αυτοκίνητα, το handover, δηλαδή η απότομη μετάβαση από κυψέλη σε κυψέλη λόγω ταχύτητας, άρα η γρήγορη αλλαγή σταθμού βάσης επικοινωνίας, είναι κρίσιμο κομμάτι, αλλά με τη σωστή τοποθέτηση των κεραιών στο 5G δίκτυο, δεν θα αποτελεί πρόβλημα. Υπάρχουν επίσης και άλλα περιβάλλοντα, όπως στον τομέα της υγείας και της γεωργίας όπου το IoT παίζει σημαντικό ρόλο στη βελτίωση της ποιότητας ζωής των ανθρώπων. Επιπλέον, με τις αναδυόμενες εφαρμογές του IoT, θα είναι δυνατή και η ανωτέρου βαθμού προστασία βιομηχανικών εγκαταστάσεων μέσω ανά πάσα στιγμής ελέγχου και επιτήρησης. Δηλαδή μέσα σε αυτό το δίκτυο θα περιλαμβάνονται πέρα από smart homes και τα αναβαθμισμένα πλέον smart industrial plants, smart

museums, smart offices και άλλες δομές που θα διευκολύνουν σημαντικά τον άνθρωπο.

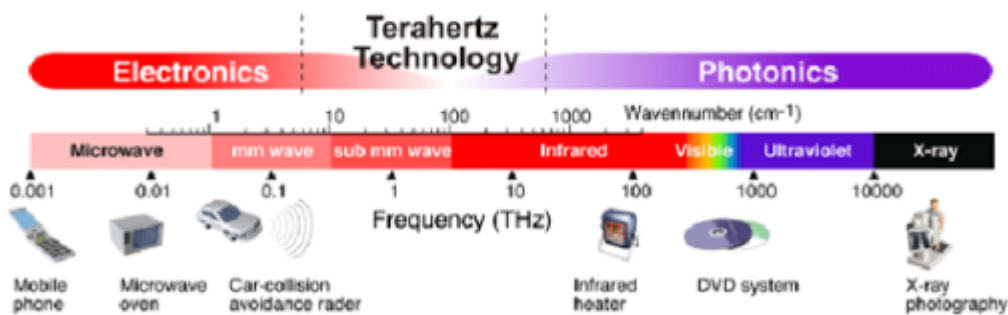


Σχήμα 1.6: Internet of Things και καθημερινότητα

1.3 Beyond 5G - THz επικοινωνίες

Για τα επόμενα χρόνια, το δίκτυο 5G θα μπορεί θεωρητικά να υποστηρίξει το φορτίο δεδομένων. Ωστόσο παρατηρείται εκθετική αύξηση αυτών, η οποία οφείλεται στην ανάπτυξη ευρυζωνικών δικτύων για fixed και ασύρματες επικοινωνίες και στην εξέλιξη νέων διαδικτυακών υπηρεσιών όπως το video-streaming και οι cloud-based εφαρμογές. Για τον λόγο αυτό θα υπάρξει ανάγκη για wireless συστήματα τα οποία θα παρέχουν πολύ μεγαλύτερες ταχύτητες τόσο για το fronthaul όσο και για το backhaul δίκτυο. Οι THz ζώνες του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος εξετάζονται με σκοπό την επίτευξη μεγαλύτερης χωρητικότητας και υψηλότερου εύρους ζώνης, το οποίο θα κυμαίνεται από μερικά GHz μέχρι πάνω από 1 THz. Οι συχνότητες στο οπτικό φάσμα μπορούν να προσφέρουν ακόμη μεγαλύτερο bandwidth, όμως έχουν χαμηλή ανοχή σε line-of-sight ζεύξεις και πολύ υψηλή απόσβεση σε καιρικά φαινόμενα όπως η ομίχλη (της τάξης των 200 dB/km) [4] και το scintillation effect. Τα παραπάνω δεν επηρεάζουν σε τόσο μεγάλο βαθμό τα κύματα συχνότητας μέχρι και 1 THz. Το γεγονός αυτό μας οδηγεί στην επιλογή ασύρματων THz συστημάτων με τη βοήθεια φωτονικής τεχνολογίας για επίτευξη των στόχων, πόρισμα το οποίο θα εξηγηθεί παρακάτω. Το κομμάτι αυτό του φάσματος χρησιμοποιείται ήδη για πολλές εφαρμογές. Οι προκλήσεις όμως είναι πολλές και θα πρέπει να βρεθούν λύσεις που θα μειώσουν σημαντικά αυτούς τους περιορισμούς. Πέρα από το path loss και άλλα βασικά φαινόμενα εξασθένισης, σε αυτές τις συχνότητες λαμβάνεται υπόψη και η ατμοσφαιρική απορρόφηση λόγω των μορίων των υδρατμών. Παράλληλα, δεδομένου ότι η ισχύς εκπομπής είναι χαμηλή και η απώλεια λόγω down-conversion τεράστια,

απαιτούνται κατευθυντικές και line-of-sight κεραιές και όχι ομοιοκατευθυντικές. Η εύκολη ‘συνεργασία’ μεταξύ οπτικών ινών και THz επικοινωνιών διευκολύνει στη διανομή THz σήματος σε μεγάλες εκτάσεις διατηρώντας ένα σταθερό power budget. Επιπλέον, οι πόροι των οπτικών επικοινωνιών και των μεθόδων φωτονικής για τηλεπικοινωνίες μπορούν να προσαρμοστούν σε αυτά τα συστήματα προκειμένου να χρησιμοποιούνται σχήματα διαμόρφωσης υψηλής φασματικής απόδοσης, wavelength division multiplexing τεχνολογία για πολυεξκομπή THz καναλιών καθώς και coherent οπτικοί δέκτες με σκοπό την αποκατάσταση των βλαβών στις εν λόγω ζεύξεις. Τα photonics-based συστήματα λοιπόν είναι ιδανικά για τη δημιουργία THz και MMW σημάτων υψηλού εύρους ζώνης.

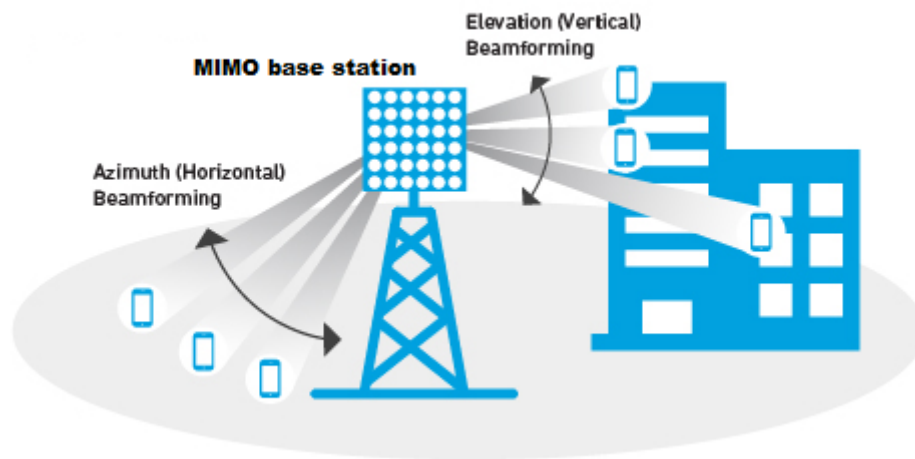


Σχήμα 1.7: Θέση THz ακτινοβολίας στο φάσμα

Το beyond 5G (B5G) είναι ουσιαστικά το concept για το ασύρματο δίκτυο που πρόκειται να ακολουθήσει μετά τα δίκτυα πέμπτης γενιάς και αποσκοπεί στην εφαρμογή των παραπάνω. Φασματικές μπάντες στο κομμάτι 90 GHz έως κάποιες εκατοντάδες GHz[7] αναμένεται να αξιοποιηθούν, κάνοντας με αυτό τον τρόπο ασύρματες Tbps ζεύξεις πραγματικότητα. Η φωτονική ολοκλήρωση μπορεί να παίξει πολύ σημαντικό ρόλο σε THz wireless over fibre (WoF) επικοινωνίες όσον αφορά το μέγεθος και το κόστος. Βασικό πρόβλημα το οποίο αναλύεται και σε αυτή την διπλωματική είναι ο θόρυβος φάσης. Είναι αναγκαίο να αναπτυχθούν πηγές THz σήματος με χαμηλότερες στάθμες θορύβου φάσης. Άλλο ένα ζήτημα ζωτικής σημασίας είναι η πραγματοποίηση φωτοδιόδων υψηλής ισχύος κορεσμού, με υψηλό optical responsivity και μεγάλο εύρος ζώνης. Μια τέτοια είναι η uni-travelling-carrier photodiode (UTC-PD) η οποία είναι και ιδανική για beamforming κεραιές, δηλαδή κεραιές για σχηματοποίηση λοβού του διαγράμματος ακτινοβολίας. Με το σκεπτικό αυτό, ένας λοβός προγραμματίζεται να έχει κατεύθυνση στενού εύρους προς συγκεκριμένο στόχο, δηλαδή αποφυγή της άσκοπης εκπομπής ακτινοβολίας προς πολλές κατευθύνσεις. Ακόμη και αν η THz συχνότητα δημιουργηθεί με photonics-based πομπό, στον αντίστοιχο δέκτη απαιτούνται down-converting mixers χαμηλών απωλειών και υψηλού εύρους ζώνης. Σε συχνότητες MMW, δεν είναι διαθέσιμοι ακόμη οι In-phase/Quadrature (IQ) down-converting mixers που οδηγούν άμεσα το σήμα στο baseband, αλλά όταν γίνουν θα βελτιώσουν την απόδοση αυτών των συστημάτων και θα εκμεταλλευτούν συγκεκριμένο Digital Signal Processing (DSP) hardware και αλγορίθμους,

αναπτυγμένα καθαρά για συστήματα οπτικών επικοινωνιών. Οι σημαντικότερες προκλήσεις για την εμπορική υλοποίηση αυτής της τεχνολογίας είναι:

- Η ανάπτυξη αποδοτικών THz πηγών οι οποίες θα παράγουν συνεχή κύματα ισχύος έως και 100mW
- Η ανάπτυξη συμπαγών, ηλεκτρονικά κατευθυνόμενων κεραιοσυστημάτων με σκοπό την ελαχιστοποίηση των απωλειών της ασύρματης ζεύξης



Σχήμα 1.8: Beamforming λογική με multiple-input and multiple-output (MIMO) σύστημα στο ρόλο του σταθμού βάσης

Συχνά αγνοούνται οι άμεσες κοινωνικές επιπτώσεις των νέων συστημάτων κινητών επικοινωνιών. Με τα 4G δίκτυα και το πλήθος των εφαρμογών στα χέρια του κάθε χρήστη, αναγνωρίζουμε ότι η τεχνολογική εξέλιξη έρχεται γρηγορότερα από ότι νομίζουμε και ότι μας επηρεάζει σε προσωπικό και κοινωνικό επίπεδο. Ωστόσο έχει βελτιωθεί σημαντικά το κάθε νέο σύστημα επικοινωνίας με πολλές καινοτόμες υπηρεσίες. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, με το πέρασμα των γενεών κινητής τηλεφωνίας έχει γίνει προσθήκη όλο και περισσότερων στοιχείων που μας αφορούν σε καθημερινή βάση, δηλαδή πράσινες επικοινωνίες, Internet of Things και πολλά άλλα. Έχει σημασία βέβαια και για τους παρόχους να μπορούν να εξασφαλίσουν προφανώς την αντίστοιχη απόδοση της επένδυσής τους[3]. Στην εργασία αυτή αναφερόμαστε συγκεκριμένα στις THz επικοινωνίες και κυρίως σε κάποιες διατάξεις τις οποίες μελετάμε λεπτομερώς. Στο πως γίνεται η δημιουργία THz σήματος θα αναφερθούμε στη συνέχεια. Σε μια συγκεκριμένη τέτοια λογική, το Optical Frequency Comb (OFC), θα γίνει ανάλυση και θα αποτελεί ουσιαστικά τον πυρήνα αυτής της διπλωματικής. Στα κεφάλαια που ακολουθούν θα περιγραφεί κυρίως η διαδικασία μέχρι την φωτοδίοδο, δηλαδή τον μετατροπέα σήματος από τις οπτικές συχνότητες στις MMW και sub-MMW στην περίπτωση μας. Ουσιαστικά το βασικό κομμάτι του πομπού. Δεν γίνεται αναφορά στα χαρακτηριστικά της κεραίας και του καναλιού, ωστόσο μοντελοποιούνται κάποιοι THz πομποδέκτες στο κεφάλαιο 5.

Κεφάλαιο 2

Τρόποι δημιουργίας THz σημάτων

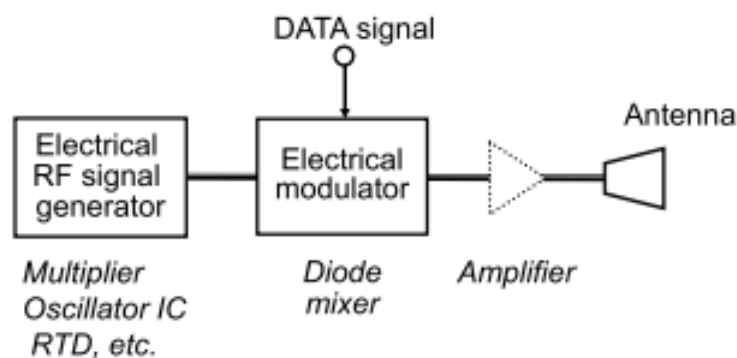
Το κεφάλαιο αυτό αποσκοπεί στο να εισάγει τον αναγνώστη στο σχεπτικό των διατάξεων δημιουργίας THz σημάτων. Οι τεχνικές με τις οποίες μπορούμε να δημιουργήσουμε τέτοια σήματα μπορούν να χωριστούν σε δύο κατηγορίες:

- Γένεση THz σήματος με καθαρά ηλεκτρονικά στοιχεία
- Γένεση THz σήματος με οπτικό τρόπο

Αρχικά θα αναφερθούμε στην πρώτη κατηγορία και θα σχολιαστούμε κάποιες τέτοιες τεχνικές.

2.1 Γένεση THz σήματος με καθαρά ηλεκτρονικά στοιχεία

Η γενική ιδέα αναπαραγωγής THz ακτινοβολίας με καθαρά ηλεκτρονικά στοιχεία βασίζεται στο παρακάτω σύστημα:



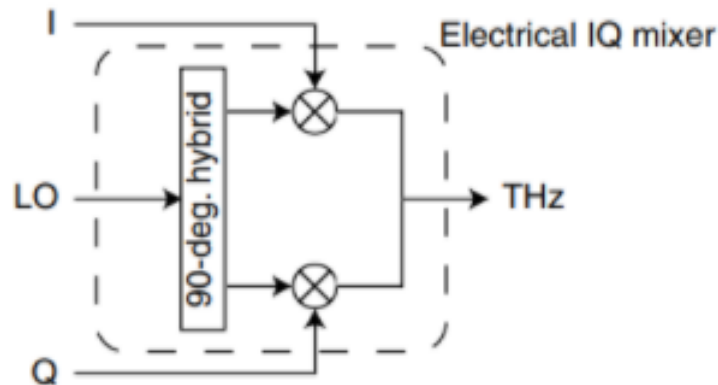
Σχήμα 2.1: Γενική διάταξη πομπού με καθαρά ηλεκτρονικά στοιχεία

Βλέπουμε δηλαδή μια διάταξη διαμόρφωσης σήματος στην οποία ρυθμίζοντας κατάλληλα τις παραμέτρους είναι εφικτή η δημιουργία THz συχνότητας και με κάποια ενίσχυση η

πληροφορία είναι ορατή και στον δέκτη. Ωστόσο παρατηρήθηκε ότι ο αντίστοιχος photonics-based πομπός, ήταν πολύ πιο αποτελεσματικός στην επίτευξη spurious-free carrier σημάτων με ρυθμό δεδομένων πάνω από 20 Gbps, κάτι που τουλάχιστον μέχρι τώρα μοιάζει απίθανο με ηλεκτρονικά μόνο components[14].

2.1.1 Με ηλεκτρικό IQ μίκτη

Έχοντας ως βάση τον παραπάνω πομπό, ο IQ μίκτης είναι μια λύση για άμεση μετατροπή σήματος από τη βασική ζώνη στη ζώνη ραδιοσυχνοτήτων (RF). Συγκεκριμένα, πληροφορία I και Q εισέρχονται στον IQ mixer ο οποίος λειτουργεί με τη βοήθεια τοπικού ταλαντωτή (LO). Το σήμα που προέρχεται από τον τοπικό ταλαντωτή χωρίζεται μέσω 90° hybrid coupler και με πολλαπλασιαστές στη συνέχεια, έχουμε τις I και Q συνιστώσες οι οποίες συνδυάζονται και γεννούν ένα διαμορφωμένο RF σήμα. Στην περίπτωση που ο LO λειτουργεί σε THz συχνότητα, τότε δημιουργείται ένα THz σήμα.



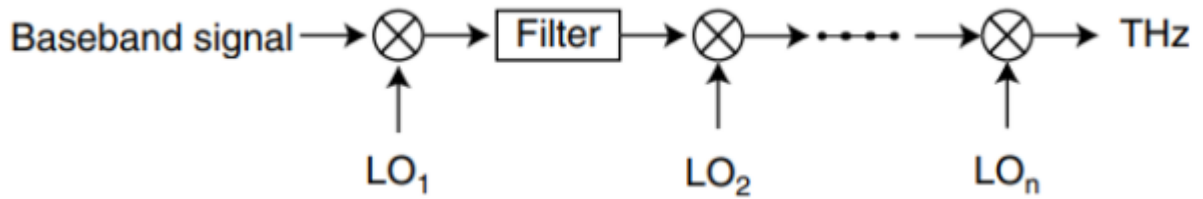
Σχήμα 2.2: Electrical IQ μίκτης

Γίνεται αντιληπτό ότι με αυτή την διάταξη δύσκολα θα δημιουργηθεί σήμα ισχύος που επαρκεί και απαιτούνται επιπλέον ενέργειες που αυξάνουν την πολυπλοκότητα προκειμένου να επιτευχθεί κάτι τέτοιο. Σε κάθε περίπτωση δεν υπάρχει άνεση ως προς το εύρος ζώνης και αν επιζητείται σήμα με υψηλό bandwidth δεν αρκεί αυτή η τεχνική.

2.1.2 Με αλυσιδωτή IF μετατροπή με superheterodyning

Στην περίπτωση αυτή ένα baseband σήμα εισέρχεται σε μια αλυσίδα με n LOs και φίλτρα αρκετά ώστε να δημιουργηθεί το THz σήμα. Αυτή η διαδικασία παρέχει μια άνεση σε εύρος ζώνης, όμως τα φίλτρα τα οποία χρειάζονται για την καταπίεση μη επιθυμητών συχνοτήτων περιορίζουν σημαντικά το tunability του THz σήματος που θέλουμε να δημιουργηθεί. Η πολυπλοκότητα αυξάνεται λαμβάνοντας υπόψη το power consumption που απαιτούν οι ενισχυτές του συστήματος. Τελικά αυτό το οποίο στην πράξη έχει σημασία προκειμένου να προωθηθεί

στην αγορά μια κατασκευή, είναι το κόστος του και το πόσο bulky θα είναι και στην περίπτωση αυτής της διάταξης αναδύονται τα εν λόγω ζητήματα.



Σχήμα 2.3: Διαδοχικοί LO

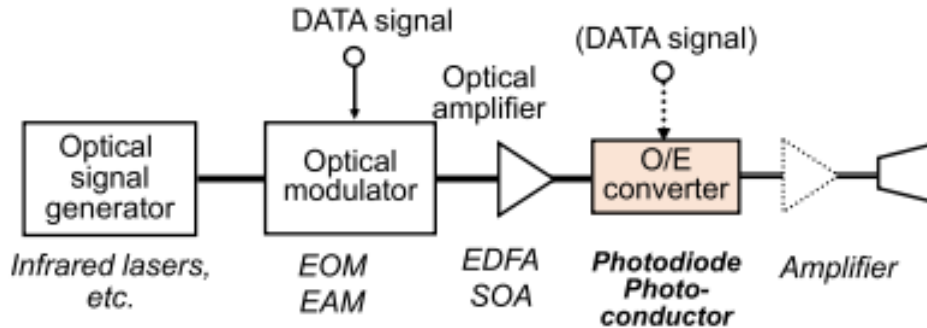
Στις καθαρά ηλεκτρονικές προσεγγίσεις οι κύριοι περιορισμοί είναι:

- Η μη γραμμική συμπεριφορά των αλυσίδων που μας περιορίζει όσον αφορά την κωδικοποίηση στην είσοδο
- Η χαμηλή στάθμη διαμόρφωσης αν αυτή πραγματοποιείται με sub-harmonic mixer
- Η σχετικά υψηλή σύνθετη αντίσταση στον αντίστοιχο δέκτη η οποία οδηγεί σε σύστημα 'φτωχό' σε εύρος ζώνης

2.2 Γένεση THz σήματος με οπτικό τρόπο

Η photonics-based τεχνολογία είναι πολλά υποσχόμενη όσον αφορά την δημιουργία σημάτων υψηλού εύρους ζώνης, με frequency tunability, λόγω των κυμάτων υψηλής συχνότητας σε εκείνο το κομμάτι του φάσματος. Από την στιγμή που διάφορα στοιχεία υψηλών συχνοτήτων όπως τα laser, οι φωτοδιόδοι, οι οπτικοί διαμορφωτές και άλλα έγιναν γνώριμα στον κόσμο των τηλεπικοινωνιών, το μέγεθος του ρυθμού δεδομένων που είναι εφικτό να μεταφερθεί άλλαξε σημαντικά προς το καλύτερο. Οι photonics-based τεχνολογίες, ανάμεσα σε πολλά άλλα πλεονεκτήματα, προσέφεραν τη χρήση οπτικών ινών για μετάδοση RF σημάτων υψηλής συχνότητας με χαμηλές απώλειες για μεγάλες αποστάσεις, ανοσία σε φαινόμενα ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής και την σύνδεση ινών και ασύρματων δικτύων χωρίς ιδιαίτερα εμπόδια. Γίνεται αντιληπτό ότι όσο οι απαιτήσεις για ρυθμό μετάδοσης αυξάνονται, τόσο μεγαλύτερη η ανάγκη για coherent ασύρματα συστήματα. Επί του παρόντος υπάρχει πληθώρα photonics-based τεχνικών για MMW και THz, καθεμία από τις οποίες έχει διαφορετική απόδοση όσον αφορά τη μέγιστη εφικτή συχνότητα, το εύρος συντονισμού συχνότητας και το frequency stability, δηλαδή την επιρροή από τον θόρυβο φάσης. Ο θόρυβος φάσης ορίζεται ως ο θόρυβος που προκύπτει από τις ταχείες, βραχυπρόθεσμες, τυχαίες διακυμάνσεις φάσης που εμφανίζονται σε ένα σήμα. Αυτές οι τυχαίες διακυμάνσεις προκαλούνται από αστάθειες στο πεδίο του χρόνου οι οποίες καλούνται phase jitter. Η επίδραση του θορύβου φάσης συνδέεται τελικά με την έννοια του frequency stability, που στην ουσία είναι το χαρακτηριστικό ενός ταλαντωτή να παράγει την ίδια συχνότητα σε συγκεκριμένη χρονική περίοδο. Ο θόρυβος φάσης προφανώς είναι επιθυμητό να έχει αμελητέα στάθμη διότι καθορίζει πρακτικά την

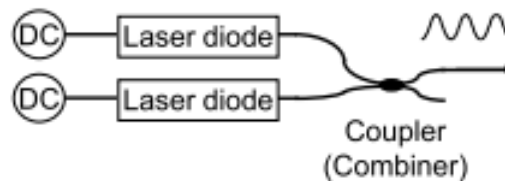
ποιότητα του σήματος και μπορεί να περιγραφεί με πολλούς τρόπους αλλά ο πιο κοινός είναι ο single sideband (SSB) phase noise. Το μέγεθος αυτό υπολογίζεται κυρίως σε dBc/Hz συναρτήσει της offset συχνότητας από την συχνότητα του carrier. Πιο κάτω βλέπουμε μια καθαρά photonics-based διάταξη με σκοπό την γένεση THz σήματος.



Σχήμα 2.4: Photonics-based πομπός

Πρακτικά όλοι οι τρόποι δημιουργίας THz σήματος με οπτικό τρόπο βασίζονται στην παραπάνω διάταξη. Ένα σήμα οπτικής συχνότητας τρέφει έναν οπτικό διαμορφωτή (electro-optic ή electroabsorption) ο οποίος δέχεται δεδομένα. Το σήμα ενισχύεται και αφού 'πέσει' σε φωτοδίοδο, η οποία παίζει τον ρόλο του μετατροπέα σήματος από οπτικό σε ηλεκτρικό, είναι εφικτή η αναπαραγωγή THz ακτινοβολίας. Στη συνέχεια περιγράφονται διατάξεις οι οποίες τοποθετούνται πριν την φωτοδίοδο και χρησιμοποιούνται προκειμένου να καταλήξουμε στην εκπομπή του THz σήματος:

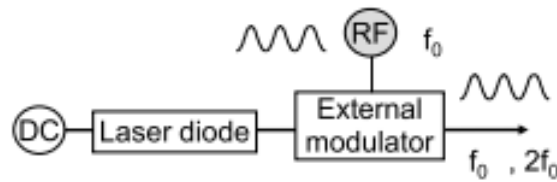
- Οπτική πηγή δύο μηκών κύματος



Σχήμα 2.5: Οπτική πηγή με δύο ημιαγωγία laser διαφορετικής συχνότητας

Ουσιαστικά πρόκειται για το συνδυασμό δύο μονοχρωματικών ακτινοβολιών. Σημαντικό πλεονέκτημα είναι το μεγάλο εύρος σε frequency tunability αλλά σοβαρό πρόβλημα αποτελεί η αδυναμία απαλοιφής του θορύβου φάσης. Ο θόρυβος φάσης προκαλείται κυρίως από το optical phase decorrelation μεταξύ δύο οπτικών τόνων. Πρακτικά ο φασματικός διαχωρισμός ανάμεσα σε δύο laser πρέπει να είναι locked, δηλαδή οι δύο τόνοι να είναι correlated μεταξύ τους προκειμένου να εξασφαλιστεί χαμηλό phase noise και πολύ μικρή μετατόπιση συχνότητας του τόνου που παίζει τον ρόλο του carrier στις THz συχνότητες.

