



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

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σχεδίαση Οπτικής Διάταξης
για Σχηματοποίηση Δέσμης
σε Ασύρματα Δίκτυα Πέμπτης Γενεάς 5G.

Ηλίας Μ. Μυλωνάς

Επιβλέπων:
Ηρακλής Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Ιούλιος 2018



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

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σχεδίαση Οπτικής Διάταξης
για Σχηματοποίηση Δέσμης
σε Ασύρματα Δίκτυα Πέμπτης Γενεάς 5G.

Ηλίας Μ. Μυλωνάς

Επιβλέπων:
Ηρακλής Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή τη 12^η Ιουλίου.

.....
Η. Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Ν. Ουζούνογλου
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Γ. Φικιώρης
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Ιούλιος 2018

Ηλίας Μ. Μυλωνάς

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

Copyright © Μυλωνάς Μ. Ηλίας, 2018

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα. Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Στην εργασία αυτή παρουσιάζεται μια εκτενής ανάλυση ενός οπτικού δικτύου σχηματοποίησης δέσμης βασισμένο στην αρχιτεκτονική του Blass matrix, με δυνατότητα σχηματοποίησης πολλαπλών δεσμών με σκοπό την χρήση σε ασύρματα δίκτυα πέμπτης γενεάς 5G. Η σχεδίασή του βασίζεται στην χρήση ολισθητών φάσης και συμβολόμετρων Mach-Zehnder (MZIs) μέσα στον $M \times N$ Blass matrix, η οποία επιτρέπει την παραγωγή M -μικροκυματικών δεσμών από N στοιχεία γραμμικής στοιχειοκεραίας. Η ανάλυση ξεκινάει με ένα οπτικό σήμα διαμορφωμένο κατά πλάτος από δύο μικροκυματικούς τόνους και επιβεβαιώνεται η αρχή