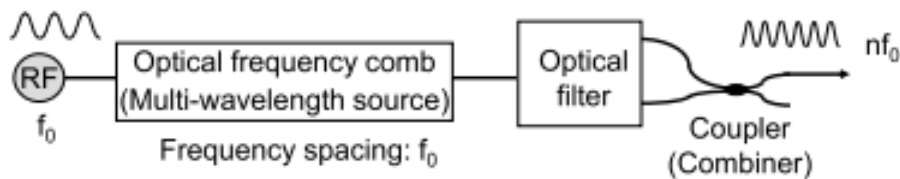
- Οπτική πηγή με laser, εξωτερικό οπτικό διαμορφωτή και RF driving signal



Σχήμα 2.6: Οπτική πηγή με laser, εξωτερικό οπτικό διαμορφωτή και RF driving signal

Στην περίπτωση αυτή αντιθέτως, έχουμε ένα σύστημα το οποίο δημιουργεί σήματα με ανοχή στον θόρυβο φάσης. Τοποθετώντας εξωτερικό διαμορφωτή με το CW laser source, παράγονται τόνοι γύρω από τον carrier. Η απόσταση που θα έχουν μεταξύ τους εξαρτάται από την ρύθμιση του RF LO.

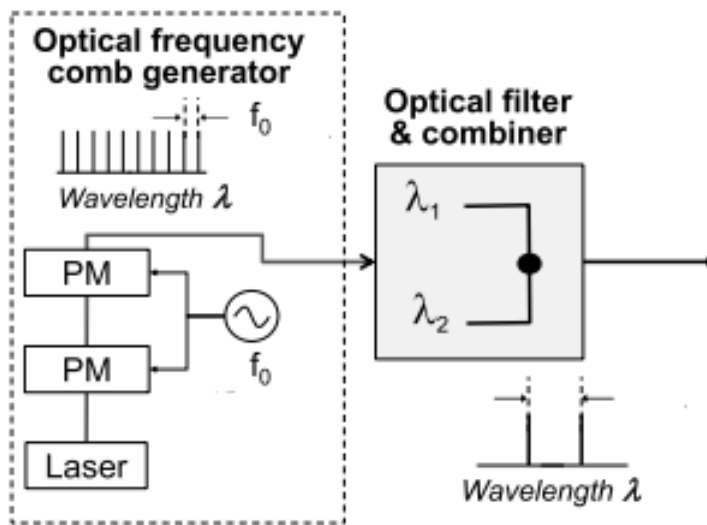
- Γεννήτρια Optical Frequency Comb (OFC)



Σχήμα 2.7: Γεννήτρια OFC

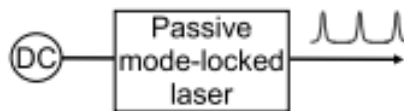
Το optical frequency comb (OFC), το οποίο θα αναλυθεί λεπτομερώς σε αυτή τη διπλωματική εργασία, είναι τεχνική η οποία προσφέρει σημαντικά πλεονεκτήματα και προτιμάται στη διαδικασία εκπομπής THz συχνότητας. Πρόκειται για πολλά μήκη κύματος, τόνους στο φάσμα, με συγκεκριμένη φασματική απόσταση μεταξύ τους δίνοντας μια εικόνα που θυμίζει χτένα εζού και ο χαρακτηρισμός 'comb'. Δημιουργείται κυρίως τοποθετώντας σε σειρά οπτικούς διαμορφωτές. Συγκεκριμένα, στη διάταξη δημιουργίας τέτοιου οπτικού φάσματος η οποία υιοθετείται στην εργασία αυτή, δύο ηλεκτρο-οπτικοί διαμορφωτές φάσης οι οποίοι τοποθετούνται σε σειρά, 'τρέφονται' από RF ημιτονική πηγή, η συχνότητα της οποίας καθορίζει την φασματική απόσταση μεταξύ δύο τόνων της 'χτένας' που παράγεται. Στη συνέχεια χρησιμοποιούνται φίλτρα για να γίνει επιλογή συγκεκριμένων τόνων. Στο κεφάλαιο 3 θα γίνει ανάλυση του μαθηματικού υποβάθρου που βρίσκεται πίσω από την συγκεκριμένη διαδικασία και στα τεχνικά χαρακτηριστικά του comb generator τα οποία παίζουν σημαντικό ρόλο στην δημιουργία του επιθυμητού φάσματος. Για την δημιουργία του comb μπορούν να χρησιμοποιηθούν και άλλοι οπτικοί διαμορφωτές, όπως για παράδειγμα ο Mach-Zehnder διαμορφωτής (MZM) αλλά στα

πλαίσια αυτής της εργασίας περιγράφεται μόνο η αλυσίδα εξωτερικών διαμορφωτών φάσης. Η εν λόγω γεννήτρια φαίνεται πιο κάτω:



Σχήμα 2.8: OFC γεννήτρια με χρήση διαδοχικών PM

- Με passive mode-locked (PML) laser



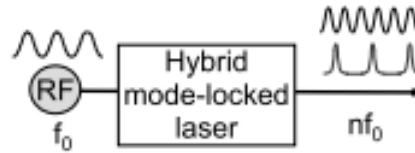
Σχήμα 2.9: Οπτικό pulse train generator με PML laser

Μέσα στο PML laser έχει ολοκληρωθεί τμήμα saturable absorber (SA) προκειμένου να ‘κλειδώνονται’ οι φάσεις, να είναι δηλαδή συσχετισμένες μεταξύ τους. Το frequency stability βελτιώνεται καθώς το μήκος του SA μειώνεται. Από το παραπάνω σχήμα, παράγεται ένα optical pulse train με τη βοήθεια του DC bias. Το φάσμα είναι μια ‘χτένα’ με τόνους ‘κλειδωμένους’ σε φάση, όπως αναφέρθηκε, με τους γειτονικούς τους και απέχουν συγκεκριμένη φασματική απόσταση μεταξύ τους, η οποία εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του laser. Για την ακρίβεια από το δείκτη διάθλασης του ενεργού στρώματος του laser και το μήκος κοιλότητας του laser.

- Με hybrid mode-locked (HML) laser

Στην περίπτωση αυτή υπάρχει συγχρονισμός μεταξύ της ροής των οπτικών παλμών και του ρολογιού του συστήματος, επειδή το SA τμήμα είναι ηλεκτρικά διαμορφωμένο. Προκαλείται

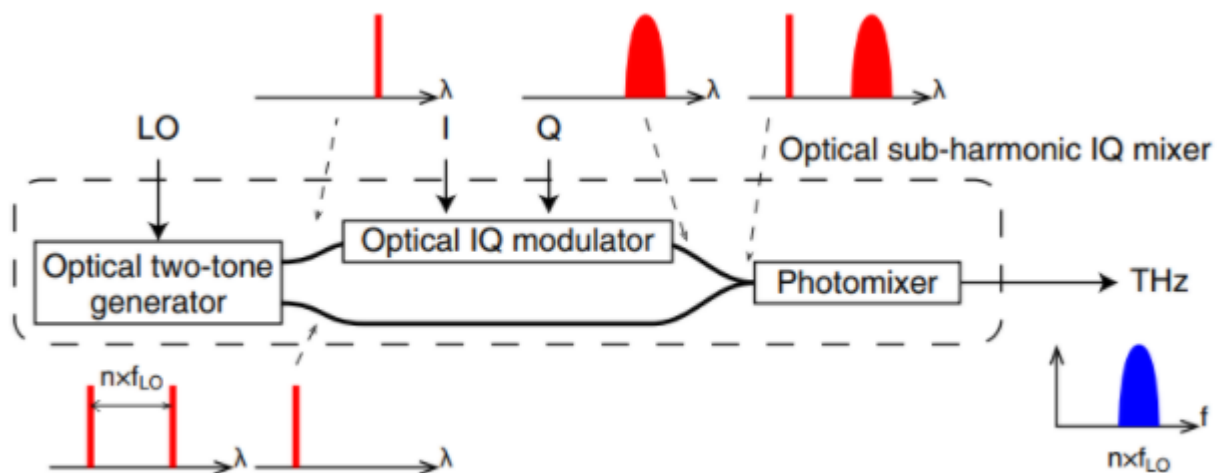
επίσης μείωση στο timing jitter, μεταφέροντας τα χαρακτηριστικά του phase noise του RF ταλαντωτή στο pulse train. Παρόμοια λογική με το PML για την φασματική απόσταση μεταξύ των τόνων ισχύει και για την διάταξη αυτή. Το σύστημα που περιγράφεται φαίνεται πιο κάτω:



Σχήμα 2.10: Οπτική πηγή με HML laser

2.2.1 Οπτικός sub-harmonic IQ μίκτης

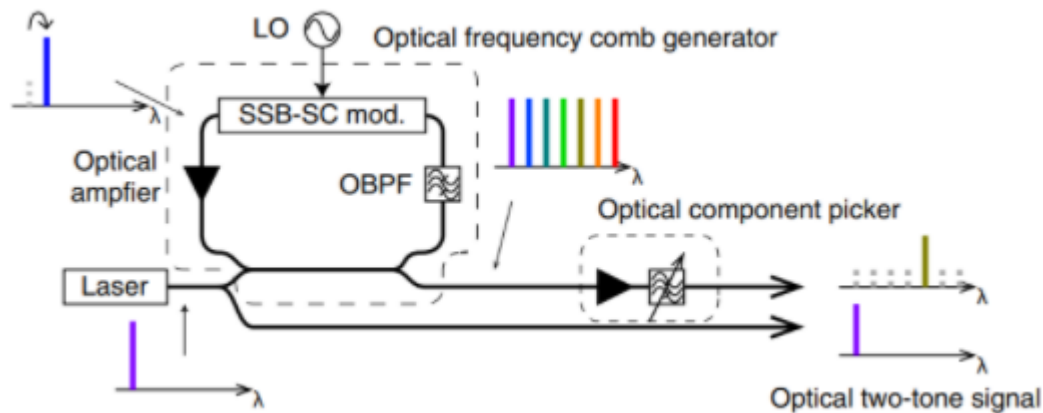
Το σύστημα αποτελείται από μια οπτική γεννήτρια δύο τόνων, έναν τοπικό ταλαντωτή, έναν οπτικό IQ διαμορφωτή και έναν photomixer. Η φασματική απόσταση των δύο τόνων είναι ακέραιο πολλαπλάσιο n της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή. Στη συνέχεια η πληροφορία περνά στον έναν τόνο μέσω IQ οπτικού διαμορφωτή, ενώ ο δεύτερος τόνος χρησιμοποιείται σαν αναφορά. Αφού συνδυαστούν, ο photomixer μετατρέπει το σήμα σε THz ακτινοβολία με συχνότητα ίση με την φασματική διαφορά των δύο σημάτων στην είσοδο, με την τεχνική optical heterodyning και ιδανικά πρέπει να παρέχει υψηλή ισχύ κορεσμού, υψηλό εύρος ζώνης και υψηλό responsivity, μετρική που αφορά ηλεκτρική έξοδο ανά οπτική είσοδο. Η παραπάνω διάταξη έχει το βασικό πλεονέκτημα να προσφέρει υψηλό SNR.



Σχήμα 2.11: Οπτικός sub-harmonic IQ μίκτης

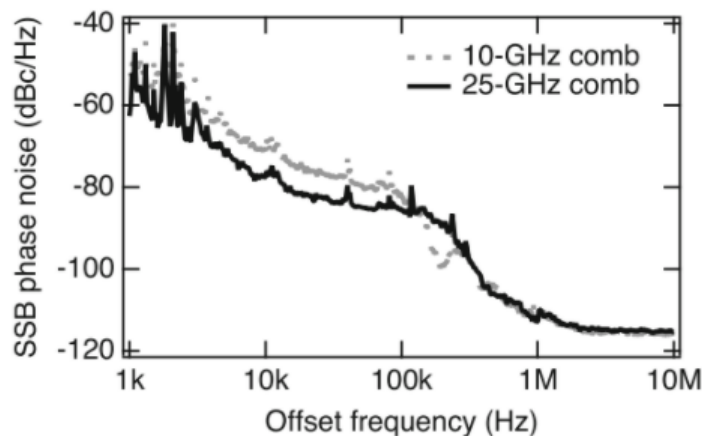
Η γεννήτρια δύο τόνων, δημιουργεί αρχικά ένα optical frequency comb χρησιμοποιώντας single-sideband suppressed-carrier (SSB-SC) διαμορφωτή σαν optical frequency shifter, LO,

ενισχυτή, ζωνοπερατό οπτικό φίλτρο και στη συνέχεια μέσω επεξεργασίας εξάγει τα δυο επιθυμητά μήκη κύματος.



Σχήμα 2.12: Οπτική γεννήτρια δύο τόνων

Οι τόνοι της ‘χτένας’ έχουν μεταξύ τους συχνοτική απόσταση τόσα Hz όσα είναι η συχνότητα του LO. Οπότε για παράδειγμα για συχνότητα LO 25 GHz παρατηρείται μείωση στο optical SNR (OSNR) σε σχέση με την περίπτωση των 10 GHz και αυτό συμβαίνει λόγω της απόκρισης συχνότητας του SSB-SC διαμορφωτή αφού πρέπει η στάθμη διαμόρφωσης να μειώνεται όσο η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή αυξάνεται. Το optical SNR μπορεί να βελτιωθεί χρησιμοποιώντας οπτικό διαμορφωτή υψηλού εύρους ζώνης. Όσον αφορά το phase noise, το οποίο επηρεάζει άμεσα την ποιότητα του σήματος, καταλαβαίνουμε ότι ένας carrier χαμηλού phase noise είναι καταλληλότερος για πολυσταθμική διαμόρφωση (π.χ. 16-QAM) άρα και υψηλότερο spectral-efficiency. Πιο κάτω φαίνεται ο SSB phase noise σε dBc/Hz ενός 300 GHz σήματος μετά τον photomixer, συναρτήσει του offset frequency για συχνότητες LO 10 GHz και 25 GHz[9]:

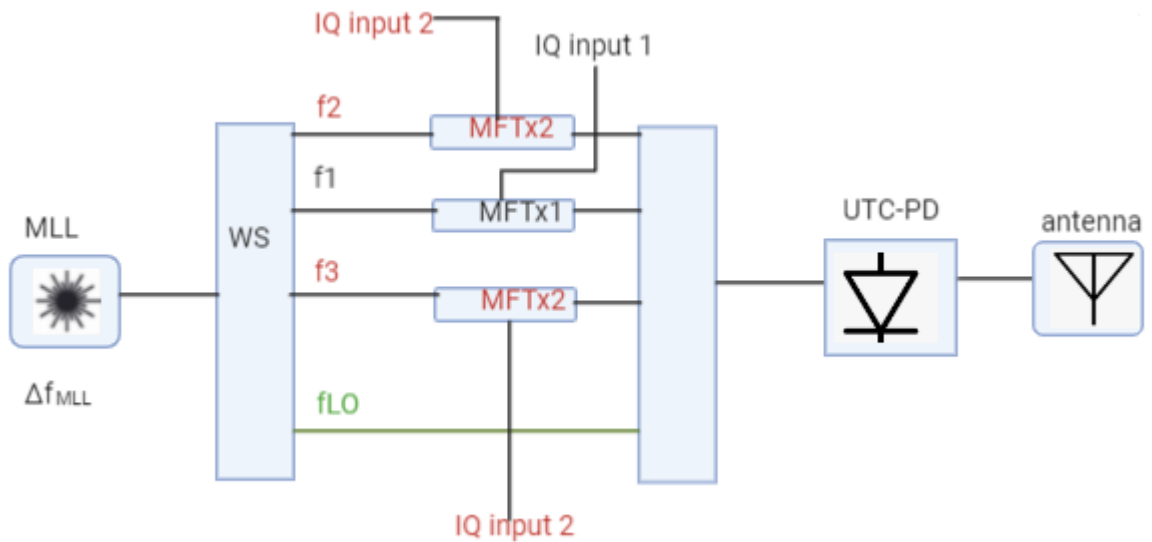


Σχήμα 2.13: SSB θόρυβος φάσης-offset frequency για comb 10 GHz και 25 GHz για 300 GHz σήμα

Μετά τα 200 KHz offset frequency ο θόρυβος φάσης είναι ο ίδιος και αυτό συμβαίνει επειδή ο θόρυβος που παράγεται στον OFC generator (OFCG), ιδιαίτερα στον οπτικό ενισχυτή, είναι το κυρίαρχο στοιχείο. Κάτω από τα 100 KHz παρατηρείται μια σχετικά σταθερή διαφορά 6 dB μεταξύ των δύο περιπτώσεων, η οποία οφείλεται στον πολλαπλασιαστικό παράγοντα n που καθορίζει το THz σήμα. Αν η διαφορά μεταξύ των τόνων είναι 10 GHz τότε το n είναι 30 προκειμένου να έχουμε σήμα 300 GHz στην έξοδο του photomixer ενώ για διαφορά 25 GHz το n είναι 12. Η υποβάθμιση του θορύβου φάσης από τον πολλαπλασιασμό περιγράφεται θεωρητικά από το $20\log_{10}(n)$, όπου το n είναι ο πολλαπλασιαστικός παράγοντας. Η διαφορά $20\log_{10}(30) - 20\log_{10}(12)$ ισούται με 8 dB περίπου, μέγεθος δηλαδή συγκρίσιμο με τα 6 dB που παρατηρούμε. Γενικά το phase noise του σήματος του τοπικού ταλαντωτή είναι καλύτερο σε μικρότερες συχνότητες, όμως ο 'πολλαπλασιασμός' που ακολουθεί διαγράφει αυτό το πλεονέκτημα και παρατηρούμε φαινόμενα καλύτερου θορύβου φάσης για συχνότητα 25 GHz σε σχέση με τα 10 GHz. Ο optical SHIQM με OFCG είναι ικανός να παράξει ένα THz σήμα με μέτριο θόρυβο φάσης και frequency tunability.

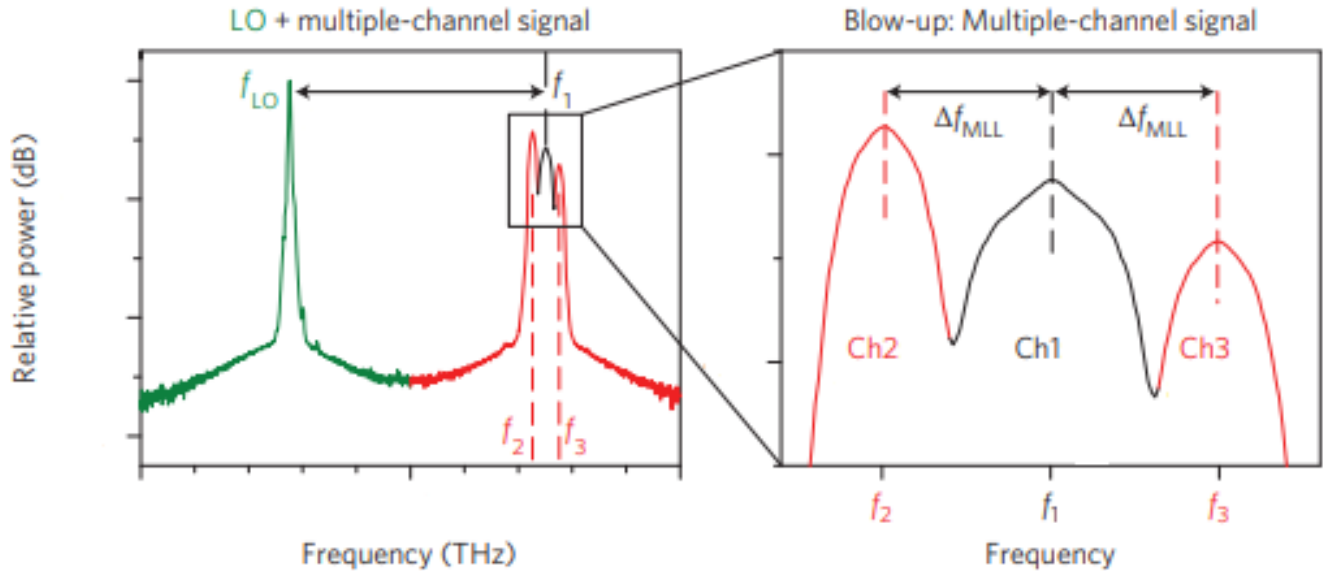
2.2.2 Δημιουργία πολλών καναλιών

Η λογική της παρακάτω διάταξης βασίζεται ξανά στην ιδέα του OFC. Το σύστημα περιλαμβάνει ένα mode-locked laser (MLL) για τη δημιουργία του comb με καθορισμένη φασματική απόσταση μεταξύ των τόνων, waveshaper (WS) προκειμένου να γίνει επιλογή συγκεκριμένων τόνων από την 'χτένα' λαμβάνοντας υπόψη ότι ο ένας τόνος χρησιμοποιείται σαν αναφορά, multi-format transmitters (MFTx) οι οποίοι λαμβάνουν IQ δεδομένα και μια uni-travelling-carrier φωτοδίοδο (UTC-PD) η οποία παίρνει σαν είσοδο τα παραπάνω, προκειμένου να παραχθεί η επιθυμητή THz συχνότητα.



Σχήμα 2.14: Photonics-based THz πομπός για πολλά κανάλια

Όπως βλέπουμε, ρυθμίζοντας κατάλληλα τον WS μπορούμε να έχουμε ένα ή παραπάνω κανάλια. Για παράδειγμα για τρία κανάλια θα έχουμε εκπομπή των $f1-fLO$, $f2-fLO$, $f3-fLO$.

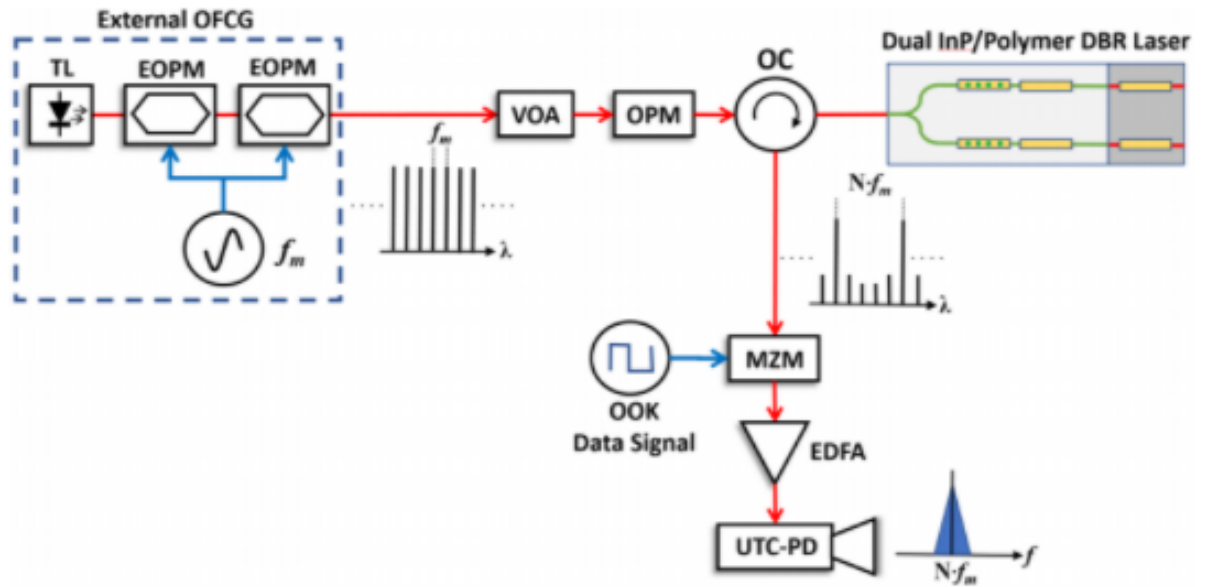


Σχήμα 2.15: Παράδειγμα φάσματος πριν την φωτοδιόδο

Ο έλεγχος της τάξης μεγέθους του θορύβου φάσης όπως έχει επισημανθεί, είναι ζωτικής σημασίας. Με βάση την βιβλιογραφία[11], ρυθμίζοντας κατάλληλα τις παραμέτρους της διάταξης, για την κεντρική συχνότητα 237.5 GHz ο SSB phase noise του πομπού μετρήθηκε -33.1, -66.4, -80.8, -81.9 dBc/Hz για offset συχνότητες 100 Hz, 1 KHz, 10 KHz, 100 KHz αντίστοιχα.

2.2.3 Με δύο DBR lasers

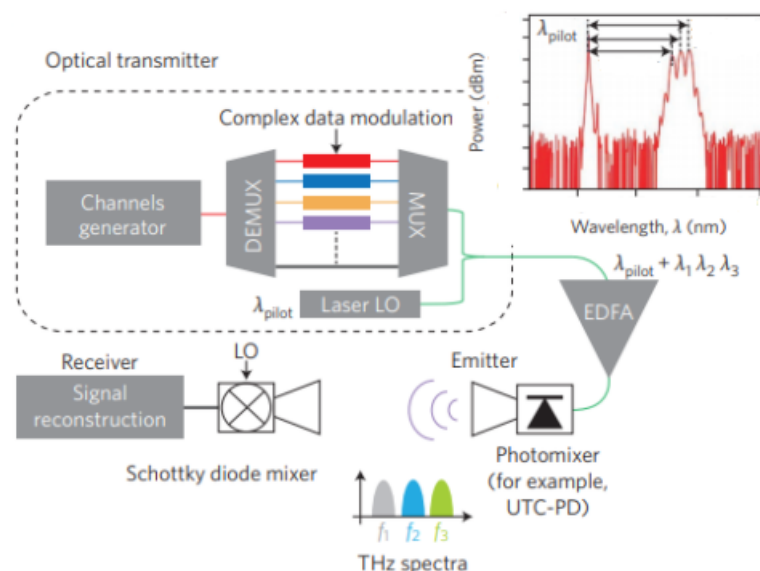
Το OFC του εν λόγω σχήματος, παράγεται μέσω frequency tunable seed laser (TL), δύο ηλεκτρο-οπτικών διαμορφωτών φάσης (EOPM) σε σειρά και ταλαντωτή με συχνότητα fm. Το comb στη συνέχεια ακολουθεί variable optical attenuator (VOA) για την κατάλληλη στάθμη οπτικής ισχύος, optical power monitor (OPM) για την μέτρηση αυτής και optical circulator (OC) ώστε να ξεχωρίσει τα δύο μήκη κύματος από το dual InP/Polymer DBR (Distributed Bragg Reflector) laser από το συνολικό φάσμα. Ουσιαστικά στην τεχνική αυτή τα δύο laser παίζουν το ρόλο του οπτικού φίλτρου ώστε να γίνει επιλογή δύο τόνων μέσω optical injection locking από την 'χτένα' η οποία έχει δημιουργηθεί και στη συνέχεια ακολουθούν: η διαμόρφωση με On-off keying (OOK) κωδικοποίηση και Mach-Zehnder διαμορφωτή (MZM), ενίσχυση με Erbium-Doped Fiber ενισχυτή (EDFA), UTC-PD και η εκπομπή της THz συχνότητας από την κεραία. Τα εν λόγω laser προσφέρουν άνεση ως προς το tunability και μειώνουν το linewidth του τόνου από δεκάδες MHz σε δεκάδες KHz, γεγονός που ανοίγει τον δρόμο σε error free ασύρματη μετάδοση δεδομένων. Η διάταξη αυτή είναι πολλά υποσχόμενη για real time ultrafast coherent πομπούς[2].



Σχήμα 2.16: Πομπός THz σήματος χρησιμοποιώντας δύο hybrid integrated InP/ Polymer DBR lasers ως φίλτρα

2.2.4 Γενική δομή πομποδέκτη

Όπως έγινε αντιληπτό από την παρουσίαση των διατάξεων αυτών, η παραγωγή THz ακτινοβολίας ακολουθεί το παρακάτω pattern[13] μεταβάλλοντας συγκεκριμένα components, όπως για παράδειγμα τους διαμορφωτές, προκειμένου να καταλήξουμε στο επιθυμητό αποτέλεσμα ανάλογα την εφαρμογή.



Σχήμα 2.17: Γενική ιδέα για πομπό THz σήματος με οπτικό τρόπο

Κεφάλαιο 3

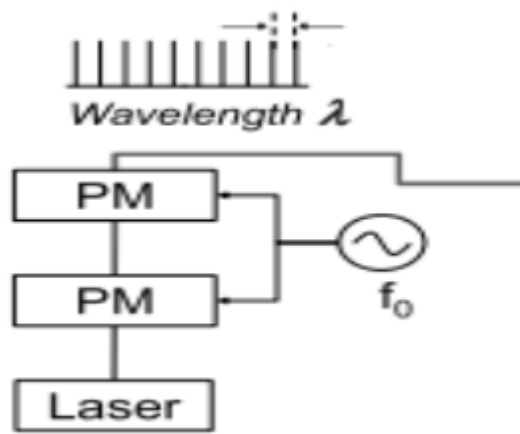
Ανάλυση των Optical Frequency Combs που προκύπτουν από αλυσίδα διαμορφωτών φάσης

3.1 Αρχές των OFCs που προκύπτουν από διαμορφωτές φάσης

Το ‘Optical Frequency Comb’ το οποίο αναφέρθηκε αρκετές φορές στο προηγούμενο κεφάλαιο, αποτελεί βασικό κομμάτι αυτής της διπλωματικής και στα πλαίσια του 3ου κεφαλαίου αναφερόμαστε στις αρχές, τη θεωρία και τη μοντελοποίηση του. Αναπτύχθηκε πριν από δύο δεκαετίες περίπου για να υποστηρίξει τα ατομικά ρολόγια υψηλής ακρίβειας. Τα OFCs επέτρεψαν την άμεση μετατροπή των συχνοτήτων από οπτικές σε μικροκυματικές και αντιστρόφως, επιτρέποντας την εξαγωγή μικροκυματικών σημάτων χρονισμού από οπτικά ατομικά ρολόγια. Τα mode-locked laser (MLL) σταθεροποιημένης φάσης υπήρξαν οι πρώτες γεννήτριες OFC[6]. Υπάρχουν αρκετές αρχιτεκτονικές δημιουργίας ‘χτένας’, αλλά θα αναλυθεί μια συγκεκριμένη διάταξη στην εργασία αυτή. Συγκεκριμένα στο εν λόγω σύστημα, μια οπτική πηγή (CW laser) συνδέεται με μια αλυσίδα που αποτελείται από δύο ηλεκτρο-οπτικούς διαμορφωτές φάσης (PM), οι οποίοι λαμβάνουν σήματα από RF τοπικό ταλαντωτή (σχήμα 3.1). Ανάλογα το επιθυμητό αποτέλεσμα, επιλέγεται είτε ίδια RF συχνότητα για τον πρώτο και τον δεύτερο ταλαντωτή είτε διαφορετική, δεύτερος δηλαδή ταλαντωτής. Πρώτο βήμα στην μαθηματική ανάλυση που θα ακολουθήσει, είναι γίνει κατανοητός ο ρόλος του PM στην διαδικασία αυτή. Ουσιαστικά ο PM είναι ένας οπτικός διαμορφωτής που χρησιμοποιείται για να ελεγχθεί η οπτική φάση ενός laser. Έστω ότι ο πρώτος διαμορφωτής λαμβάνει σήμα RF:

$$V_{in}(t) = V_{rf} \sin(\Omega t) \quad (3.1)$$

, όπου Ω η γωνιακή συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή και V_{rf} το πλάτος του σήματος αυτού[8]. Χάρην απλότητας για την θεωρητική ανάλυση, DC όροι αμελούνται διότι προκαλούν offset φάσης, το οποίο αγνοείται διότι αυξάνει σημαντικά την πολυπλοκότητα. Το οπτικό



Σχήμα 3.1: Διαδοχικοί PM ως OFC generator

πεδίο στην έξοδο του PM θα έχει την μορφή:

$$E_o(t) = \gamma \exp(i(\omega t + \varphi(t))) \quad (3.2)$$

, με ω να είναι η οπτική κυκλική συχνότητα και γ παράμετρος, η οποία εξαρτάται από την οπτική ισχύ εισόδου, από κάποια τεχνικά χαρακτηριστικά της ίνας και από τον παράγοντα απωλειών του διαμορφωτή. Η ολίσηση φάσης δίνεται από την εξής σχέση:

$$\varphi(t) = \frac{\pi V_{rf}}{V_{\pi}} \sin(\Omega t) \quad (3.3)$$

, όπου V_{π} η τάση η οποία απαιτείται για να παραχθεί διαφορά φάσης π στον PM. Τελικά αποδεικνύεται ότι:

$$\text{Re}(E_o) = \gamma \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\varphi) \cos(\omega t + n\Omega t) \quad (3.4)$$

, με $J_k(\varphi)$ να είναι η συνάρτηση Bessel πρώτου είδους, τάξης n και το φ να ισούται με

$$\frac{\pi V_{rf}}{V_{\pi}}$$

Με άλλα λόγια πρόκειται για μια 'χτένα' στο φάσμα. Η συνάρτηση $J_n(x)$ είναι ουσιαστικά το ανάπτυγμα:

$$J_n(x) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m}{m! \Gamma(m+n+1)} \left(\frac{x}{2}\right)^{2m+n} \quad (3.5)$$

και ισχύει:

$$J_{-n}(x) = (-1)^n J_n(x) \quad (3.6)$$

, όπου n ακέραιος. Ενδιαφέρον έχει η απόδειξη του τύπου 3.4, ο οποίος μας οδηγεί σε μια Bessel μοντελοποίηση που βοηθά σημαντικά στην κατανόηση του comb.

3.2 Bessel μοντελοποίηση του οπτικού πεδίου

Το φάσμα του οπτικού πεδίου στην έξοδο ενός διαμορφωτή φάσης, μαθηματικά περιγράφεται με δύο τρόπους, όπως είδαμε παραπάνω. Ο πρώτος είναι μια γενική σχέση (3.2), η οποία δεν ενδείκνυται για τη ρύθμιση των συνιστωσών του comb και ο δεύτερος είναι μια μοντελοποίηση με τη βοήθεια των συναρτήσεων Bessel πρώτου είδους, σύμφωνα με την σχέση 3.4.

3.2.1 Οπτικό πεδίο στην έξοδο του πρώτου διαμορφωτή φάσης

Στην έξοδο του οπτικού διαμορφωτή φάσης έχουμε το οπτικό πεδίο της εξίσωσης 3.2. Μπορούμε να γράψουμε τον τύπο αυτό σαν

$$E_o(t) = \gamma \exp(i\omega t) \exp(i\varphi(t))$$

και χρησιμοποιώντας την Jacobi-Anger σχέση:

$$\exp(\pm iz \sin(x)) = J_0(z) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(z) \cos(2nx) \pm 2i \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(z) \sin((2n+1)x) \quad (3.7)$$

θα έχουμε

$$\exp(i\varphi(t)) = J_0(\varphi) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\varphi) \cos(2n\Omega t) + 2i \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\varphi) \sin((2n+1)\Omega t)$$

δηλαδή

$$E_o(t) = \gamma \{ [\cos(\omega t) + i \sin(\omega t)] [J_0(\varphi) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\varphi) \cos(2n\Omega t) + 2i \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\varphi) \sin((2n+1)\Omega t)] \} \quad (3.8)$$

οπότε θα είναι:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(E_o(t)) &= \gamma [\cos(\omega t) J_0(\varphi) + 2 \cos(\omega t) \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\varphi) \cos(2n\Omega t) - 2 \sin(\omega t) \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\varphi) \sin((2n+1)\Omega t)] \\ &= \gamma [\cos(\omega t) J_0(\varphi) + \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\varphi) 2 \cos(\omega t) \cos(2n\Omega t) - \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\varphi) 2 \sin(\omega t) \sin((2n+1)\Omega t)] \end{aligned}$$

Γνωρίζουμε ότι

$$2 \cos(x) \cos(y) = \cos(x-y) + \cos(x+y) \quad (3.9)$$

$$2 \sin(x) \sin(y) = \cos(x-y) - \cos(x+y) \quad (3.10)$$

Δηλαδή, το παραπάνω ανάπτυγμα για το πραγματικό μέρος του οπτικού πεδίου στην έξοδο του διαμορφωτή φάσης, λαμβάνοντας υπόψη τις 3.9 και 3.10 γράφεται:

$$\begin{aligned}
Re(E_o(t)) = & \gamma \{ \cos(\omega t) J_0(\varphi) + \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\varphi) [\cos(\omega t - 2n\Omega t) + \cos(\omega t + 2n\Omega t)] \\
& - \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\varphi) [\cos(\omega t - (2n+1)\Omega t) - \cos(\omega t + (2n+1)\Omega t)] \}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

Επίσης από την 3.6 προκύπτει:

$$J_{-2n}(x) = J_{2n}(x)$$

και

$$J_{-(2n+1)}(x) = -J_{2n+1}(x)$$

Γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι η εξίσωση 3.11 ισοδυναμεί με την παρακάτω εξίσωση:

$$\begin{aligned}
Re(E_o(t)) = & \gamma [\cos(\omega t) J_0(\varphi) + \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\varphi) \cos(\omega t + 2n\Omega t) + \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\varphi) \cos(\omega t + (2n+1)\Omega t) \\
& + \sum_{n=-\infty}^{-1} J_{2n}(\varphi) \cos(\omega t + 2n\Omega t) + \sum_{n=-\infty}^{-1} J_{2n+1}(\varphi) \cos(\omega t + (2n+1)\Omega t)]
\end{aligned}$$

, λόγω των δύο παραπάνω σχέσεων. Πράγμα που σημαίνει, ότι τελικά:

$$\begin{aligned}
Re(E_o(t)) = & \gamma \{ \cos(\omega t) J_0(\varphi) \\
& + [J_2(\varphi) \cos(\omega t + 2\Omega t) + J_4(\varphi) \cos(\omega t + 4\Omega t) + \dots] \\
& + [J_1(\varphi) \cos(\omega t + \Omega t) + J_3(\varphi) \cos(\omega t + 3\Omega t) + \dots] \\
& + [J_{-2}(\varphi) \cos(\omega t - 2\Omega t) + J_{-4}(\varphi) \cos(\omega t - 4\Omega t) + \dots] \\
& + [J_{-1}(\varphi) \cos(\omega t - \Omega t) + J_{-3}(\varphi) \cos(\omega t - 3\Omega t) + \dots] \}
\end{aligned}$$

Άρα

$$Re(E_o) = \gamma \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\varphi) \cos(\omega t + n\Omega t)$$

Όσον αφορά το φανταστικό μέρος, με την ίδια ακριβώς λογική, από την 3.8 έχουμε:

$$Im(E_o(t)) = \gamma [\sin(\omega t) J_0(\varphi) + 2\sin(\omega t) \sum_{n=1}^{n=\infty} J_{2n}(\varphi) \cos(2n\Omega t) + 2\cos(\omega t) \sum_{n=0}^{n=\infty} J_{2n+1}(\varphi) \sin((2n+1)\Omega t)]$$

Όμως γνωρίζουμε πως:

$$2\sin(x)\cos(y) = \sin(x-y) + \sin(x+y) \tag{3.12}$$

Από την παραπάνω σχέση το φανταστικό μέρος γράφεται:

$$\begin{aligned}
Im(E_o(t)) = & \gamma[\sin(\omega t)J_0(\varphi) + \sum_{n=1}^{n=\infty} J_{2n}(\varphi)\sin(\omega t - 2n\Omega t) + \sum_{n=1}^{n=\infty} J_{2n}(\varphi)\sin(\omega t + 2n\Omega t) \\
& + \sum_{n=0}^{n=\infty} J_{2n+1}(\varphi)\sin((2n+1)\Omega t - \omega t) + \sum_{n=0}^{n=\infty} J_{2n+1}(\varphi)\sin((2n+1)\Omega t + \omega t)]
\end{aligned}$$

, η οποία ισοδυναμεί με τη σχέση:

$$\begin{aligned}
Im(E_o(t)) = & \gamma[\sin(\omega t)J_0(\varphi) + \sum_{n=1}^{n=\infty} J_{2n}(\varphi)\sin(\omega t + 2n\Omega t) + \sum_{n=0}^{n=\infty} J_{2n+1}(\varphi)\sin((2n+1)\Omega t + \omega t) \\
& + \sum_{n=-\infty}^{n=-1} J_{2n}(\varphi)\sin(\omega t + 2n\Omega t) + \sum_{n=-\infty}^{n=-1} J_{2n+1}(\varphi)\sin((2n+1)\Omega t + \omega t)]
\end{aligned}$$

οπότε τελικά το φανταστικό μέρος είναι:

$$Im(E_o) = \gamma \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\varphi)\sin(\omega t + n\Omega t)$$

3.2.2 Οπτικό πεδίο στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή φάσης

Στην διάταξη δημιουργίας του optical frequency comb τοποθετείται και δεύτερος οπτικός διαμορφωτής φάσης όπως είδαμε. Το φάσμα που θα παρατηρήσουμε στην έξοδο αυτού είναι σημαντικός παράγοντας για τον πομπό THz ακτινοβολίας. Θα αναλυθούν λοιπόν στη συνέχεια τα μαθηματικά που ‘χρύνονται’ πίσω από αυτή τη διαδικασία. Δεδομένου ότι η παράμετρος γ δεν αλλάζει την μορφή της ‘χτένας’, θα αγνοηθεί στα πλαίσια της ανάλυσης. Επίσης, για την πλήρη περιγραφή, θεωρούμε ότι ο δεύτερος διαμορφωτής φάσης της αλυσίδας δέχεται RF σήμα από τοπικό ταλαντωτή διαφορετικής συχνότητας και πλάτους. Έχουμε λοιπόν ότι η ολίσθηση φάσης για τον δεύτερο PM είναι:

$$\varphi_2(t) = \frac{\pi V_{rf2}}{V_\pi} \sin(\Omega_2 t) \quad (3.13)$$

, όπου V_{rf2} το πλάτος του δεύτερου LO και Ω_2 η κυκλική συχνότητα αυτού. Το V_π θεωρούμε ίδιο και για τους δύο διαμορφωτές. Το οπτικό πεδίο στην έξοδο του διαμορφωτή φάσης θα είναι:

$$E_{o2}(t) = E_{o1}(t)\exp(i\varphi_2(t)) \quad (3.14)$$

, με E_{o1} να είναι το οπτικό πεδίο στην έξοδο του πρώτου PM. Παρακάτω με V_{rf1}, Ω_1 και φ_1 θα εννοούνται το πλάτος, η κυκλική συχνότητα και η ολίσθηση φάσης του πρώτου LO αντίστοιχα. Οπότε:

$$E_{o2}(t) = [Re(E_{o1}) + iIm(E_{o1})][\exp(i\varphi_2(t))]$$

και χρησιμοποιώντας την 3.7 προκύπτει

$$E_{o2}(t) = [Re(E_{o1}) + iIm(E_{o1})][J_o(\varphi_2) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\varphi_2)\cos(2n\Omega_2t) + 2i \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\varphi_2)\sin((2n+1)\Omega_2t)]$$

δηλαδή

$$\begin{aligned} Re(E_{o2}(t)) &= Re(E_{o1})[J_o(\varphi_2) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\varphi_2)\cos(2n\Omega_2t)] - 2Im(E_{o1}) \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\varphi_2)\sin((2n+1)\Omega_2t) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(\varphi_1)\cos(\omega t + k\Omega_1t)J_o(\varphi_2) + 2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} J_k(\varphi_1)\cos(\omega t + k\Omega_1t)J_{2n}(\varphi_2)\cos(2n\Omega_2t) \\ &\quad - 2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} J_k(\varphi_1)\sin(\omega t + k\Omega_1t)J_{2n+1}(\varphi_2)\sin((2n+1)\Omega_2t) \end{aligned}$$

Με τη βοήθεια των 3.9,3.10 η πιο πάνω σχέση καταλήγει σε:

$$\begin{aligned} Re(E_{o2}(t)) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(\varphi_1)\cos(\omega t + k\Omega_1t)J_o(\varphi_2) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} J_k(\varphi_1)J_{2n}(\varphi_2)\cos(\omega t + k\Omega_1t - 2n\Omega_2t) \\ &+ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} J_k(\varphi_1)J_{2n}(\varphi_2)\cos(\omega t + k\Omega_1t + 2n\Omega_2t) - \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} J_k(\varphi_1)J_{2n+1}(\varphi_2)\cos(\omega t + k\Omega_1t - (2n+1)\Omega_2t) \\ &\quad + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} J_k(\varphi_1)J_{2n+1}(\varphi_2)\cos(\omega t + k\Omega_1t + (2n+1)\Omega_2t) \end{aligned}$$

και λαμβάνοντας υπόψη ότι ισχύουν:

$$J_{-2n}(x) = J_{2n}(x)$$

και

$$J_{-(2n+1)}(x) = -J_{2n+1}(x)$$

, έχουμε τελικά ότι:

$$\begin{aligned} Re(E_{o2}(t)) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(\varphi_1)\cos(\omega t + k\Omega_1t)J_o(\varphi_2) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{-1} J_k(\varphi_1)J_{2n}(\varphi_2)\cos(\omega t + k\Omega_1t + 2n\Omega_2t) \\ &\quad + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} J_k(\varphi_1)J_{2n}(\varphi_2)\cos(\omega t + k\Omega_1t + 2n\Omega_2t) \\ &\quad + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{-1} J_k(\varphi_1)J_{2n+1}(\varphi_2)\cos(\omega t + k\Omega_1t + (2n+1)\Omega_2t) \\ &\quad + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} J_k(\varphi_1)J_{2n+1}(\varphi_2)\cos(\omega t + k\Omega_1t + (2n+1)\Omega_2t) \end{aligned}$$

Απλουστεύοντας το παραπάνω αποτέλεσμα καταλήγουμε στην εξίσωση:

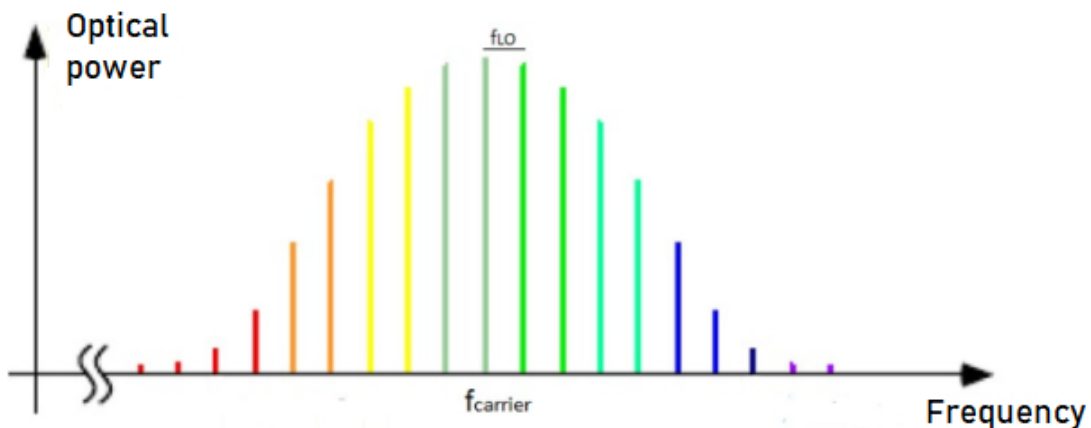
$$\text{Re}(E_{o2}(t)) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_k(\varphi_1) J_n(\varphi_2) \cos(\omega t + k\Omega_1 t + n\Omega_2 t) \quad (3.15)$$

Το φανταστικό μέρος υπολογίζεται με πανομοιότυπο τρόπο, με τη μόνη διαφορά ότι στα βήματα της ανάλυσης αυτής χρησιμοποιείται η σχέση 3.12 αντί για το σεν 3.9,3.10. Είναι λοιπόν:

$$\text{Im}(E_{o2}(t)) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_k(\varphi_1) J_n(\varphi_2) \sin(\omega t + k\Omega_1 t + n\Omega_2 t) \quad (3.16)$$

3.3 Καθοριστικοί παράγοντες για την μορφή του comb

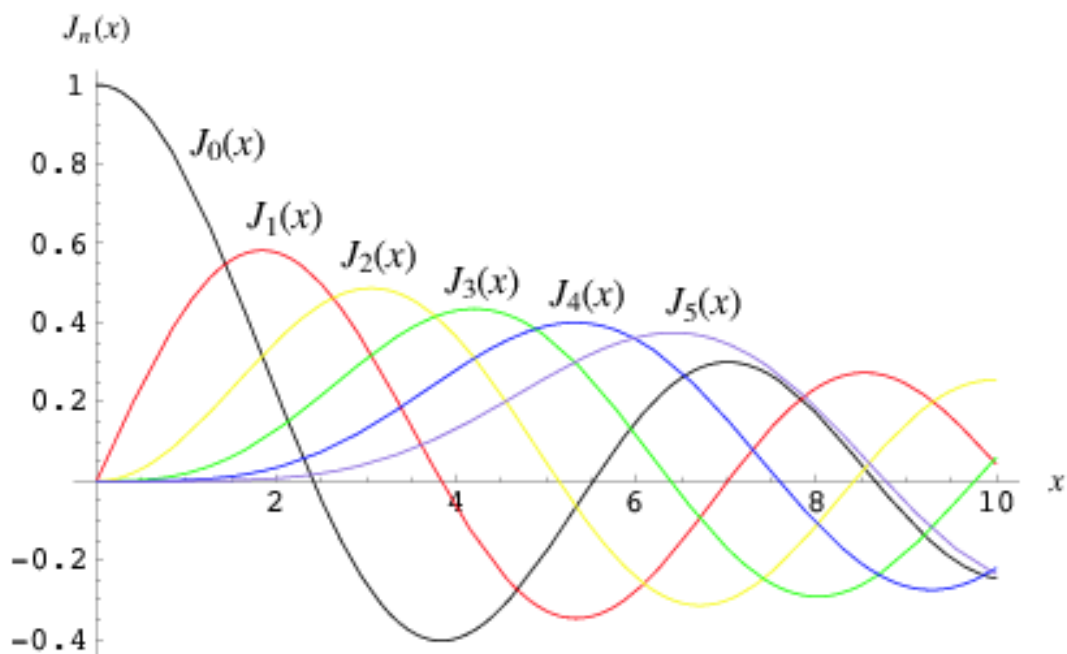
Ο βασικός λόγος που επιλέγουμε να χρησιμοποιήσουμε μια αλυσίδα από διαμορφωτές φάσης και όχι έναν μόνο, είναι επειδή παράγονται σημαντικά περισσότεροι όροι, τόνοι δηλαδή στο πεδίο των συχνοτήτων, γεγονός που μπορούμε να εκμεταλλευτούμε. Όπως αναφέραμε στο κεφάλαιο 2, η THz συχνότητα που θα εκπεμφθεί, είναι συνάρτηση της διαφοράς των δύο τόνων που θα εξάγουμε από την ‘χτένα’. Άρα όσο μεγαλύτερη φασματική απόσταση έχουν οι δύο τόνοι τόσο υψηλότερη η επιθυμητή συχνότητα του σήματος αυτού. Αυτό σημαίνει ότι είναι απίθανο να στείλουμε ένα σήμα με κεντρική συχνότητα 320 GHz για παράδειγμα, με χρήση ενός μόνο διαμορφωτή φάσης, αλλά με το PM cascade σκεπτικό είναι εφικτό. Καταλαβαίνουμε ότι το πλάτος των τόνων στο φάσμα του σήματος και η διαφορά σε ισχύ μεταξύ τους, εξαρτάται αποκλειστικά από τα Bessel components $J_k(\varphi_1)$, $J_n(\varphi_2)$. Ρυθμίζοντας δηλαδή τις παραμέτρους $V_{r,f1}$ και $V_{r,f2}$, καθορίζουμε το μέγεθος του carrier τόνου και αυτών που βρίσκονται δεξιά και αριστερά του. Ένα optical frequency comb που μπορεί να προκύψει από το PM cascade με ίδια συχνότητα f_{LO} για τα RF σήματα φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 3.2: Optical Frequency Comb

Η τάξη της Bessel συνάρτησης στην έξοδο του πρώτου PM ορίζει ουσιαστικά αριθμό τόνου δεξιά ή αριστερά από τον carrier. Για παράδειγμα, η $J_2(\varphi_1)$ αναφέρεται στον δεύτερο τόνο δεξιά από τον carrier. Προφανώς το πλάτος του carrier δίνεται από το component $J_0(\varphi_1)$. Το

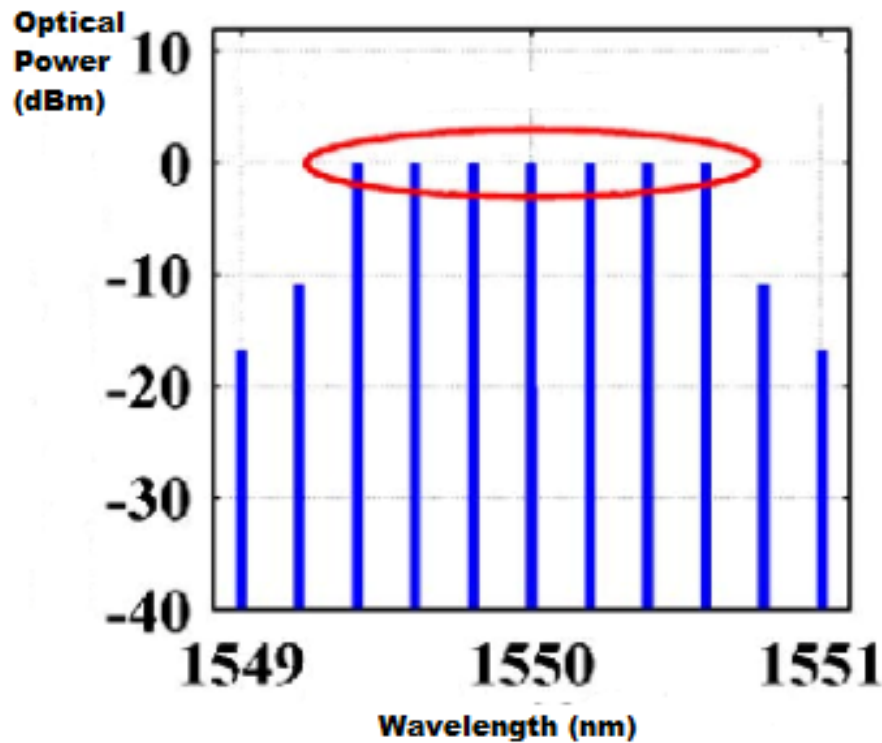
φαινόμενο που παρατηρείται στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή είναι πιο σύνθετο. Λόγω του διπλού αθροίσματος 3.15, γίνεται αντιληπτό ότι όταν θέλουμε να ρυθμίσουμε το πλάτος ενός συγκεκριμένου τόνου θα πρέπει να λάβουμε υπόψη όλους τους πιθανούς συνδυασμούς των k, n . Με άλλα λόγια, όταν έχουμε για παράδειγμα ίδια συχνότητα Ω και στους δύο τοπικούς ταλαντωτές και θέλουμε να ελέγξουμε το πλάτος του τόνου 3 αριστερά από τον carrier, με βάση το συνημίτονο της σχέσης 3.15, το οποίο γίνεται $\cos(\omega t + (k + n)\Omega t)$, θα πρέπει $k + n = -3$, θα πρέπει δηλαδή να ρυθμιστούν οι Bessel συναρτήσεις $J_0(\varphi_1), J_{-3}(\varphi_2)$, οι $J_{-1}(\varphi_1), J_{-2}(\varphi_2)$, οι $J_1(\varphi_1), J_{-4}(\varphi_2)$ και και ούτω καθεξής. Στην πράξη μας ενδιαφέρουν κυρίως οι μη αμελητέου πλάτους συνδυασμοί. Η συμμετρία που παρατηρούμε οφείλεται στο ότι τα πλάτη των αντίθετων Bessel components έχουν την ίδια απόλυτη τιμή και αφού εξετάζουμε ισχύ, δηλαδή μέγεθος πεδίου στο τετράγωνο, τα πλάτη των συμμετρικών τόνων θα είναι ίσα. Στην ουσία έχοντας τοπικό ταλαντωτή διαφορετικής συχνότητας, προκαλούμε φασματική διαφορά μεταξύ δύο τόνων όση η ελάχιστη συχνότητα από τις συχνότητες των δύο LO. Πρόκειται για ένα φαινόμενο που έχει ενδιαφέρον και θα το δούμε στο κεφάλαιο 4 με τη βοήθεια προσομοιώσεων. Η Bessel συνάρτηση πρώτου είδους, με μεταβολή στην τάξη της φαίνεται στη συνέχεια:



Σχήμα 3.3: Συναρτήσεις Bessel πρώτου είδους για μεταβολή της τάξης από 0 έως 5

Παρατηρώντας το παραπάνω διάγραμμα, καταλαβαίνουμε καλύτερα πως ανάλογα με την τιμή των ορισμάτων καθορίζεται και ο αριθμός των τόνων που μπορούν να ληφθούν υπόψη. Παραδείγματος χάρη, αν και τα δύο όρισμα έχουν μια τιμή η οποία τείνει στο 0, ο μοναδικός τόνος με επαρκή ισχύ είναι ο carrier. Μια κατάσταση η οποία είναι επιθυμητή, είναι ο κατά κάποιον τρόπο συγχρονισμός των τόνων του comb, επιλέγοντας κατάλληλα ορίσματα, που

οδηγούν σε αυτό που ονομάζουμε ‘flat comb’. Το πόσο επίπεδο είναι ένα comb προκύπτει από την τιμή μιας συγκεκριμένης flatness μετρικής σε dB. Εάν η ‘χτένα’ χρησιμοποιείται ως multiwavelength source, είναι προτιμητέο να υπάρχει ίση ισχύς σε διαφορετικά μήκη κύματος. Για εφαρμογές όπως το RF photonic filtering που απαιτεί ένα συγκεκριμένο φασματικό σχήμα, το apodization είναι πολύ πιο εύκολο με το ελάχιστο excess loss εάν ξεκινήσουμε τη διαδικασία με μια επίπεδη ‘χτένα’ [16]. Επίσης, οι απότομες αλλαγές του comb από τόνο σε τόνο οδηγούν σε κακή ποιότητα παλμού, γεγονός που αποτελεί σημαντικό μειονέκτημα για εφαρμογές στο πεδίο του χρόνου όπου απαιτείται ένας σύντομος παλμός. Όταν δηλαδή υπάρχει αναγκή για κάτι από τα παραπάνω ή και άλλη εφαρμογή, επιλέγουμε τη δημιουργία επιπέδου comb, αλλιώς συμβιβάζομαστε με το σκεπτικό της επιλογής δύο τόνων τους οποίους προσπαθούμε να βελτιστοποιήσουμε ως προς την ισχύ. Πιο κάτω φαίνεται ένα flat comb:



Σχήμα 3.4: Παράδειγμα επίπεδου optical frequency comb με επτά τόνους

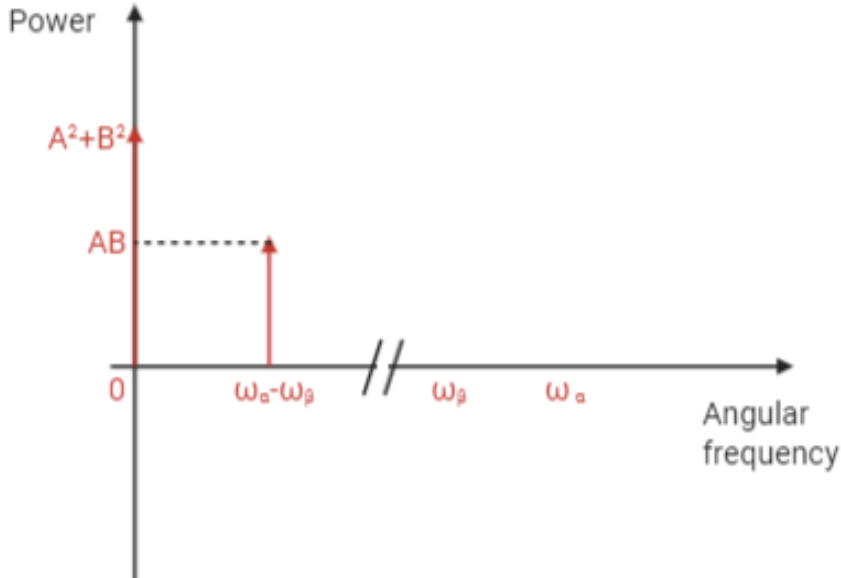
Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, για την δημιουργία ενός καναλιού επιλέγονται από το optical frequency comb δύο τόνοι. Έστω ότι αυτοί οι τόνοι στο πεδίο του χρόνου μοντελοποιούνται ως εξής: $Aexp(i(\omega_\alpha t + \varphi_\alpha))$, $Bexp(i(\omega_\beta t + \varphi_\beta))$, όπου $\omega_\alpha, \omega_\beta$ η κυκλική συχνότητα των δύο τόνων αντίστοιχα και $\varphi_\alpha, \varphi_\beta$ οι φάσεις αυτών. Το σήμα δηλαδή το οποίο θα ‘πέσει’ στην φωτοδίοδο, είναι $x = Aexp(i(\omega_\alpha t + \varphi_\alpha)) + Bexp(i(\omega_\beta t + \varphi_\beta))$, $x \in \mathbb{C}$. Γνωρίζουμε ότι η σχέση που συνδέει την έξοδο με την είσοδο της φωτοδίοδου δίνεται από τον τύπο $y = |x|^2$ (ανάλογο για την ακρίβεια αλλά χάριν απλότητας το θεωρούμε ίσο). Οπότε στην περίπτωση μας, με βάση την εξίσωση του Euler, $exp(ik) = \cos(k) + i\sin(k)$, έχουμε:

$$\begin{aligned}
y &= |A[\cos(\omega_\alpha t + \varphi_\alpha) + i\sin(\omega_\alpha t + \varphi_\alpha)] + B[\cos(\omega_\beta t + \varphi_\beta) + i\sin(\omega_\beta t + \varphi_\beta)]|^2 \\
&= [A\cos(\omega_\alpha t + \varphi_\alpha) + B\cos(\omega_\beta t + \varphi_\beta)]^2 + [A\sin(\omega_\alpha t + \varphi_\alpha) + B\sin(\omega_\beta t + \varphi_\beta)]^2 \\
&= A^2\cos^2(\omega_\alpha t + \varphi_\alpha) + 2AB\cos(\omega_\alpha t + \varphi_\alpha)\cos(\omega_\beta t + \varphi_\beta) + B^2\cos^2(\omega_\beta t + \varphi_\beta) \\
&\quad + A^2\sin^2(\omega_\alpha t + \varphi_\alpha) + 2AB\sin(\omega_\alpha t + \varphi_\alpha)\sin(\omega_\beta t + \varphi_\beta) + B^2\sin^2(\omega_\beta t + \varphi_\beta)
\end{aligned}$$

, όμως επειδή ισχύει $\cos^2(k) + \sin^2(k) = 1$, καθώς επίσης και οι σχέσεις 3.9, 3.10 θα είναι:

$$\begin{aligned}
y &= A^2 + B^2 + AB[\cos((\omega_\alpha - \omega_\beta)t + \varphi_\alpha - \varphi_\beta) + \cos((\omega_\alpha + \omega_\beta)t + \varphi_\alpha + \varphi_\beta) \\
&\quad + \cos((\omega_\alpha - \omega_\beta)t + \varphi_\alpha - \varphi_\beta) - \cos((\omega_\alpha + \omega_\beta)t + \varphi_\alpha + \varphi_\beta)] \\
&= A^2 + B^2 + 2AB\cos((\omega_\alpha - \omega_\beta)t + \varphi_\alpha - \varphi_\beta)
\end{aligned}$$

Ο μετασχηματισμός Fourier του παραπάνω συνημιτόνου με $\omega_\alpha - \omega_\beta = \omega_0$ και $\varphi_\alpha - \varphi_\beta = \Delta\varphi$ είναι: $AB(\exp(i\Delta\varphi)\delta(\omega - \omega_0) + \exp(-i\Delta\varphi)\delta(\omega + \omega_0))$ και αν αγνοήσουμε τον άξονα των αρνητικών ω και θέσουμε το $\Delta\varphi = 0$, στο φάσμα του y θα έχουμε ένα DC component με ισχύ $A^2 + B^2$ και έναν τόνο με συχνότητα ω_0 και ισχύ AB . Το φάσμα αυτό θα έχει την παρακάτω μορφή:



Σχήμα 3.5: Το φάσμα του σήματος μετά την φωτοдіοδο

Από την παραπάνω ανάλυση γίνεται αντιληπτό ότι όταν δεν υπάρχει συγκεκριμένος λόγος για τη δημιουργία ενός flat comb, η επιλογή των δύο τόνων πρέπει να γίνεται με βάση την ισχύ τους. Ο ρόλος που παίζει η ισχύς του κάθε τόνου είναι σημαντικός όπως παρατηρήσαμε στο τελικό αποτέλεσμα. Οπότε ρυθμίζοντας τις Bessel συναρτήσεις σωστά, μπορούμε να δημιουργήσουμε κανάλι στην επιθυμητή συχνότητα και με την μέγιστη δυνατή ισχύ. Δεδομένου ότι από την δημιουργία της 'χτένας' μέχρι την εκπομπή του σήματος υπάρχουν πολλά φίλτρα

και διαδικασίες οι οποίες μας περιορίζουν ως προς την ισχύ, παρά την ενίσχυση που μπορούμε να προσθέσουμε στο σύστημα, είναι τελικά αναγκαίο να γίνει η καταλληλότερη επιλογή από τα comb components, ώστε να ο πομπός να λειτουργεί βέλτιστα.

Κεφάλαιο 4

Περιγραφή Optical Frequency Comb διάταξης με τη χρήση MATLAB

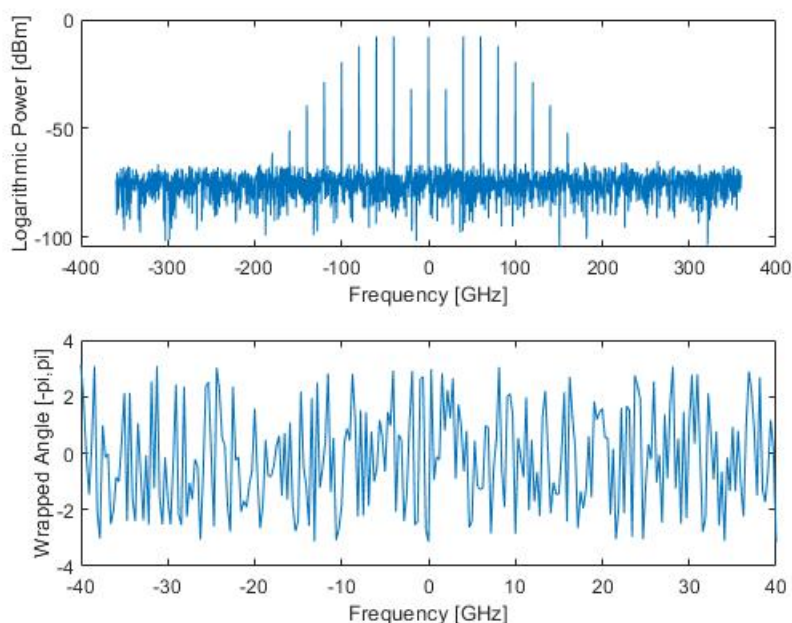
Στο παρόν κεφάλαιο αναλύουμε σε βάθος, με την βοήθεια προσομοιώσεων μέσω MATLAB, την PM cascade διάταξη δημιουργίας Optical Frequency Comb. Αρχικά περιγράφουμε την λογική της διαδικασίας αυτής και αποδεικνύεται πως το οπτικό πεδίο στην έξοδο του πρώτου αλλά και του δεύτερου διαμορφωτή φάσης είναι ίδιο κατά πλάτος και φάση, είτε χρησιμοποιήσουμε την εκθετική μορφή είτε την Bessel μοντελοποίηση. Ύστερα παρατηρούνται οι διάφορες αλλαγές στη μορφή της ‘χτένας’ μετά από μεταβολή συγκεκριμένων παραμέτρων και ο ρόλος του phase offset μεταξύ των RF σημάτων στα combs. Ακόμη παρουσιάζονται αρκετά contour plots που αφορούν το flatness στα OFC και πρακτικά μας δίνουν μια ιδέα ως προς το ποιά επιλογή RF πλατών πρέπει να κάνουμε προκειμένου να καταλήξουμε σε ένα flat comb, δηλαδή σε ένα άμεσα πιο ευέλικτο σύστημα.

4.1 Δημιουργία Optical Frequency Comb και αλλαγές στη μορφή του με μεταβολή συγκεκριμένων παραμέτρων

4.1.1 Εκθετική και Bessel μοντελοποίηση

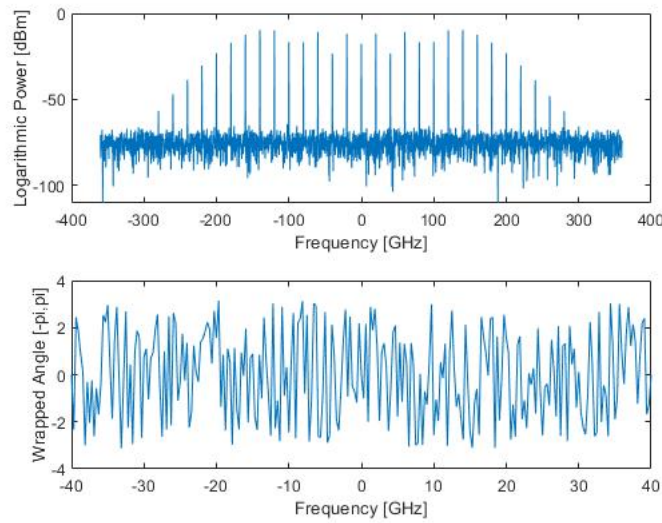
Αρχικά θεωρούμε για το laser κεντρική συχνότητα που ανήκει στις οπτικές (για παράδειγμα 193.1 THz) η οποία όμως για πρακτικούς λόγους κανονικοποιείται στο 0. Αυτή η παραδοχή δεν επηρεάζει με κάποιο τρόπο τη μορφή της ‘χτένας’ διότι το εν λόγω μέγεθος δεν παίζει ρόλο στα πλάτη των τόνων ή την φασματική απόσταση μεταξύ αυτών. Προσθέτουμε κάποιο θόρυβο στο πλάτος του laser αφού πρώτα θεωρηθήσουμε $SNR = 40$ dB. Να σημειωθεί ακόμη ότι η ισχύς του CW laser ρυθμίζεται στο 1 mW. Όσον αφορά τους δύο ταλαντωτές που παράγουν τα RF driving signals, σε πρώτη φάση θέτουμε την ίδια συχνότητα $F_{rf} = 20$ GHz και πλάτη V_{rf1} και V_{rf2} τα οποία είναι συνάρτηση του V_{π} . Το V_{π} είναι 6 V σε αυτή τη διπλωματική και όπως έχουμε αναφέρει είναι η τάση η οποία απαιτείται ώστε να παραχθεί διαφορά φάσης π στον

PM. Επιλέγουμε δύο ίδιους διαμορφωτές φάσης σε σειρά, οπότε το V_π είναι το ίδιο και για τους δύο. Με βάση τις σχέσεις 3.2, 3.3 και για τυχαία πλάτη $V_{r,f1} = 1.2V_\pi$, $V_{r,f2} = 1.4V_\pi$ η ισχύς του σήματος καθώς και η φάση του οπτικού πεδίου στην έξοδο του πρώτου διαμορφωτή φάσης φαίνονται παρακάτω:



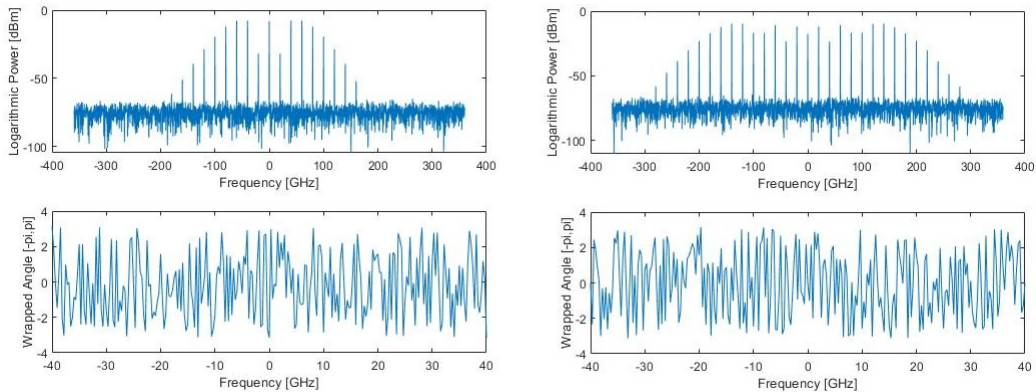
Σχήμα 4.1: Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων και φάση του οπτικού πεδίου στην έξοδο του πρώτου διαμορφωτή φάσης ($F_{r,f1} = F_{r,f2} = 20$ GHz, $V_{r,f1} = 1.2V_\pi$, $V_{r,f2} = 1.4V_\pi$)

Όπως βλέπουμε η φασματική απόσταση μεταξύ δύο τόνων είναι 20 GHz, κάτι που περιμέναμε λόγω της ρύθμισης της κοινής $F_{r,f}$ συχνότητας για τους δύο τοπικούς ταλαντωτές. Το comb το οποίο πρόκειται να αξιοποιηθεί όμως είναι αυτό στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή φάσης, οπότε η μορφή στην έξοδο του πρώτου δεν έχει ιδιαίτερη σημασία και αυτό διότι δεν υπάρχουν υψηλές συνιστώσες με επαρκή φασματική απόσταση για ένα σήμα, παραδείγματος χάρη, 340 GHz. Οι δύο τιμές οι οποίες επιλέχθηκαν για τα πλάτη των RF σημάτων οδηγούν σε ένα σχετικά καλό comb flatness, κάτι το οποίο θα δούμε στη συνέχεια του κεφαλαίου αυτού. Η THz συχνότητα η οποία θα εκπεμφθεί εξαρτάται από την φασματική απόσταση των δύο τόνων που θα επιλέξουμε. Επομένως είναι επιθυμητό να έχουν υψηλή ισχύ οι συνιστώσες οι οποίες είναι απομακρυσμένες από τον carrier ώστε να είναι εφικτή η εκπομπή σήματος στην περιοχή των 300 GHz και πάνω. Ενδιαφέρον προς αξιοποίηση παρουσιάζει εκείνο το κομμάτι του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος. Χρησιμοποιώντας την 3.14, παρατηρούμε την έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή της αλυσίδας και περιμένουμε να δούμε πολύ περισσότερες συνιστώσες για τη 'χτένα'. Αν γινόταν ρύθμιση ώστε τα RF πλάτη να ήταν σχετικά μικρά και τα δύο, το αποτέλεσμα θα ήταν τελείως διαφορετικό. Συγκεκριμένα, δεν θα ήταν εφικτή η παρατήρηση του επιθυμητού αριθμού components. Πιο κάτω βλέπουμε τι συμβαίνει στην έξοδο του PM2 και συγκεκριμένα την ισχύ του σήματος αυτού και τη φάση του οπτικού πεδίου:



Σχήμα 4.2: Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων και φάση του οπτικού πεδίου στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή φάσης ($F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz, $V_{rf1} = 1.2V_{\pi}$, $V_{rf2} = 1.4V_{\pi}$)

Παρακάτω παρουσιάζουμε το power spectrum αλλά και τη φάση του οπτικού πεδίου χρησιμοποιώντας την σχέση 3.4 για το πραγματικό μέρος του πεδίου και την αντίστοιχη για το φανταστικό μέρος, δηλαδή Bessel μοντελοποίηση. Οι παράμετροι έχουν τις ίδιες τιμές και το n του αθροίσματος θεωρούμε ότι μετρά 19 components.

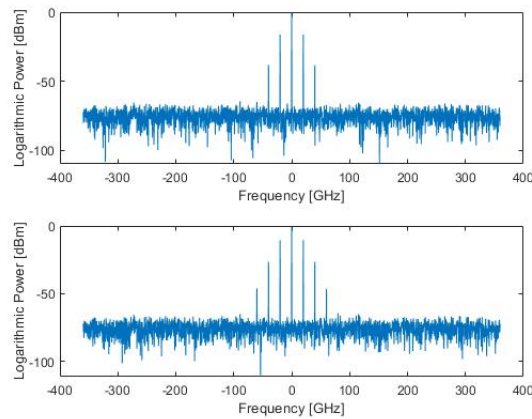


Σχήμα 4.3: Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων και φάση του οπτικού πεδίου στις εξόδους των δύο διαμορφωτών φάσης ($F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz, $V_{rf1} = 1.2V_{\pi}$, $V_{rf2} = 1.4V_{\pi}$)

Γίνεται αντιληπτό ότι οι τιμές είναι ακριβώς ίδιες με αυτές της περίπτωσης εκθετικής απεικόνισης. Όπως έχουμε θεωρητικά ήδη δείξει στο κεφάλαιο 3, οι δύο εξισώσεις (εκθετική μορφή και Bessel) δίνουν πανομοιότυπο αποτέλεσμα οπότε από εδώ και στο εξής θα κάνουμε χρήση μιας μοντελοποίησης.

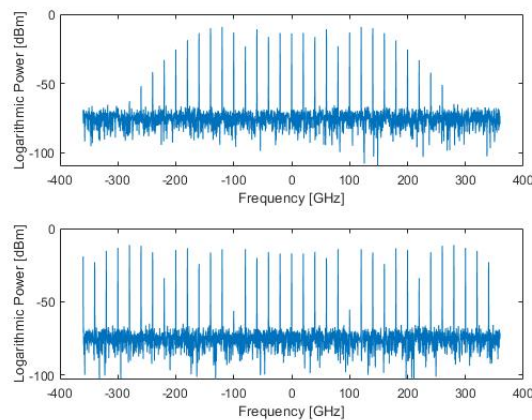
4.1.2 Αλλαγές στη μορφή του comb μετά από μεταβολές παραμέτρων του συστήματος

Ρυθμίζοντας τα RF πλάτη ώστε να έχουν πολύ μικρές τιμές και τα δύο, θα παρατηρήσουμε ότι δεν μπορούν να παραχθούν πολλές συνιστώσες και κατά συνέπεια το comb αυτό δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για εκπομπή THz συχνότητας. Τα driving RF σήματα παίζουν καθοριστικό ρόλο στην μορφή της ‘χτένας’ αφού συνδέονται άμεσα όπως δείξαμε και θεωρητικά με τη διέγερση Bessel συναρτήσεων πρώτου είδους, δηλαδή το ύψος των τόνων.



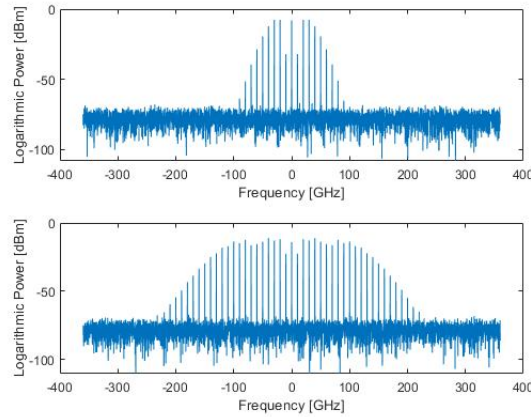
Σχήμα 4.4: Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων στις εξόδους των δύο διαμορφωτών φάσης ($F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz, $V_{rf1} = V_{rf2} = 0.1V_{\pi}$)

Στην περίπτωση όμως που τα πλάτη έχουν σχετικά υψηλές τιμές, δηλαδή της τάξης των $2.5V_{\pi}$ θα δημιουργηθούν απομακρυσμένες από τον carrier συνιστώσες τις οποίες δεν γινόταν να διακρίνουμε προηγουμένως. Καταλαβαίνουμε ότι ένα καλό επίπεδο flatness μοιάζει απίθανο όσο αυξάνονται σημαντικά τα πλάτη και επίσης η τάση με την οποία τρέφεται ένας διαμορφωτής πρέπει να έχει ένα αυστηρό όριο.



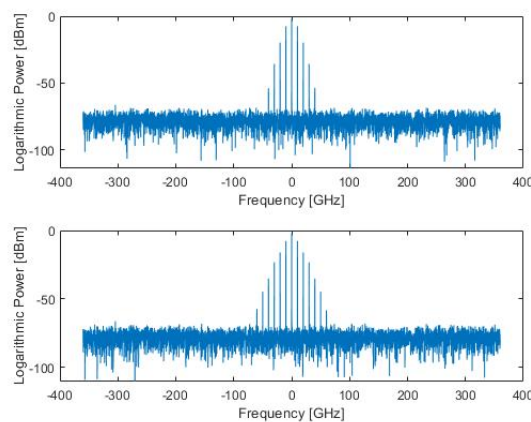
Σχήμα 4.5: Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων στις εξόδους των δύο διαμορφωτών φάσης ($F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz, $V_{rf1} = V_{rf2} = 2.5V_{\pi}$)

Αν επιλέξουμε συχνότητες $F_{rf1} = 10$ GHz, $F_{rf2} = 20$ GHz και $V_{rf1} = 1.2V_{\pi}$, $V_{rf2} = 1.4V_{\pi}$ για τα RF σήματα θα έχουμε το παρακάτω αποτέλεσμα:



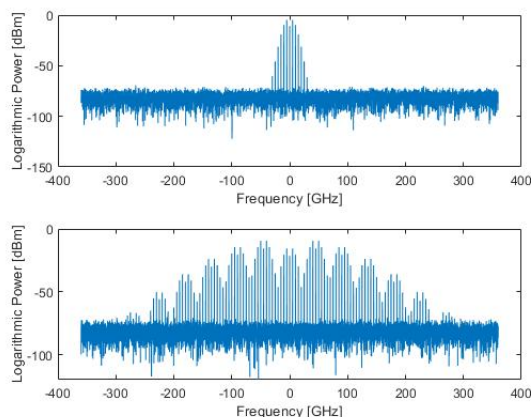
Σχήμα 4.6: Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων στις εξόδους των δύο διαμορφωτών φάσης ($F_{rf1} = 10$ GHz, $F_{rf2} = 20$ GHz, $V_{rf1} = 1.2V_{\pi}$, $V_{rf2} = 1.4V_{\pi}$)

Από τις σχέσεις του κεφαλαίου 3 για το comb, εύκολα καταλαβαίνει κάποιος ότι στην περίπτωση των διαφορετικών συχνοτήτων για τα RF driving signals, η φασματική απόσταση μεταξύ δύο τόνων στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή θα είναι $\min(F_{rf1}, F_{rf2})$, οπότε στα παραπάνω αποτελέσματα αυτή η διαφορά είναι 10 GHz. Όσο πιο μικρές τιμές επιλέγουμε για τις RF συχνότητες, τόσο περισσότερες comb συνιστώσες εμφανίζονται, αλλά η επίτευξη καλού επιπέδου flatness, γίνεται όλο και μεγαλύτερη πρόκληση. Προφανώς αν έχουμε πλάτη $V_{rf1} = V_{rf2}$, είτε έχουμε $F_{rf1} = 10$ GHz, $F_{rf2} = 20$ GHz είτε $F_{rf1} = 20$ GHz, $F_{rf2} = 10$ GHz στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή φάσης θα έχουμε σχεδόν το ίδιο αποτέλεσμα. Επίσης γίνεται κατανοητό πως, όπως περιγράψαμε πιο πάνω, όταν οι τιμές των πλατών είναι μικρές τότε η Bessel συνάρτηση πρώτου είδους μηδενικής τάξης έχει την μεγαλύτερη ισχύ και το comb ‘σβήνει’ καθώς οι συνιστώσες απομακρύνονται από τον carrier.



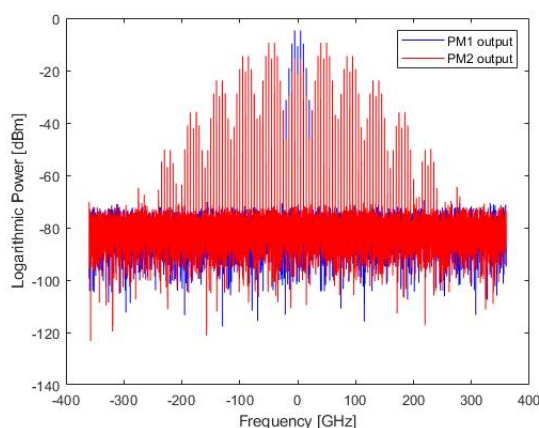
Σχήμα 4.7: Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων στις εξόδους των δύο διαμορφωτών φάσης ($F_{rf1} = 10$ GHz, $F_{rf2} = 20$ GHz, $V_{rf1} = 0.3V_{\pi}$, $V_{rf2} = 0.1V_{\pi}$)

Στη συνέχεια αυξάνουμε την διαφορά μεταξύ των RF συχνοτήτων, επιλέγοντας $F_{rf1} = 5$ GHz και $F_{rf2} = 45$ GHz και ρυθμίζουμε $V_{rf1} = V_{rf2} = 0.6V_{\pi}$:



Σχήμα 4.8: Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων στις εξόδους των δύο διαμορφωτών φάσης ($F_{rf1} = 5$ GHz, $F_{rf2} = 45$ GHz, $V_{rf1} = V_{rf2} = 0.6V_{\pi}$)

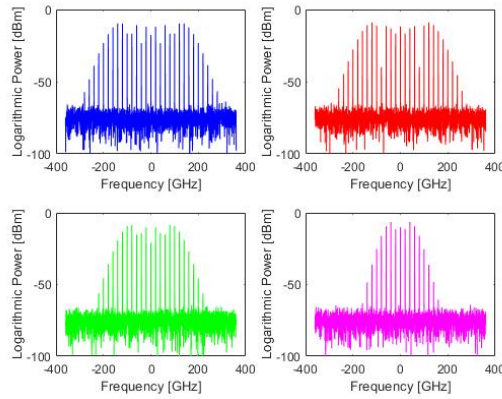
Στην ουσία παρατηρείται ένα φαινόμενο ‘αντιγραφής’ του comb της εξόδου του πρώτου διαμορφωτή, διότι η μορφή των επιμέρους κομματιών της ‘χτένας’ επαναλαμβάνεται κάθε 45 GHz. Τελικά αυτό συμβαίνει για οποιεσδήποτε παραμέτρους, αλλά προκειμένου να το δει κανείς θα πρέπει να επιλέξει μεγάλη διαφορά μεταξύ των F_{rf1} και F_{rf2} και σωστή ρύθμιση των RF πλατών. Ωστόσο δεν είναι ένα φαινόμενο το οποίο μπορεί να φανεί χρήσιμο γιατί στην πράξη είναι επιθυμητή μια flat ‘χτένα’ η οποία θα προσδίδει ευελιξία στο σύστημα και στην παραπάνω περίπτωση είναι μάταιο να αναφερόμαστε σε flatness. Για να κατανοηθεί καλύτερα αυτό το οποίο αναφέρεται πιο πάνω, παραθέτουμε το επόμενο απο κοινού power spectrum για τις εξόδους των δύο διαμορφωτών:



Σχήμα 4.9: Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων στις εξόδους των δύο διαμορφωτών φάσης (PM1-μπλε και PM2-κόκκινο) ($F_{rf1} = 5$ GHz, $F_{rf2} = 45$ GHz, $V_{rf1} = V_{rf2} = 0.6V_{\pi}$)

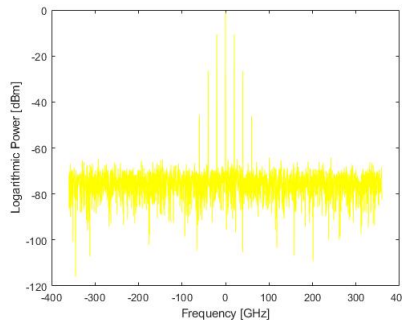
Πως μπορεί να επηρεάσει όμως μια διαφορά φάσης μεταξύ των δύο RF σημάτων το σύστημα

αυτό; Στην ουσία αυτό το phase offset $\Delta\varphi$ επηρεάζει άμεσα το biasing ενός διαμορφωτή φάσης. Δεν έχει σημασία η φάση ξεχωριστά του κάθε RF σήματος, αλλά το $\Delta\varphi$. Πιο κάτω θα παρουσιάσουμε την μορφή που έχει το comb για αν θέσουμε τιμές 0, $\pi/4$, $\pi/2$, $3\pi/4$ και π rad για το $\Delta\varphi$. Τα άλλα βασικά μεγέθη ρυθμίζονται σε: $V_{rf1} = 1.2V_\pi$, $V_{rf2} = 1.4V_\pi$, $F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz.



Σχήμα 4.10: Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή φάσης για $V_{rf1} = V_{rf2} = 1.2V_\pi$, $F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz ($\Delta\varphi = 0$ (μπλε), $\Delta\varphi = \pi/4$ (κόκκινο), $\Delta\varphi = \pi/2$ (πράσινο), $\Delta\varphi = 3\pi/4$ (μωβ))

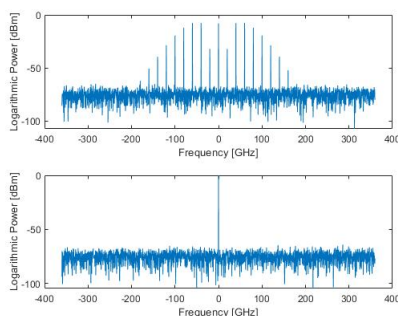
Ενώ για την περίπτωση όπου έχουμε $\Delta\varphi = \pi$:



Σχήμα 4.11: Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή φάσης ($\Delta\varphi = \pi$, $V_{rf1} = V_{rf2} = 1.2V_\pi$, $F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz))

Δεν είναι ανάγκη να ελέγξουμε για $\Delta\varphi > \pi$ αφού υπάρχει συμμετρία, οπότε θα έχουμε τα ίδια αποτελέσματα (για παράδειγμα θα πάρουμε το ίδιο comb είτε $\Delta\varphi = \pi/2$ είτε $\Delta\varphi = 3\pi/2$). Αυτό που παρατηρούμε είναι ότι τα περισσότερα components τα βλέπουμε όταν $\Delta\varphi = 0$ και ότι όταν $\Delta\varphi = \pi$ έχουμε αναιρετική συμπεριφορά, δηλαδή στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή έχουμε λιγότερα comb lines από την έξοδο του πρώτου. Καταλαβαίνουμε λοιπόν ότι μια τέτοια διαφορά φάσης είναι καταστρεπτική για το σύστημα, αφού η τοποθέτηση ενός επιπλέον PM δεν έχει νόημα. Η έξοδος του αντίστοιχου πρώτου PM φαίνεται στο σχήμα 4.1. Ενδιαφέρον παρουσιάζει η περίπτωση όπου $V_{rf1} = V_{rf2}$ και $\Delta\varphi = \pi$, όπου παρατηρούμε ότι το μοναδικό comb line το οποίο υπάρχει στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή φάσης είναι ο carrier!

Αυτό συμβαίνει επειδή από τις σχέσεις 3.2,3.14 θα μείνει μόνο ο όρος ο οποίος αναφέρεται στον carrier.

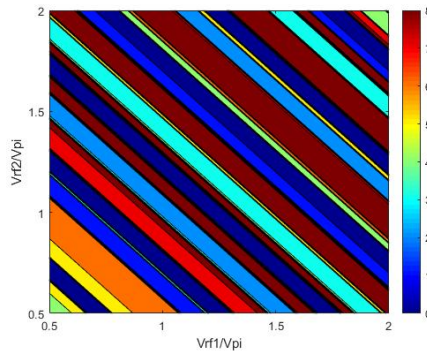


Σχήμα 4.12: Ισχύς στο πεδίο των συχνοτήτων στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή φάσης ($\Delta\varphi = \pi$, $V_{rf1} = V_{rf2} = 1.2V_{\pi}$, $F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz)

4.2 Flatness στα Optical Frequency Combs

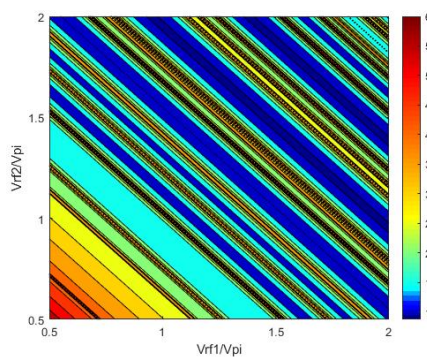
Το flatness αποτελεί πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό των Optical Frequency Combs. Όπως έχουμε περιγράψει στο κεφάλαιο 3, είναι επιθυμητό η χτένα να είναι επίπεδη διότι αυτόματα προσδίδεται ευελιξία στο σύστημα. Αν θέλουμε, για παράδειγμα, ο πομπός να δημιουργεί τέσσερα κανάλια, τότε θα πρέπει να γίνει επιλογή τουλάχιστον πέντε τόνων από το comb. Αυτό σημαίνει πως σε περίπτωση που έχουμε ρυθμίσει τα RF πλάτη με τρόπο ώστε οι Bessel συναρτήσεις να δίνουν ένα ζευγάρι τόνων με υψηλή ισχύ, δεν θα μπορούμε να είμαστε σίγουροι για την ισχύ των άλλων τριών τόνων που πρόκειται να αξιοποιηθούν. Όταν όμως έχουμε κατασκευάσει μια ‘χτένα’ επίπεδη, υπάρχει προφανώς άνεση στην επιλογή των τόνων αφού η ισχύς είναι περίπου η ίδια και σε επαρκή στάθμη. Με αυτή τη λογική είναι εφικτή η εκπομπή των σημάτων 280 GHz, 300 GHz, 320 GHz και 340 GHz παραδείγματος χάρη, από το ίδιο comb με διαχειρίσιμα επίπεδα ισχύος κάτι το οποίο δεν επιβεβαιώνεται χρησιμοποιώντας ένα μη flat comb. Στην διπλωματική αυτή και συγκεκριμένα στο κεφάλαιο 5 δείχνουμε την εκπομπή ενός καναλιού αλλά στην πράξη το συγκεκριμένο τέχνασμα προφανώς μπορεί να αξιοποιηθεί και για multichanneling. Στη συνέχεια, επιλέγουμε να παρουσιάσουμε κάποια συγκεκριμένα contour plots τα οποία θα βοηθήσουν στην καλύτερη κατανόηση της έννοιας αυτής και στο πως επηρεάζουν το flatness οι βασικές παράμετροι του συστήματος. Πρώτα από όλα θεωρούμε σαν flatness μιας ‘χτένας’ σε dB, την μετρική $P_{max}(\text{dBm}) - P_{min}(\text{dBm})$, όπου P_{max} είναι η ισχύς του υψηλότερου τόνου και P_{min} αντίστοιχα του χαμηλότερου. Από όλα αυτά τα οποία έχουμε δείξει στο κεφάλαιο αυτό, καταλαβαίνουμε ότι όταν αναφερόμαστε σε flatness είναι καλύτερο να έχουμε ρυθμίσει τους RF ταλαντωτές να λειτουργούν στην ίδια συχνότητα, διότι σε αντίθετη περίπτωση τα αποτελέσματα δεν είναι επιθυμητά και θα το αποδείξουμε πιο κάτω. Αρχικά παρουσιάζουμε την περίπτωση όπου θεωρούμε ένα flatness threshold 16 dB το οποίο δεν θέλουμε να ξεπεραστεί και ρυθμίζουμε τους LO στα 20 GHz. Αυτό που υπολογίζεται είναι ο αριθμός των τόνων της μιας πλευράς (δεξιά ή αριστερά του carrier) οι οποίοι μπορούν

να υποστηρίξουν την παραπάνω προδιαγραφή και στους άξονες x, y μεταβάλλονται τα μεγέθη $V_{r,f1}/V_{\pi}, V_{r,f2}/V_{\pi}$. Επειδή όπως έχουμε ήδη παρατηρήσει το comb είναι συμμετρικό αρκεί να δούμε την μια πλευρά, οπότε αν x ο αριθμός των τόνων αυτών, η χτένα θα έχει $2x + 1$ τόνους συνολικά λαμβάνοντας υπόψη την άλλη πλευρά και τον carrier. Σκοπός μας είναι να μπορεί να εξασφαλισθεί ένα σχετικά flat comb 17 τόνων διότι έτσι μπορεί να σταλεί σήμα της τάξης των 300 GHz λόγω της επαρκούς φασματικής απόστασης των τόνων στις άκρες τις 'χτένας'. Το contour plot περιγράφει με χρώματα την πληροφορία που θέλουμε και είναι κατάλληλο για περιπτώσεις όπως αυτή όπου συμμετέχουν τρεις μεταβλητές. Η μπάρα χρωμάτων βοηθά στο να καταλάβουμε ποιά επιλογή πλατών είναι ιδανική.



Σχήμα 4.13: Αριθμός comb lines (της μιας πλευράς) που μπορούμε να πετύχουμε ($F_{r,f1} = F_{r,f2} = 20$ GHz και flatness threshold 16 dB)

Οι τιμές ξεκινάνε από 0.5 για τους x, y άξονες διότι όπως έχουμε αναφέρει για πολύ μικρές τιμές RF πλατών το comb δεν μπορεί να αξιοποιηθεί. Από το παραπάνω σχήμα καταλαβαίνει κανείς ότι οι περιοχές με το καφέ χρώμα είναι οι καταλληλότερες. Παρακάτω δείχνουμε τα επίπεδα flatness για 17 comb lines:

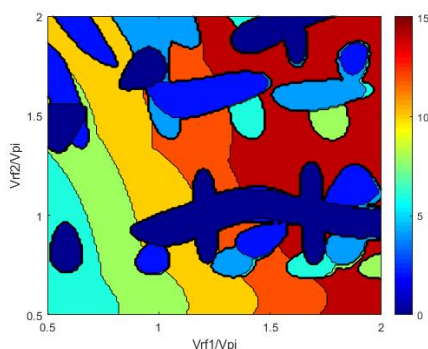


Σχήμα 4.14: Επίπεδα flatness για 17 comb lines ($F_{r,f1} = F_{r,f2} = 20$ GHz)

Οι τιμές ξεκινάνε από $0.5V_{\pi}$ διότι αν πάρουμε μικρότερες τιμές δεν γίνεται να παρατηρήσουμε 17 comb lines. Βλέπουμε ότι τα επίπεδα flatness είναι αρκετά χαμηλά. Ο λόγος για τον οποίο παρατηρούμε ευθείες σαν γεωμετρικό τόπο, είναι επειδή για ίσα αθροίσματα $V_{r,f1}, V_{r,f2}$ έχουμε το ίδιο comb. Συγκεκριμένα, από την σχέση 3.14 έχουμε ότι:

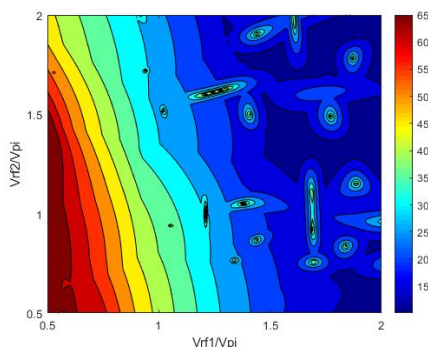
$$\begin{aligned}
E_{o2}(t) &= \exp(i\omega t)\exp(i(\varphi_1(t) + \varphi_2(t))) \\
&= \exp(i\omega t)\exp(i(\frac{\pi V_{rf1}}{V_\pi}\sin(\Omega t) + \frac{\pi V_{rf2}}{V_\pi}\sin(\Omega t))) \\
&= \exp(i\omega t)\exp(i\frac{\pi}{V_\pi}\sin(\Omega t)(V_{rf1} + V_{rf2}))
\end{aligned}$$

Δηλαδή όταν το $V_{rf1} + V_{rf2}$ είναι σταθερό, τότε το comb είναι το ίδιο. Στη συνέχεια αλλάζουμε την συχνότητα του πρώτου RF σήματος σε 10 GHz.



Σχήμα 4.15: Αριθμός comb lines (της μιας πλευράς) που μπορούμε να πετύχουμε ($F_{rf1} = 10$ GHz, $F_{rf2} = 20$ GHz και flatness threshold 16 dB)

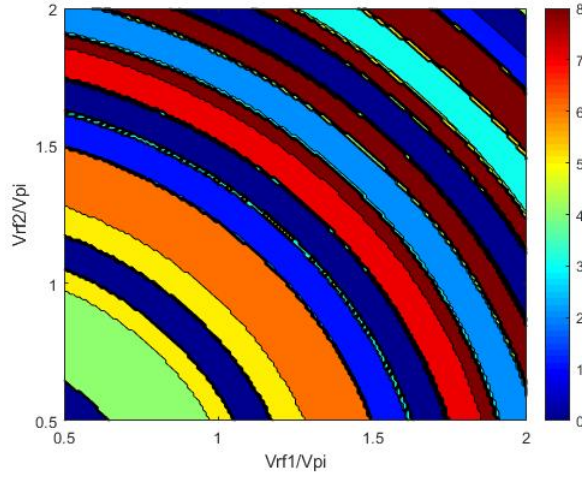
Παρατηρούμε ότι για να δημιουργηθούν 15 comb lines από την μια πλευρά απαιτείται αυξημένη τάση σε σχέση με την προηγούμενη περίπτωση. Αυτό σημαίνει ότι σίγουρα δεν το επιθυμούμε για THz σήμα της τάξης των 300 GHz και μάλιστα με ένα threshold σε flatness το οποίο θεωρείται χαμηλό, οπότε γίνεται κατανοητό ότι μια τέτοια 'χτένα' δεν είναι κατάλληλη για το επιθυμητό ευέλικτο σύστημα. Πιο κάτω βλέπουμε και τα επίπεδα flatness για αυτές τις παραμέτρους:



Σχήμα 4.16: Επίπεδα flatness για 17 comb lines ($F_{rf1} = 10$ GHz, $F_{rf2} = 20$ GHz)

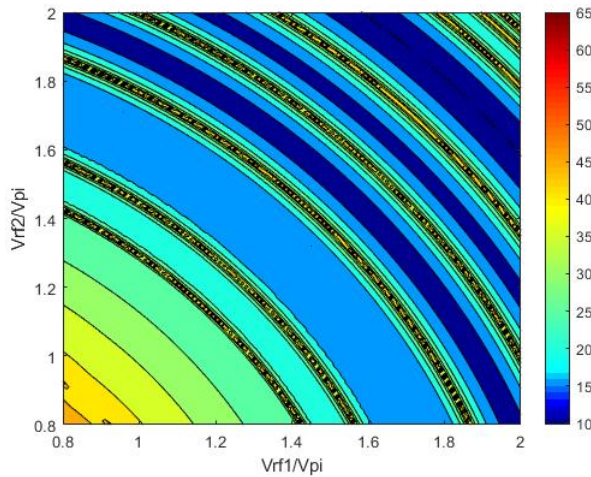
Οι τιμές ξεκινάνε από $0.5V_\pi$ οπότε αφού $\min(F_{rf1}, F_{rf2}) = 10$ GHz σίγουρα μπορούμε να παρατηρήσουμε 17 comb lines. Διακρίνεται ότι το flatness σε καμία περίπτωση δεν είναι χαμηλότερο από 10 dB. Ας επιστρέψουμε λοιπόν στην περίπτωση όπου $F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz.

Θα ελέγξουμε πως επηρεάζει το flatness μια διαφορά φάσης $\Delta\varphi$ μεταξύ των RF σημάτων. Για $\Delta\varphi = \pi/2$ έχουμε:



Σχήμα 4.17: Αριθμός comb lines (της μιας πλευράς) που μπορούμε να πετύχουμε ($F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz, $\Delta\varphi = \pi/2$ και flatness threshold 16 dB)

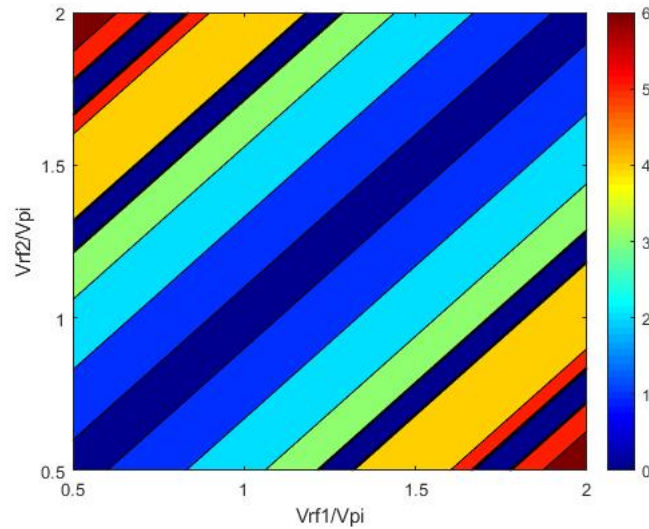
Τα αποτελέσματα δεν είναι άσχημα και βλέπουμε ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί και μια τέτοια περίπτωση. Ωστόσο προτιμάται το $\Delta\varphi = 0$ διότι τότε τα επίπεδα flatness είναι πιο ικανοποιητικά. Συγκεκριμένα, το flatness level για $\Delta\varphi = \pi/2$ δεν μπορεί να είναι χαμηλότερο των 9.5 dB, πράγμα που δεν ισχύει όταν $\Delta\varphi = 0$. Πρακτικά το threshold των 16 dB ορίζει και ένα κατώφλι ισχύος, γιατί από τη στιγμή που αναφερόμαστε σε $P_{max}(\text{dBm}) - P_{min}(\text{dBm})$ μετρική, δεν γίνεται να ληφθεί υπόψη κάποιο comb line το οποίο απέχει από την συνιστώσα με την μέγιστη ισχύ πάνω από 16 dB.



Σχήμα 4.18: Επίπεδα flatness για 17 comb lines ($F_{rf1} = F_{rf2} = 20$ GHz, $\Delta\varphi = \pi/2$)

Οι τιμές ξεκινάνε από $0.8V_\pi$ διότι αν πάρουμε μικρότερες τιμές δεν γίνεται να παρατηρήσουμε 17 comb lines. Τέλος παραθέτουμε το παρακάτω σχήμα το οποίο μας εξηγεί τι συμβαίνει

όταν $\Delta\varphi = \pi$.



Σχήμα 4.19: Αριθμός comb lines (της μιας πλευράς) που μπορούμε να πετύχουμε ($F_{r,f1} = F_{r,f2} = 20$ GHz, $\Delta\varphi = \pi$ και flatness threshold 16 dB)

Γίνεται αντιληπτό ότι όταν $V_{r,f1} = V_{r,f2}$ δεν γίνεται να υπάρξει άλλο comb line πέρα από τον carrier και εξηγήθηκε παραπάνω ο λόγος. Ακόμη βλέπουμε ότι και στην καλύτερη των περιπτώσεων ο μέγιστος αριθμός γραμμών της ‘χτένας’ θα είναι 13. Στην πράξη αυτό σημαίνει ότι δεν μπορούμε να δημιουργήσουμε σήμα πάνω από 240 GHz οπότε αυτή η περίπτωση δεν μας ενδιαφέρει. Όταν $\Delta\varphi = \pi$ ο δεύτερος διαμορφωτής φάσης χάνει το νόημα ύπαρξής του και καταλαβαίνουμε ότι δεν έχει ενδιαφέρον αυτή η περίπτωση, άρα είναι ανούσιο το να δείξουμε τα επίπεδα flatness.

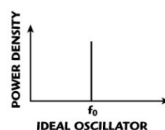
Κεφάλαιο 5

Συστημική προσέγγιση του πομπού και του δέκτη με χρήση MATLAB και VPItransmissionMaker

Στο κεφάλαιο αυτό, αναλύεται ο πομπός THz συχνότητας που περιέχει PM cascade και ο αντίστοιχος δέκτης. Επίσης περιγράφεται διάταξη χωρίς comb, η οποία περιλαμβάνει δύο οπτικές πηγές οι οποίες παίζουν τον ρόλο των δύο comb lines που επιλέγονται από τη 'χτένα'. Οι δύο παραπάνω διαδικασίες συγκρίνονται ως προς διάφορα χαρακτηριστικά, όπως το SER και το phase noise. Μέχρι τώρα δεν είχαμε προσθέσει θόρυβο φάσης στο comb αλλά προφανώς στην πράξη υπάρχει. Για τη μέτρηση του θορύβου φάσης, στην οποία θα προχωρήσουμε, στις διατάξεις αυτές δεν προσθέτονται τα δεδομένα (data) του συστήματος διότι κύρια πηγή τέτοιου θορύβου αποτελεί το laser.

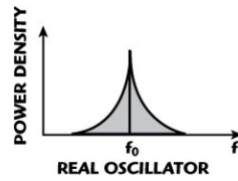
5.1 Θόρυβος φάσης σε διάταξη με δύο οπτικές πηγές και σε διάταξη με διαδοχικούς διαμορφωτές φάσης

Τι σημαίνει όμως phase noise και πως αυτό επηρεάζει την απόδοση του συστήματός μας; Το phase noise ουσιαστικά πρόκειται για βραχυπρόθεσμη αστάθεια στη συχνότητα/φάση ενός ταλαντωτή ή άλλου RF/μικροχυματικού στοιχείου. Στην περίπτωση μας η πηγή αυτού του θορύβου είναι το CW laser. Ιδανικά, όταν παράγουμε ένα σήμα μονοχρωματικής ακτινοβολίας θέλουμε να έχει αυτή την μορφή στο φάσμα:



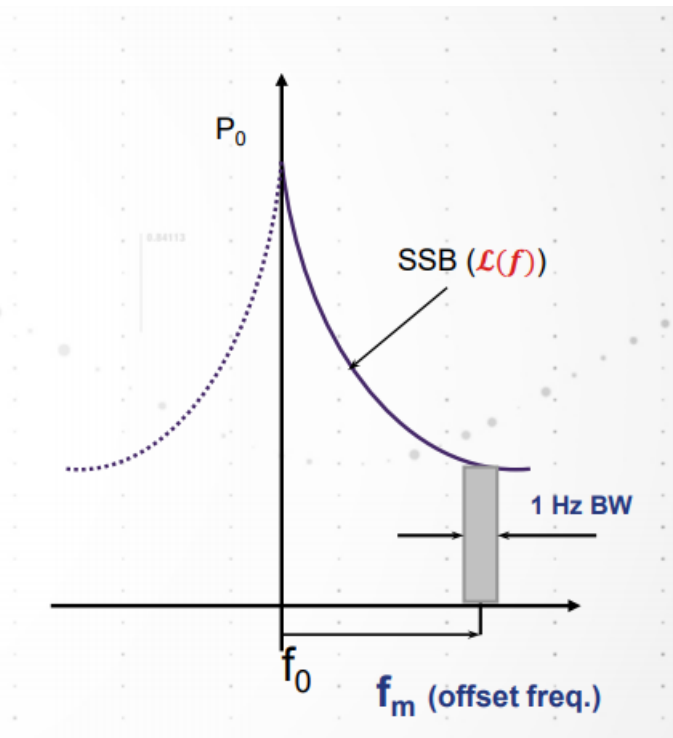
Σχήμα 5.1: Ιδανικό ημιτονοειδές σήμα

Στην πράξη όμως αυτό είναι αδύνατο και τελικά η μορφή του σήματος στο φάσμα θα είναι η παρακάτω:



Σχήμα 5.2: Πραγματικό ημιτονοειδές σήμα

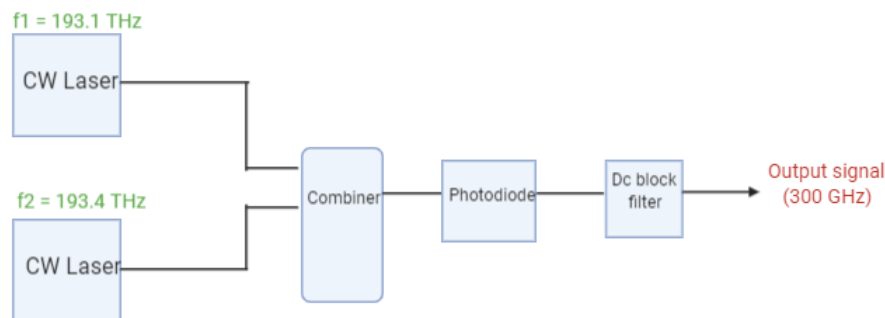
Ουσιαστικά οι διακυμάνσεις φάσης ενός ταλαντωτή που παράγονται από διαφορετικές πηγές τυχαίου θορύβου, είναι ο θόρυβος φάσης. Αν το σκεφτούμε καλύτερα πρόκειται για διαμόρφωση φάσης, μόνο που αντι για πληροφορία έχουμε ένα θορυβώδες σήμα. Προφανώς θέλουμε η στάθμη του θορύβου αυτού σε κάθε περίπτωση να είναι όσο μικρότερη γίνεται προκειμένου να μην αποτελέσει σημαντικό πρόβλημα στο σύστημα. Για να μετρήσουμε αυτό τον θόρυβο αρκεί να παρατηρήσουμε μόνο το ένα sideband δεξιά ή αριστερά (SSB) του carrier αφού ο θόρυβος κατανέμεται συμμετρικά. Πριν προχωρήσουμε στη μέτρηση αυτού θα πρέπει να γνωρίζουμε την SSB φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου (SSB noise PSD) και την ισχύ του carrier. Οι μονάδες μέτρησης είναι dBc/Hz, δηλαδή 'πόσα dBm/Hz απέχει από τον carrier σε μια συγκεκριμένη offset συχνότητα' και συνήθως συμβολίζεται με $L(f)$. Παρατηρώντας το παρακάτω, γίνεται πιο κατανοητό.



Σχήμα 5.3: Λογική μέτρησης SSB phase noise

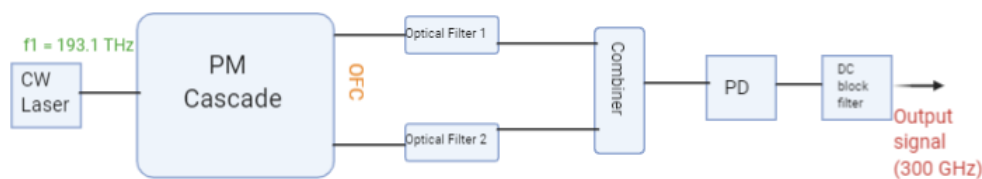
Στην εργασία αυτή παρουσιάζουμε τον SSB phase noise για ένα 300 GHz σήμα που

προκύπτει από δύο συγκεκριμένες διαδικασίες και συγκρίνουμε τα αποτελέσματα. Η πρώτη περιέχει δύο οπτικές πηγές και φαίνεται πιο κάτω:



Σχήμα 5.4: Πρώτη διάταξη για μέτρηση SSB phase noise σήματος 300 GHz

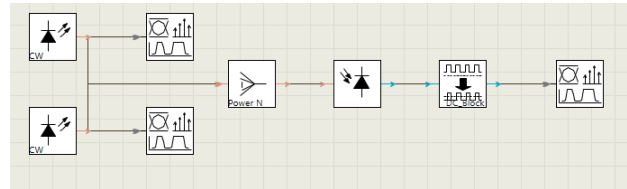
Η δεύτερη περιλαμβάνει PM cascade και μια οπτική πηγή.



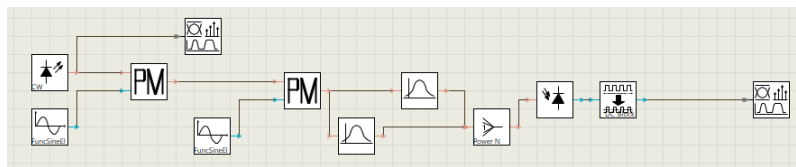
Σχήμα 5.5: Δεύτερη διάταξη για μέτρηση SSB phase noise σήματος 300 GHz

Αφού υλοποιήσουμε τα παραπάνω σχήματα στο VPItransmissionMaker, θα κρατήσουμε σε csv αρχεία το output του κάθε laser και το output του DC block filter προκειμένου να δούμε τι θόρυβος υπάρχει στο THz σήμα που θέλουμε να αξιοποιήσουμε. Στη συνέχεια παρουσιάζουμε τον θόρυβο φάσης στο MATLAB. Η όλη διαδικασία γίνεται επειδή η κύρια πηγή θορύβου όπως έχει αναφερθεί είναι το CW laser οπότε δεν εμπλέκονται τα data και η διαμόρφωση αυτών σε αυτή την φάση της εργασίας. Αυτό το οποίο περιμένουμε, είναι να παρατηρήσουμε ουσιαστικά μηδενική βελτίωση του θορύβου (για την ακρίβεια χειροτέρευση αυτού) στην πρώτη περίπτωση, διότι πρόκειται για beat note δύο πηγών θορύβου οι οποίες είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους. Ωστόσο στην δεύτερη περίπτωση, το comb δημιουργείται με βάση ένα CW laser και οι φάσεις των τονων της χτένας είναι συσχετισμένες μεταξύ τους, πράγμα που σημαίνει ότι θα γίνει απαλοιφή του θορύβου σε πολύ σημαντικό βαθμό και αυτό το φαινόμενο αποτελεί άλλο ένα πλεονέκτημα της PM cascade διάταξης. Μια παράμετρος η οποία παίζει καθοριστικό ρόλο στη στάθμη του θορύβου φάσης είναι το linewidth του laser, δηλαδή το full width at half-maximum(FWHM) αυτού. Για τον λόγο αυτό γίνεται η όλη διαδικασία επιλογής δεδομένων από το VPItransmissionMaker, επειδή εκεί το linewidth αποτελεί input παράμετρο για το laser και έτσι θα μπορούν να βγουν πιο εύκολα κάποια συμπεράσματα, αφού

είναι γνωστό ότι όσο μεγαλύτερο είναι το linewidth τόσο μεγαλύτερο πρόβλημα αποτελεί το phase noise. Για τα CW laser αυτή η SSB φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου φάσης, μαθηματικά μπορεί να περιγραφεί ως $S_{\phi}(f) = \delta\nu/f^2 + k_f/f^3 + k_r/f^4$, όπου $\delta\nu$ είναι το Lorentzian spectral linewidth, k_f είναι σταθερά που περιγράφει την ισχύ του flicker noise και k_r σταθερά που περιγράφει την ισχύ του random walk frequency noise[1]. Στη συνέχεια βλέπουμε τα σχήματα 5.4 και 5.5 υλοποιημένα στο πρόγραμμα VPItransmissionMaker:

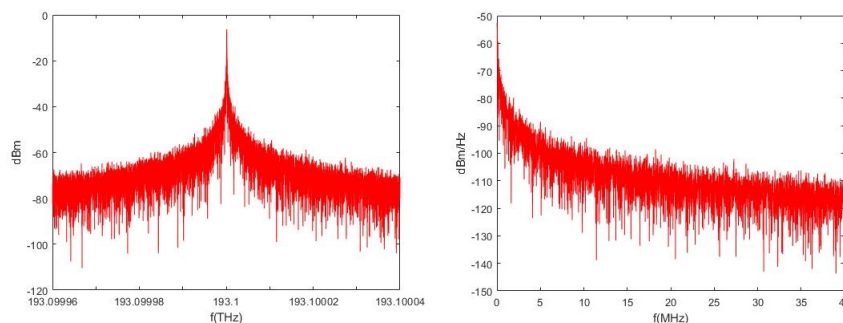


Σχήμα 5.6: VPItransmissionMaker-Πρώτη διάταξη για μέτρηση SSB phase noise σήματος 300 GHz

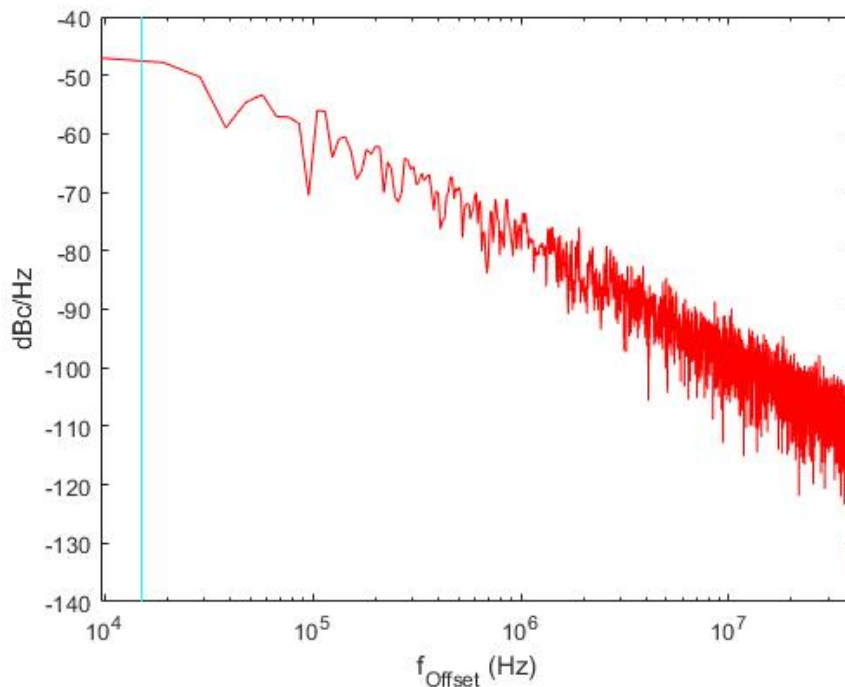


Σχήμα 5.7: VPItransmissionMaker-Δεύτερη διάταξη για μέτρηση SSB phase noise σήματος 300 GHz

Η ισχύς των laser είναι 1mW σε κάθε περίπτωση και για την πρώτη διάταξη το linewidth τους το ίδιο. Αρχικά θα δούμε τα αποτελέσματα αν χρησιμοποιήσουμε laser με linewidth 30 KHz ώστε να πάρουμε μια ιδέα για το φαινόμενο. Στην πρώτη διάταξη, για το πρώτο laser το οποίο λειτουργεί στην συχνότητα $f_{c1} = 193.1$ THz δείχνουμε το power spectrum, το SSB noise PSD και το phase noise αυτού για συγκεκριμένες offset συχνότητες. Προφανώς στην πράξη δεν θα μπορούσαμε να πάρουμε δεδομένα με τέτοιο resolution σε τέτοιες συχνότητες και πρόκειται για καθαρά προσομοιωτικά συμπεράσματα.

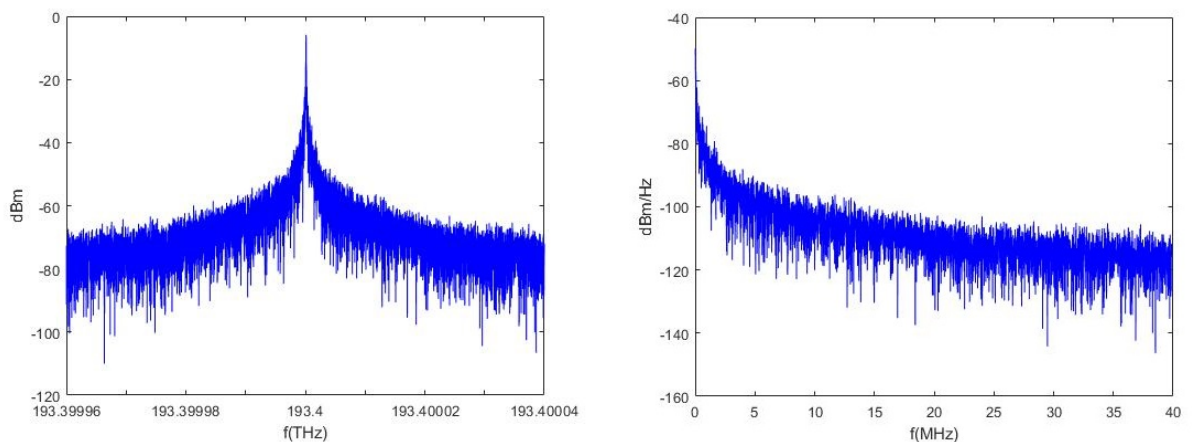


Σχήμα 5.8: Αριστερά-Οπτικό φάσμα- CW laser 1 (linewidth = 30 KHz) με f από $f_{c1}-40$ MHz έως $f_{c1}+40$ MHz. Δεξιά-SSB noise PSD - CW laser 1

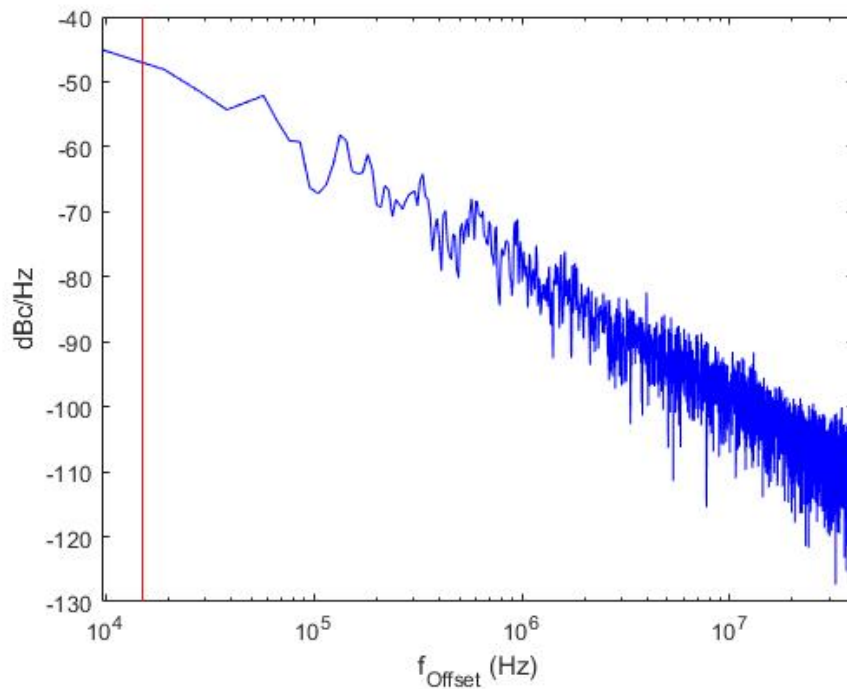


Σχήμα 5.9: SSB Phase noise- CW laser 1 με την γαλάζια γραμμή να είναι η linewidth/2 τιμή

Βλέπουμε ότι στην linewidth/2 τιμή (δηλαδή στα 15 KHz), ο θόρυβος ξεκινά να μειώνεται γρηγορότερα και είναι κάτι το οποίο περιμένουμε να συμβεί. Για το δεύτερο laser ($f_{c2} = 193.4$ THz) περιμένουμε παρόμοια αποτελέσματα, όμως ο θόρυβος αυτός είναι, όπως αναφέραμε και πιο πάνω, ανεξάρτητος από αυτόν του πρώτου laser. Παρατηρούμε ότι ο θόρυβος γίνεται πιο πυκνός καθώς απομακρύνεται από τον carrier πράγμα που συμβαίνει λόγω της λογαριθμικής κλίμακας (λαμβάνονται περισσότερα δείγματα). Ακολουθώντας την ίδια ακριβώς διαδικασία λοιπόν έχουμε:

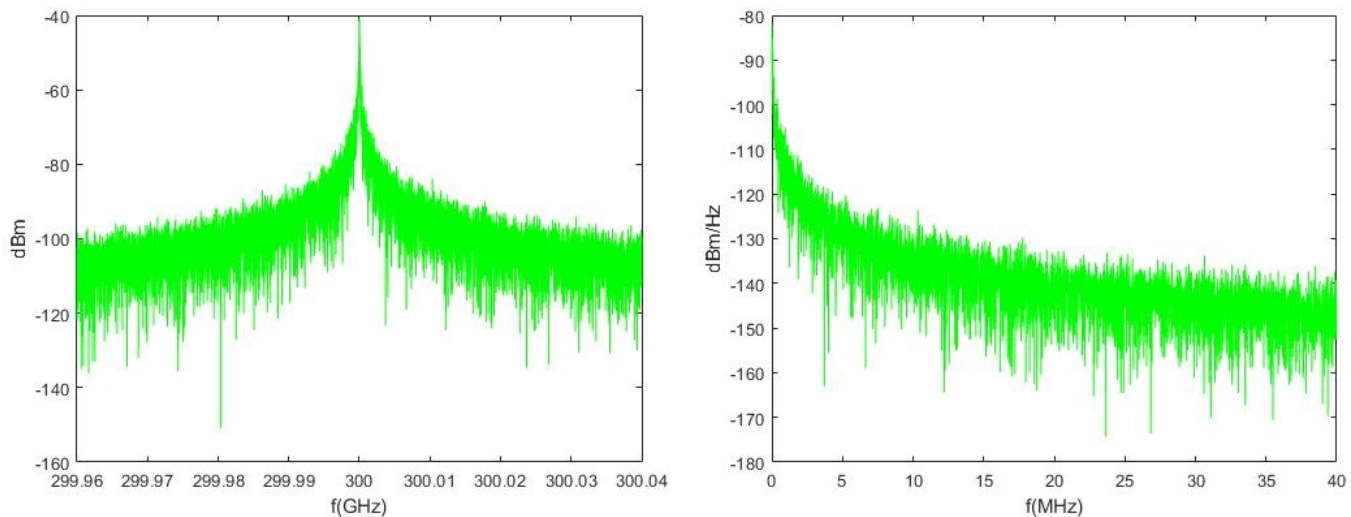


Σχήμα 5.10: Αριστερά-Οπτικό φάσμα-- CW laser 2 (linewidth = 30 KHz) με f από $f_{c2}-40$ MHz έως $f_{c2}+40$ MHz. Δεξιά-SSB noise PSD - CW laser 2

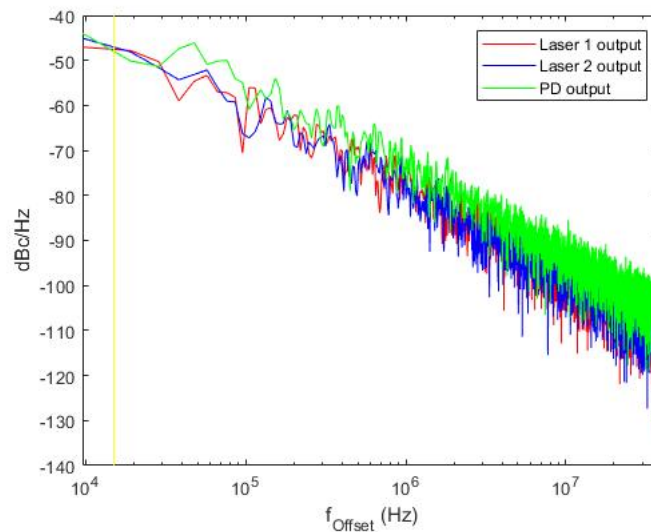


Σχήμα 5.11: SSB Phase noise- CW laser 2 με την κόκκινη να είναι η linewidth/2 τιμή

Τελικά ποιά θα είναι επίδραση του θορύβου αυτού στο 300 GHz σήμα της εξόδου; Η βελτίωση ως προς τον θόρυβο δεν είναι κάτι το οποίο περιμένουμε, διότι δεν υπάρχει τρόπος να πραγματοποιηθεί απαλοιφή αυτού. Στο τρίτο σχήμα από αυτά που ακολουθούν, συγκρίνουμε τον θόρυβο φάσης των δύο laser με αυτόν στην έξοδο, μετά δηλαδή την φωτοδιόδο και το DC block φίλτρο.

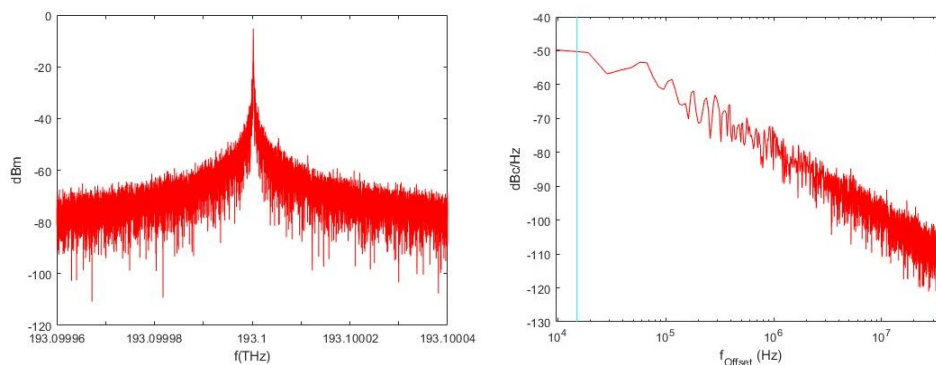


Σχήμα 5.12: Αριστερά-Ηλεκτρικό φάσμα - Μετά το DC block φίλτρο με f από 300 GHz-40 MHz έως 300 GHz+40 MHz. Δεξιά-SSB noise PSD - Μετά την φωτοδιόδο

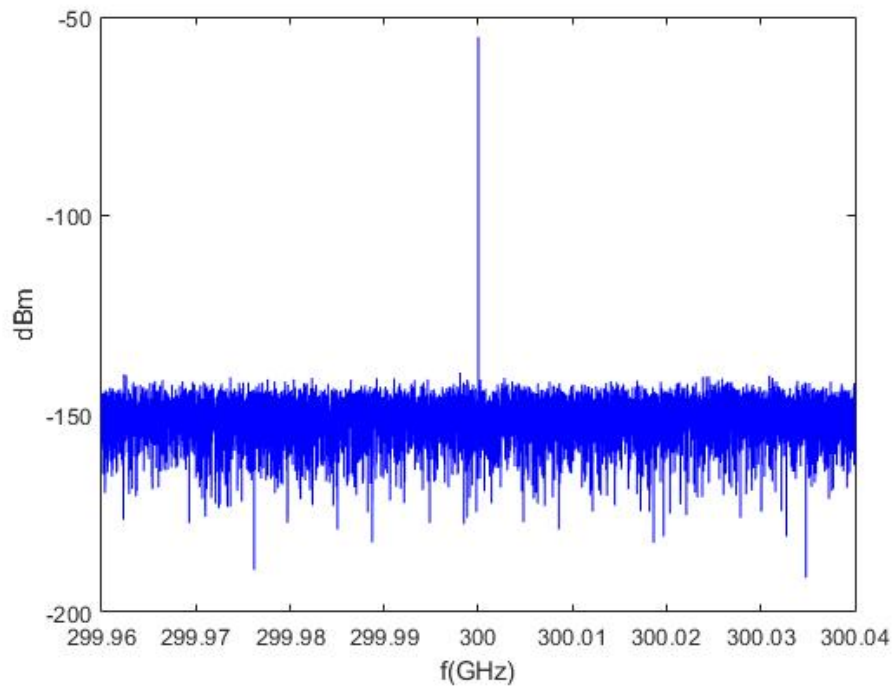


Σχήμα 5.13: SSB Phase noise-Με την κίτρινη γραμμή να είναι η linewidth/2 τιμή

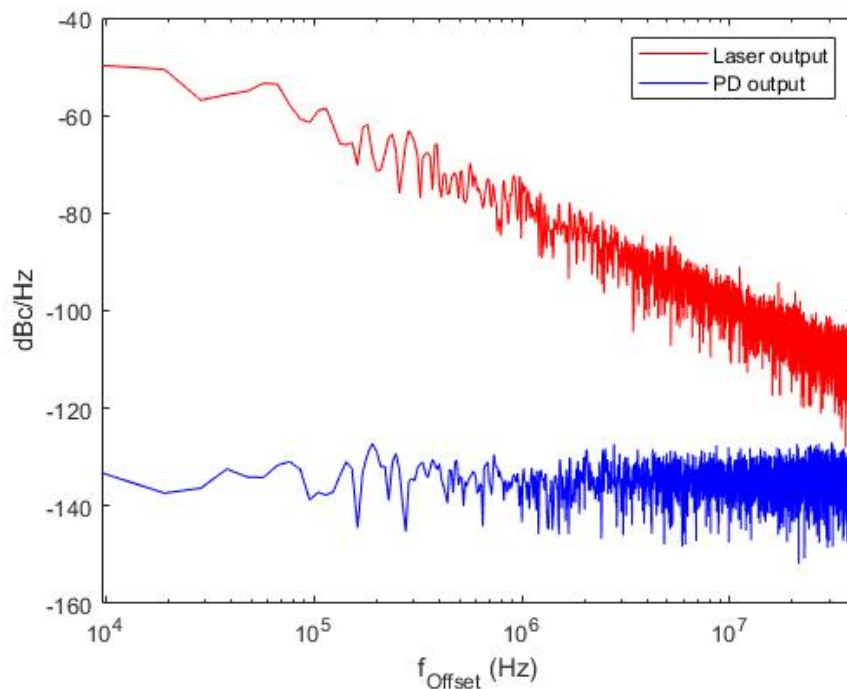
Η στάθμη του θορύβου έχει ανέβει. Δηλαδή όπως περιμέναμε το αποτέλεσμα δεν είναι το επιθυμητό και τα χαρακτηριστικά θορύβου του laser κατά κάποιο τρόπο μεταδίδονται στο THz σήμα. Μπορούμε να πούμε ότι στην έξοδο έχει αυξηθεί το linewidth του αντίστοιχου ταλαντωτή. Ας δούμε τώρα τι θα συμβεί με την διάταξη η οποία περιέχει το Optical Frequency Comb. Θα παραθέσουμε το power spectrum και τον θόρυβο φάσης ενός laser που λειτουργεί στη συχνότητα 193.1 THz και με linewidth 30 KHz, όπως δηλαδή και στην προηγούμενη περίπτωση. Στη συνέχεια θα δείξουμε το power spectrum μετά το DC block φίλτρο και τη σύγκριση μεταξύ του θορύβου φάσης εκεί και αυτού του αρχικού laser. Να επισημάνουμε ότι το DC block φίλτρο δεν επηρεάζει κάπως το αποτέλεσμα, απλά αποτελεί μέρος της διάταξης προκειμένου στην έξοδο να υπάρχει μόνο το επιθυμητό THz σήμα χωρίς κάποιον DC όρο. Για τα RF σήματα έχουμε ρυθμίσει $Vrf_1 = 1.2V_\pi$, $Vrf_2 = 1.4V_\pi$ και επίσης $Frf_1 = Frf_2 = 20 \text{ GHz}$, ενώ τα οπτικά φίλτρα έχουν κατάλληλα ρυθμισμένο bandwidth, ώστε να μην συμβάλλουν στην αλλοίωση του συμπεράσματος για τον θόρυβο φάσης.



Σχήμα 5.14: Αριστερά-Οπτικό φάσμα - CW Laser (linewidth = 30 KHz). Δεξιά-SSB Phase noise - CW laser



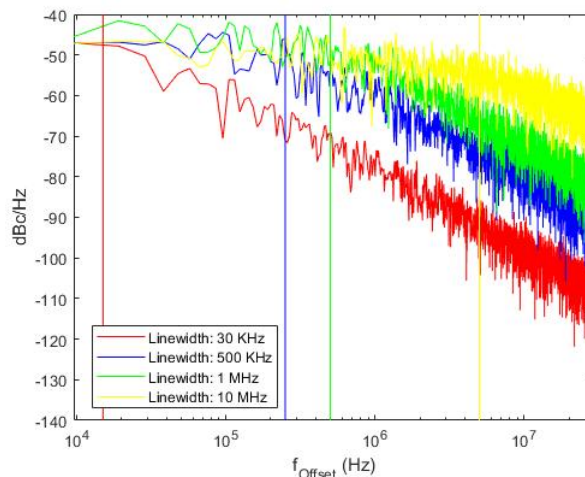
Σχήμα 5.15: Ηλεκτρικό φάσμα - Μετά το DC block φίλτρο



Σχήμα 5.16: SSB phase noise στο laser και στην έξοδο της δεύτερης διάταξης

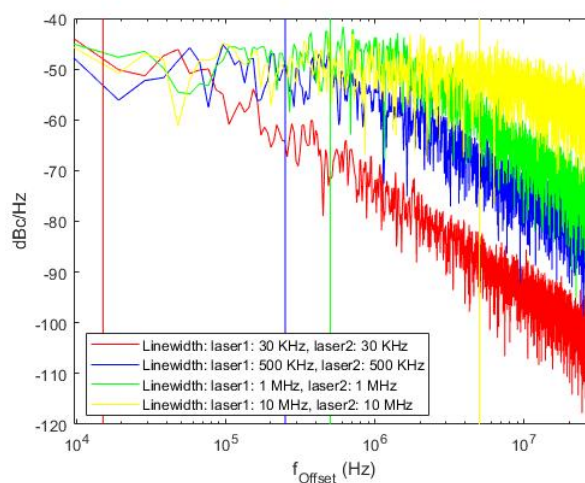
Παρατηρούμε απίστευτη διαφορά στον θόρυβο φάσης και βλέποντας το electrical spectrum του σχήματος 5.15 το σήμα στα 300 GHz μοιάζει ιδανικό ημιτονοειδές! Ουσιαστικά πρόκειται

για την απαλοιφή θορύβου που περιγράψαμε παραπάνω, η οποία προσθέτει ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα στην συγκεκριμένη Optical Frequency Comb διάταξη. Αν αυξήσουμε την τιμή του linewidth περιμένουμε χειρότερα αποτελέσματα όσον αφορά το phase noise. Στο σχήμα που ακολουθεί δείχνουμε τον θόρυβο φάσης στην έξοδο τεσσάρων laser που λειτουργούν στην ίδια συχνότητα (193.1 THz) και έχουν διαφορετικά linewidth.



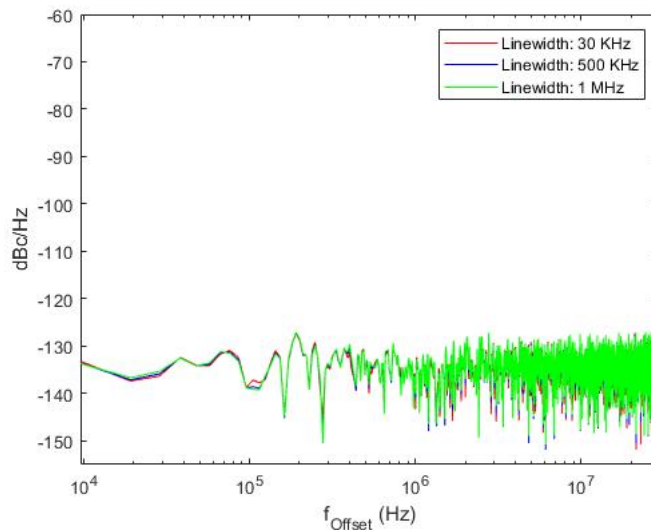
Σχήμα 5.17: SSB phase noise (Κόκκινο: 30 KHz linewidth, Μπλε: 500 KHz linewidth, Πράσινο: 1 MHz linewidth, Κίτρινο: 10 MHz linewidth και αντίστοιχα τα χρώματα για τις ευθείες που προσδιορίζουν την τιμή linewidth/2 σε κάθε περίπτωση)

Επαληθεύεται το γεγονός ότι όσο μεγαλύτερο το linewidth τόσο πιο ‘κακό’ το phase noise. Για την πρώτη διάταξη στην οποία έχουμε δύο laser διαφορετικής συχνότητας και ίδιου linewidth, θα παρουσιάσουμε τι συμβαίνει στην έξοδο του DC block φίλτρου καθώς μεταβάλλουμε το linewidth.



Σχήμα 5.18: SSB phase noise στην έξοδο της πρώτης διάταξης, με αντίστοιχα χρώματα για τις ευθείες που προσδιορίζουν την τιμή linewidth/2 σε κάθε περίπτωση

Διακρίνουμε ότι αυτό το σχήμα μοιάζει πάρα πολύ με το προηγούμενο μόνο που υπάρχει μια αύξηση στη στάθμη του θορύβου για όλες τις περιπτώσεις. Σίγουρα πάντως αυτή η διάταξη δεν προσφέρει κάποια βελτίωση ως προς αυτή την παράμετρο. Η δεύτερη διάταξη όμως η οποία χρησιμοποιεί αλυσίδα διαμορφωτών φάσης, άρα optical frequency comb με συγκεκριμένα χαρακτηριστικά, όπως δείξαμε προσφέρει απαλοιφή του θορύβου φάσης σε σημαντικό βαθμό. Παρακάτω δείχνουμε την έξοδο, όπως και πριν, για διαφορετικά linewidth.

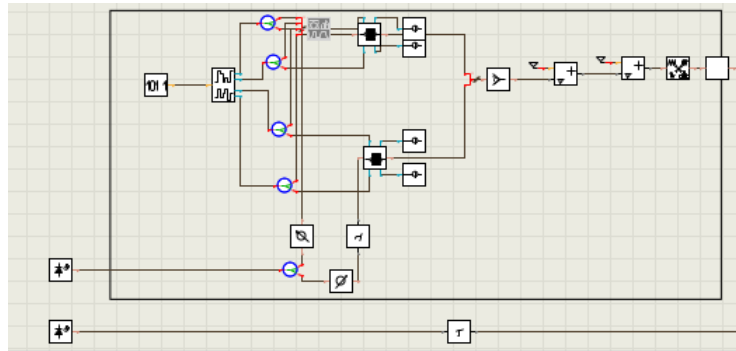


Σχήμα 5.19: SSB phase noise στην έξοδο της δεύτερης διάταξης για διαφορετικά linewidth

Για τα τρία laser η στάθμη του θορύβου μοιάζει να είναι η ίδια. Άρα λοιπόν, αφού έχουμε συσχετισμένες τυχαίες μεταβλητές καταλαβαίνουμε ότι γίνεται απαλοιφή του θορύβου ανεξάρτητα από την τιμή του linewidth.

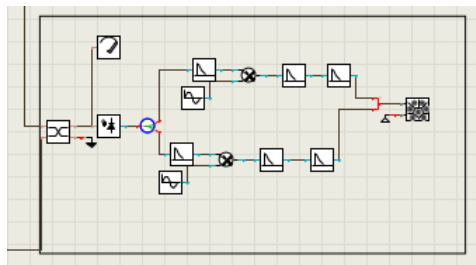
5.2 Ασύμφωνος πομποδέκτης για σήμα 100 GHz με QPSK διαμόρφωση

Μέχρι τώρα αναφερθήκαμε κυρίως στο ποιά είναι η διαδικασία εκπομπής ενός σήματος στο THz κομμάτι του φάσματος. Στην λήψη αυτού δεν έχει γίνει κάποια αναφορά. Ωστόσο θα πρέπει να ελέγξουμε τις τιμές του Bit Error Ratio (BER) για ένα τέτοιο σύστημα, να δούμε το πως επηρεάζει ο θόρυβος φάσης την πληροφορία που θέλουμε να μεταδώσουμε. Στην ενότητα αυτή παρουσιάζουμε πομπό THz συχνότητας και τον αντίστοιχο δέκτη του. Χρησιμοποιούνται δύο οπτικές πηγές (CW laser) οι οποίες λειτουργούν σε συχνότητες 193.1 THz και 193 THz, απέχουν δηλαδή φασματική απόσταση 100 GHz και η ισχύς τους είναι 100 mW. Τα δύο laser έχουν το ίδιο linewidth. Ο ένας τόνος χρησιμοποιείται σαν αναφορά, ενώ στον δεύτερο απηθηκεύεται η πληροφορία. Το σχήμα διαμόρφωσης είναι QPSK. Το bit rate έχει ρυθμιστεί στα 36 Gbps, δηλαδή το symbol rate είναι 18 Gsymbols/sec. Θέτουμε το OSNR στα 40 dB. Στο σχήμα που ακολουθεί βλέπουμε τον εν λόγω πομπό σε VPItransmissionMaker καθώς επίσης και την αντίστοιχη προσομοίωση του καναλιού.



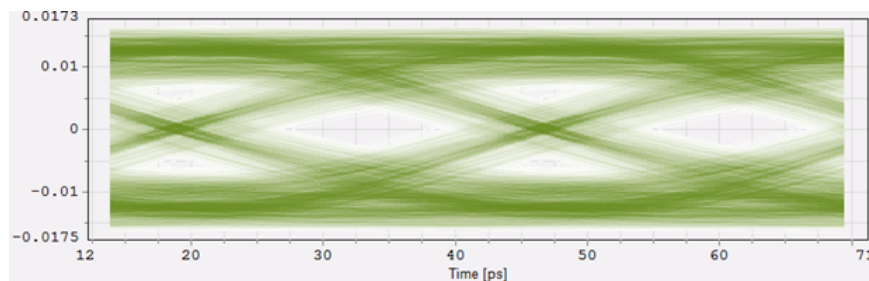
Σχήμα 5.20: QPSK πομπός ο οποίος περιλαμβάνει δύο οπτικές πηγές (σε VPItransmissionMaker)

Κάτω αριστερά βλέπουμε τις δύο οπτικές πηγές και στο περίγραμμα την υλοποίηση της QPSK διαμόρφωσης σε VPItransmissionMaker.



Σχήμα 5.21: QPSK δέκτης ο οποίος περιλαμβάνει δύο οπτικές πηγές (σε VPItransmissionMaker)

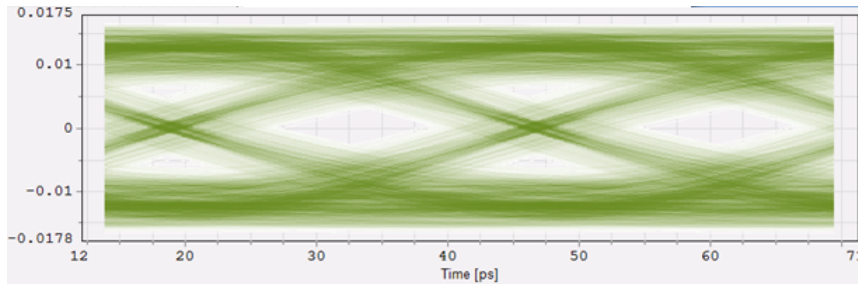
Ο αντίστοιχος δέκτης περιλαμβάνει φωτοδίοδο και το down-conversion κομμάτι για τη μεταφορά του σήματος στη βασική ζώνη. Επίσης υπάρχουν τα κατάλληλα φίλτρα ώστε να είναι ορατή πληροφορία στον δέκτη. Επειδή η διαμόρφωση είναι QPSK περιμένουμε να παρατηρήσουμε δύο στάθμες στο διάγραμμα οφθαλμού στο δέκτη για την in-phase συνιστώσα και δύο για την quadrature. Για linewidth 100 KHz στα laser 1 και 2 βλέπουμε το εξής διάγραμμα οφθαλμού για την in-phase συνιστώσα:



Σχήμα 5.22: Διάγραμμα οφθαλμού-I συνιστώσα για linewidth 100 KHz

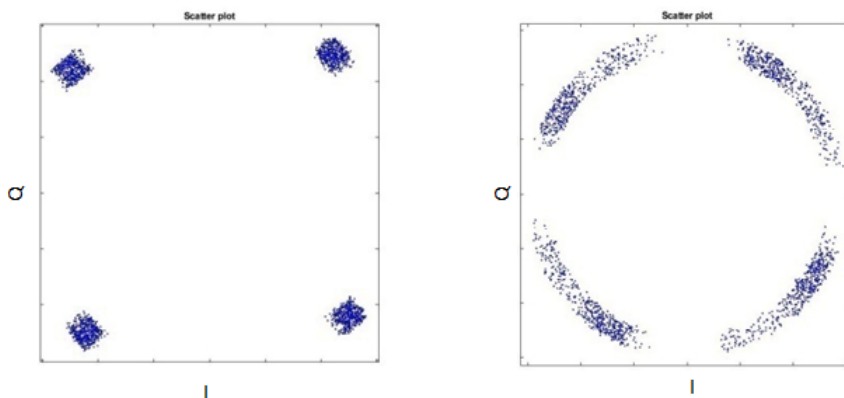
Το διάγραμμα οφθαλμού είναι μια εποπτική μέθοδος διάγνωσης προβλημάτων σε συστήματα μετάδοσης δεδομένων. Το διάγραμμα οφθαλμού προκύπτει όταν συνδέσουμε έναν παλμο-

γράφο στο σημείο εκείνο του δέκτη όπου τα δεδομένα έχουν φιλτραριστεί και αποδιαμορφωθεί αλλά δεν έχουν αναγνωριστεί και μετατραπεί σε δυαδικά ψηφία. Ο παλμογράφος σκανδαλίζεται επαναληπτικά σε κάθε περίοδο συμβόλου ή σε καθορισμένο πολλαπλάσιο της περιόδου του συμβόλου, ανακτώντας το σήμα χρονισμού συμβόλων από τη λαμβανόμενη κυματομορφή. Βασιζόμενοι στην αδράνεια οπτικής απεικόνισης του παλμογράφου, το αποτέλεσμα είναι η υπέρθεση μιας επικαλυπτόμενης ακολουθίας συμβολικών καταστάσεων που οδηγεί στη σύνθεση του διαγράμματος οφθαλμού. Το VPItransmissionMaker μας προσφέρει με ευκολία την απεικόνιση του διαγράμματος οφθαλμού. Για την quadrature συνιστώσα:



Σχήμα 5.23: Διάγραμμα οφθαλμού-Q συνιστώσα για linewidth 100 KHz

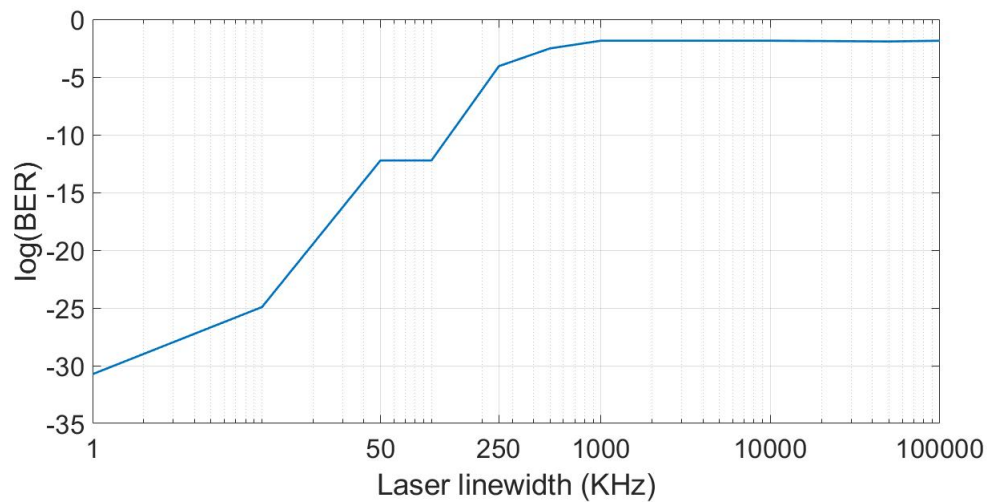
Στη συνέχεια παρουσιάζουμε το διάγραμμα αστερισμού για δύο διαφορετικές τιμές του linewidth των δύο laser.



Σχήμα 5.24: Διάγραμμα αστερισμού για 1 KHz linewidth στα δύο laser και για 250 KHz

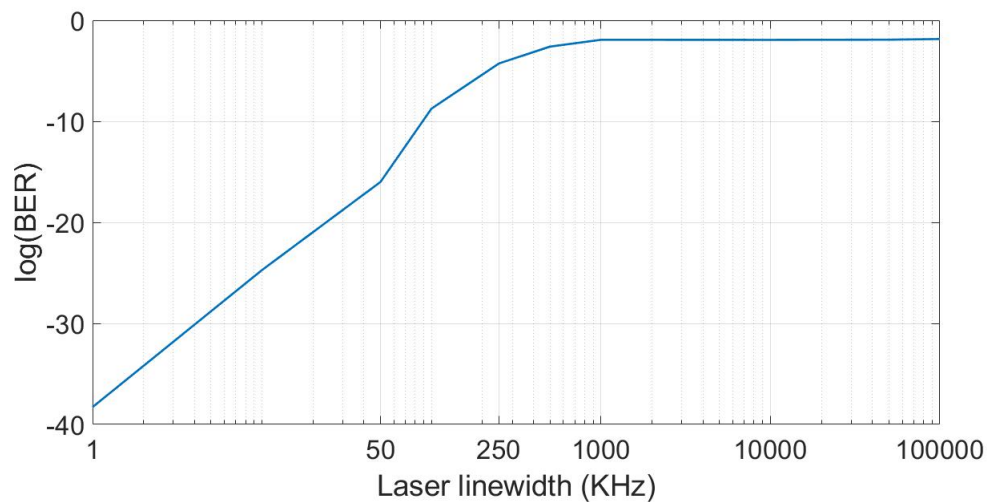
Όπως έχουμε ήδη εξηγήσει ο θόρυβος φάσης καθορίζεται από το linewidth του laser. Βλέπουμε πόσο σημαντικός παράγοντας είναι ο θόρυβος φάσης. Ο θόρυβος αυτός μετατρέπει το QPSK διάγραμμα αστερισμού σε κύκλο όσο αυξάνεται! Θα παρουσιάσουμε επίσης τις τιμές του BER καθώς μεταβάλλουμε το linewidth των δύο laser. Θεωρούμε ότι σε κάθε περίπτωση οι δύο οπτικές πηγές έχουν το ίδιο linewidth. Ωστόσο και να μην κάνουμε αυτή την παραδοχή, το αποτέλεσμα θα επηρεαζόταν καθοριστικά από το laser με το μεγαλύτερο linewidth. Επίσης για την μέτρηση αυτού, κρατάμε την ισχύ λήψης σταθερή, διότι αν μεταβαλλόταν αυτή δεν θα είχε νόημα το γράφημα. Σημειώνουμε ακόμη ότι μας ενδιαφέρει η περιοχή όπου το linewidth, άρα ο θόρυβος φάσης, αποτελεί πρόβλημα στην μετάδοση της πληροφορίας και αυτήν δείχνουμε

στο σχήμα.



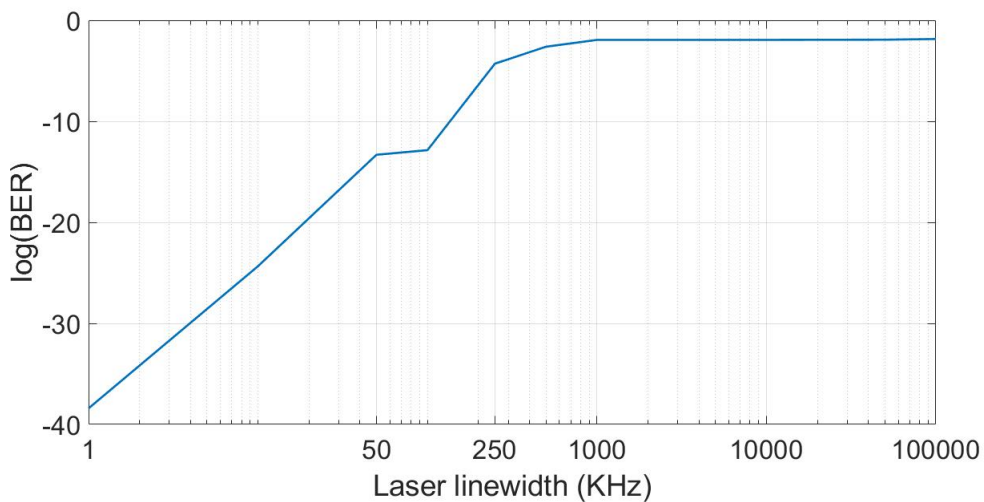
Σχήμα 5.25: BER συναρτήσει του laser linewidth των δύο laser ($f = 100$ GHz)

Άρα λοιπόν, για υψηλό linewidth δηλαδή για υψηλές στάθμες phase noise τα δεδομένα επηρεάζονται σημαντικά και ουσιαστικά ο θόρυβος φάσης αποτελεί καταστρεπτικό παράγοντα για τον συγκεκριμένο πομποδέκτη. Παρακάτω παρουσιάζουμε το ίδιο διάγραμμα αλλά για τις περιπτώσεις όπου έχουμε αυξήσει την συχνότητα του σήματος. Πρώτα για 252 GHz:



Σχήμα 5.26: BER συναρτήσει του laser linewidth των δύο laser ($f = 252$ GHz)

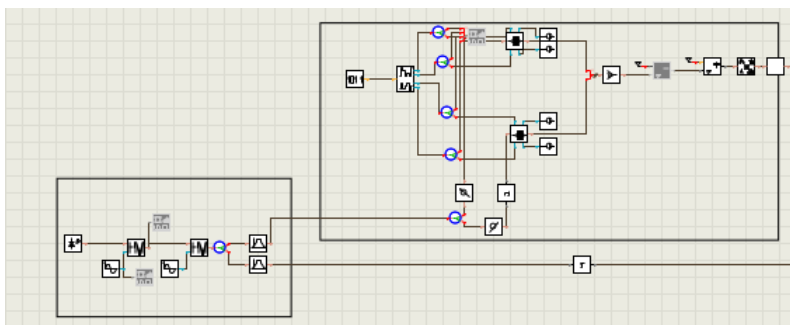
Όπως παρατηρούμε η συχνότητα του σήματος δεν αλλάζει κάπως το αποτέλεσμα αφού η καμπύλη είναι παρόμοια και είναι κάτι το οποίο περιμένουμε. Για τα 322 GHz περιμένουμε το ίδιο.



Σχήμα 5.27: BER συναρτήσει του laser linewidth των δύο laser ($f = 322$ GHz)

5.3 Σύμφωνος πομποδέκτης για σήμα 100 GHz με QPSK διαμόρφωση

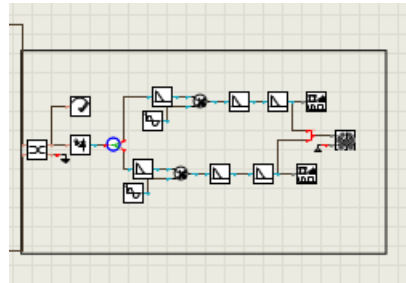
Σε αυτή την ενότητα εξετάζεται η περίπτωση ενός 100 GHz σήματος χρησιμοποιώντας QPSK διαμόρφωση, όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, μόνο που τα δεδομένα αποθηκεύονται σε συνιστώσα optical frequency comb το οποίο δημιουργείται από δύο διαδοχικούς διαμορφωτές φάσης. Το bit rate έχει ρυθμιστεί στα 36 Gbps οπότε το symbol rate είναι 18 Gsymbols/sec. Το laser εκπέμπει στα 193.1 THz και έχει ισχύ 100 mW. Θέτουμε το OSNR στα 40 dB. Ο εν λόγω πομποδέκτης σε VPItransmissionMaker με την θεωρητική υλοποίηση του καναλιού φαίνεται στη συνέχεια.



Σχήμα 5.28: QPSK πομπός ο οποίος περιλαμβάνει optical frequency comb που προκύπτει από αλυσίδα διαμορφωτών φάσης (σε VPItransmissionMaker)

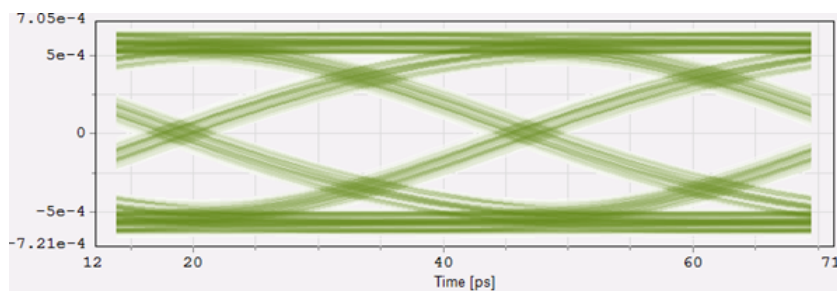
Οι δύο RF πηγές οι οποίες 'οδηγούν' τους διαμορφωτές φάσης λειτουργούν σε συχνότητα 25 GHz και τα πλάτη τους είναι αντίστοιχα $V_{rf1} = 0.5V_{\pi}$, $V_{rf2} = 0.5V_{\pi}$. Μετά το comb ακολουθούν οπτικά φίλτρα με τα οποία επιλέγονται δύο τόνοι, ένας στα 193.1 THz και ένας στα 193 THz. Στον πρώτο αποθηκεύονται τα δεδομένα. Στο κάτω αριστερά περίγραμμα

βλέπουμε την γεννήτρια του comb, ενώ στο άλλο την QPSK διαμόρφωση όπως αυτή υλοποιείται στο VPItransmissionMaker. Ο δέκτης για το κανάλι αυτό χρησιμοποιεί κατάλληλο down-conversion, καθώς επίσης και φίλτρα προκειμένου το τελικό σήμα βασικής ζώνης να είναι το επιθυμητό.



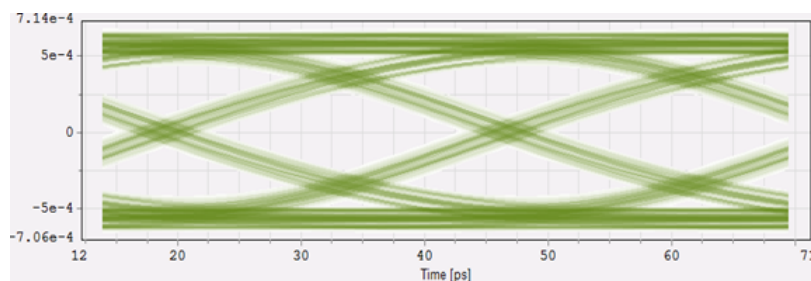
Σχήμα 5.29: QPSK δέκτης (σε VPItransmissionMaker)

Στη βασική ζώνη, αφού το σχήμα διαμόρφωσης το οποίο χρησιμοποιήθηκε ήταν QPSK, αναμένουμε να παρατηρήσουμε δύο στάθμες στο διάγραμμα οφθαλμού στο δέκτη για την in-phase συνιστώσα και δύο για την quadrature, όπως και στην προηγούμενη διάταξη. Παραθέτουμε το διαγραμμα (in-phase συνιστώσα) για την περίπτωση όπου το linewidth 100 KHz.



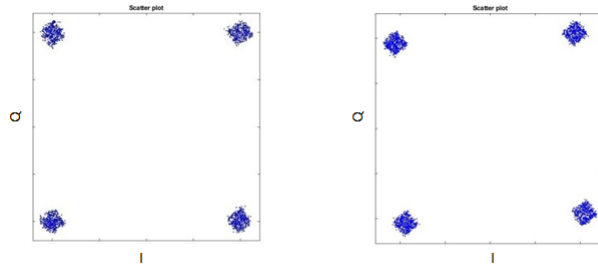
Σχήμα 5.30: Διάγραμμα οφθαλμού-I συνιστώσα για linewidth 100 KHz

Παρόμοια για την quadrature.



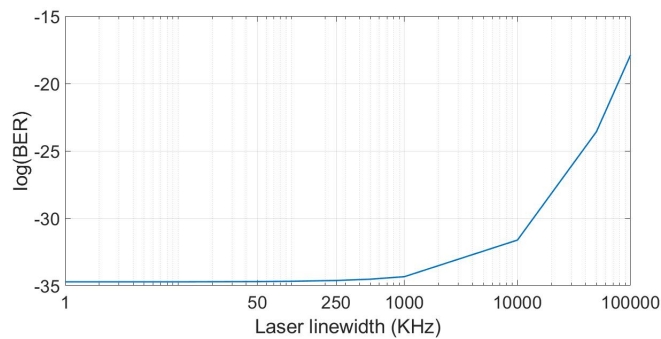
Σχήμα 5.31: Διάγραμμα οφθαλμού-Q συνιστώσα για linewidth 100 KHz

Όπως και στην προηγούμενη διάταξη θα παρουσιάσουμε το διάγραμμα αστερισμού για linewidth 1 KHz και 250 KHz.



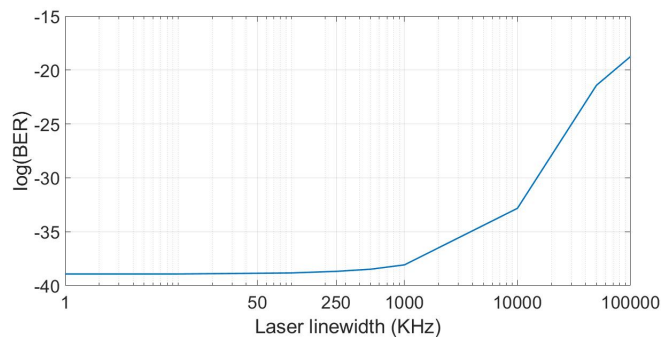
Σχήμα 5.32: Διάγραμμα αστερισμού για 1 KHz linewidth στα δύο laser και για 250 KHz

Γίνεται αντιληπτό ότι ο θόρυβος φάσης δεν επηρεάζει σημαντικά την συγκεκριμένη διάταξη. Το BER συναρτήσε του linewidth φαίνεται στη συνέχεια.



Σχήμα 5.33: BER συναρτήσε του laser linewidth του laser ($f = 100$ GHz)

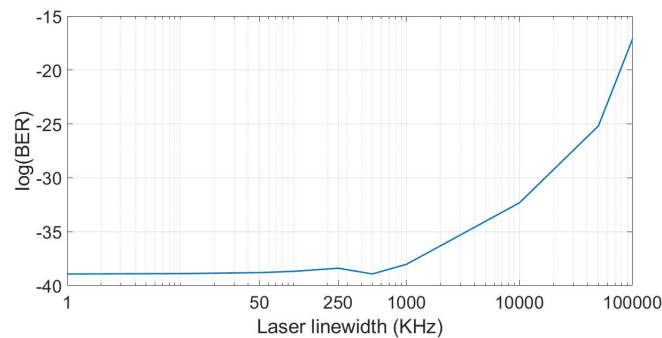
Παρατηρούμε ότι λαμβάνουμε αμελητέες τιμές για το BER ακόμη και για 100 MHz linewidth. Όπως είδαμε και από το διάγραμμα αστερισμού η επίδραση του θορύβου φάσης στην διάταξη με το optical frequency comb δεν συγκρίνεται με αυτήν της προηγούμενης διάταξης. Καταλαβαίνει κάποιος ότι ο δεύτερος πομποδέκτης είναι πιο αποδοτικός όσον αφορά την ισχύ και τον θόρυβο φάσης, ο οποίος όπως έχουμε περιγράψει αποτελεί μείζον ζήτημα στις THz ζεύξεις και όχι μόνο. Για την περίπτωση όπου η συχνότητα του σήματος είναι 252 GHz (Για το comb $V_{rf1} = 1.2V_{\pi}$, $V_{rf2} = 1.2V_{\pi}$ και $F_{rf1} = F_{rf2} = 28$ GHz):



Σχήμα 5.34: BER συναρτήσε του laser linewidth του laser ($f = 252$ GHz)

Δεν παρατηρούμε ουσιαστική διαφορά, όπως επίσης και για την περίπτωση των 322 GHz

(Για το comb $V_{rf1} = 2V_{\pi}$, $V_{rf2} = 2V_{\pi}$ και $F_{rf1} = F_{rf2} = 23$ GHz).



Σχήμα 5.35: BER συναρτήσει του laser linewidth του laser ($f = 322$ GHz)

Τα παραπάνω επιτυγχάνονται με τον συνδυασμό:

- Optical frequency comb από δύο διαδοχικούς διαμορφωτές φάσης
- Εύρωστο σχήμα διαμόρφωσης QPSK

Πιο κάτω φαίνονται πίνακες που για διάφορες τιμές linewidth δείχνουν το αντίστοιχο BER για κάθε μια από τις δύο διατάξεις όταν το σήμα είναι 100 GHz. Ουσιαστικά επαληθεύουν όλα αυτά τα οποία περιγράψαμε και ό,τι μας δείχνουν τα διαγράμματα.

Πίνακας 5.1: BER στις δύο διατάξεις για διάφορες τιμές του linewidth με σταθερή ισχύ λήψης

| Linewidth | BER-πρώτη διάταξη | BER-δεύτερη διάταξη |
|-----------|-----------------------|----------------------|
| 50 KHz | $5.97 \cdot 10^{-13}$ | $2 \cdot 10^{-35}$ |
| 500 KHz | 0.003 | $3 \cdot 10^{-35}$ |
| 10 MHz | 0.014 | $2.4 \cdot 10^{-32}$ |

Αυτό που βλέπουμε είναι ότι, για μικρές τιμές του laser linewidth η πρώτη διάταξη αποδίδει έστω και στο όριο, όμως στη συνέχεια αυξάνοντας την στάθμη του θορύβου φάσης δεν λειτουργεί σε επιθυμητό επίπεδο. Στην πράξη πέρα από τον θόρυβο φάσης, ο θόρυβος ο οποίος προστίθεται στο σήμα μπορεί να είναι ισχυρός και ο συνδυασμός αυτών των δύο να το καθιστά ακατάλληλο. Άρα σε κάθε περίπτωση προσπαθούμε να περιορίσουμε την στάθμη του κάθε θορύβου. Γίνεται αντιληπτό ότι τα αποτελέσματα τα οποία λάβαμε προκύπτουν από προσομοίωση και θα πρέπει να θυμόμαστε ότι τα σήματα σε τόσο υψηλές συχνότητες είναι 'ευαίσθητα' σε σύγκριση με σήματα χαμηλότερων συχνοτήτων τα οποία είναι πιο 'γερά' κατά τη διάδοσή τους. Η απόσβεση μπορεί να είναι υψηλή οπότε ο δέκτης και ο πομπός σε ένα πείραμα, τουλάχιστον σε αρχικό στάδιο, προτιμάται να τοποθετούνται σε μικρή απόσταση. Βασικό ρόλο σε ένα τέτοιο σύστημα λοιπόν παίζουν και τα στάδια ενίσχυσης του σήματος, σε βαθμό βέβαια που το power consumption είναι επιτρεπτό. Στην συγκεκριμένη εργασία δεν έγινε αναφορά στις κεραίες του πομπού και του δέκτη.

Κεφάλαιο 6

Συμπεράσματα

Στην συγκεκριμένη διπλωματική εργασία αναφερθήκαμε στα THz σήματα και έγινε περιγραφή των λόγων για τους οποίους θα πρέπει να στραφούμε στο κομμάτι του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος όπου οι συχνότητες είναι μεγαλύτερες των 100 GHz. Έγινε συνοπτική ανάλυση στους τρόπους με τους οποίους μπορούμε να κάνουμε αναπαραγωγή τέτοιας ακτινοβολίας, χωρίζοντάς τους σε δύο μεγάλες κατηγορίες: δημιουργία με χρήση καθαρά ηλεκτρονικών στοιχείων και δημιουργία με οπτικό τρόπο. Καταλήγουμε στο ότι εν έτει 2020 η γένεση THz σήματος με οπτικό τρόπο είναι η καλύτερη επιλογή. Μέσα από αυτή την περιγραφή κρατάμε ένα σημαντικό κομμάτι, το optical frequency comb, το οποίο αποτελεί θεμέλιο για την δημιουργία THz σημάτων. Εστιάζουμε σε μια συγκεκριμένη γεννήτρια ‘χτένας’ και παρουσιάζουμε τις αρχές, τα κύρια χαρακτηριστικά και τα μαθηματικά που ‘κρύβονται’ πίσω από αυτή. Εξηγούμε ποιοί παράμετροι παίζουν κύριο ρόλο όταν χρησιμοποιούμε δύο οπτικούς εξωτερικούς διαμορφωτές φάσης σε σειρά καθώς επίσης και τη ζωτική σημασία του flatness. Περιγράφουμε τον θόρυβο φάσης, τον ρόλο του laser linewidth ως προς αυτόν και με διαγράμματα κάνουμε κατανοητή την επίδρασή του σε μια ασύρματη Gbps ζεύξη. Επίσης κατασκευάζουμε με τη βοήθεια του VPItransmissionMaker προσομοιωτικού προγράμματος δύο πομποδέκτες που βοηθούν τον αναγνώστη να καταλάβει την σημασία της ανάλυσης που έχει προηγηθεί. Συγκεκριμένα παρουσιάζουμε δύο διατάξεις. Στην πρώτη χρησιμοποιούμε δύο οπτικές πηγές με σκοπό την παρατήρηση ενός beat note από δύο laser στο δέκτη και βλέπουμε ότι ο θόρυβος φάσης αποτελεί καταστρεπτικό παράγοντα για το σύστημα. Αντιθέτως, στην δεύτερη διάταξη χρησιμοποιούμε optical frequency comb για την αναπαραγωγή THz σήματος, το οποίο προέρχεται από δύο διαδοχικούς διαμορφωτές φάσης και μειώνουμε σημαντικά την επίδραση του θορύβου φάσης, διότι η απαλοιφή αυτού σε μεγάλο βαθμό αποτελεί κύριο χαρακτηριστικό ενός PM cascade. Στις δύο ζεύξεις το σχήμα διαμόρφωσης ήταν QPSK και ο ρυθμός μετάδοσης 36 Gbps. Στην πράξη ίσως να περιμέναμε χειρότερα αποτελέσματα, διότι σε αυτές τις συχνότητες οι απώλειες είναι υψηλές για αυτό και ο πομπός θα πρέπει να είναι σχετικά κοντά με τον δέκτη. Η εργασία αυτή είχε καθαρά προσομοιωτικό χαρακτήρα.

Βιβλιογραφία

- [1] Stefano Camatel and Valter Ferrero. “Narrow Linewidth CW Laser Phase Noise Characterization Methods for Coherent Transmission System Applications”. In: *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology - J LIGHTWAVE TECHNOL* 26 (Sept. 2008), pp. 3048–3055. DOI: 10.1109/JLT.2008.925046.
- [2] Guillermo Carpintero et al. “Wireless Data Transmission at Terahertz Carrier Waves Generated from a Hybrid InP-Polymer Dual Tunable DBR Laser Photonic Integrated Circuit”. In: *Scientific Reports* 8 (Dec. 2018). DOI: 10.1038/s41598-018-21391-0.
- [3] Klaus David and Hendrik Berndt. “6G Vision and Requirements: Is There Any Need for Beyond 5G?” In: *IEEE Vehicular Technology Magazine PP* (July 2018), pp. 1–1. DOI: 10.1109/MVT.2018.2848498.
- [4] Sukhdeep Dhillon et al. “The 2017 Terahertz Science and Technology Roadmap”. In: *Journal of Physics D: Applied Physics* 50 (Jan. 2017), p. 043001.
- [5] Angelika Dohr et al. “The Internet of Things for Ambient Assisted Living”. In: vol. 0. Jan. 2010, pp. 804–809. DOI: 10.1109/ITNG.2010.104.
- [6] Tara Fortier and Esther Baumann. “20 years of developments in optical frequency comb technology and applications”. In: *Communications Physics* 2 (Dec. 2019). DOI: 10.1038/s42005-019-0249-y.
- [7] Kazi Huq et al. “Terahertz-Enabled Wireless System for Beyond-5G Ultra-Fast Networks: A Brief Survey”. In: *IEEE Network* 33 (July 2019), pp. 89–95.
- [8] Urlick Jr, J.D. Mckinney, and K.J. Williams. *Fundamentals of microwave photonics*. Jan. 2015, pp. 1–467. DOI: 10.1002/9781119029816.
- [9] Atsushi Kanno et al. “Coherent Terahertz Wireless Signal Transmission Using Advanced Optical Fiber Communication Technology”. In: *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves* 36 (Feb. 2014), pp. 180–197. DOI: 10.1007/s10762-014-0132-6.
- [10] Afaq Khan et al. “4G as a Next Generation Wireless Network”. In: vol. 0. Apr. 2009, pp. 334–338. ISBN: 9780769535913. DOI: 10.1109/ICFCC.2009.108.
- [11] S. Koenig et al. “Wireless sub-THz communication system with high data rate”. In: *Nature Photonics* 7 (Oct. 2013), pp. 977–981. DOI: 10.1038/nphoton.2013.275.

-
- [12] Ashish Kumar, Ankit Aswal, and Lalit Singh. “4G Wireless Technology: A Brief Review”. In: *International Journal of Engineering and management Research* 3 (Apr. 2013), pp. 35–43.
- [13] T. Nagatsuma, Guillaume Ducournau, and Cyril Renaud. “Advances in terahertz communications accelerated by photonics”. In: *Nature Photonics* 10 (May 2016), pp. 371–379. DOI: 10.1038/nphoton.2016.65.
- [14] T. Nagatsuma and Robinson Guzman. “Recent Progress and Future Prospect of Photonics-Enabled Terahertz Communications Research”. In: *IEICE Transactions on Electronics* E98.C (Dec. 2015), pp. 1060–1070. DOI: 10.1587/transele.E98.C.1060.
- [15] Fadi Al-Turjman, Enver Ever, and Hadi Zahmatkesh. “Small Cells in the Forthcoming 5G/IoT: Traffic Modelling and Deployment Overview”. In: *IEEE Communications Surveys Tutorials* PP (Aug. 2018), pp. 1–1. DOI: 10.1109/COMST.2018.2864779.
- [16] Rui Wu et al. “Generation of very flat frequency combs from continuous-wave lasers using cascaded intensity and phase modulators driven by tailored radio frequency waveforms”. In: *Optics letters* 35 (Oct. 2010), pp. 3234–6. DOI: 10.1364/OL.35.003234.

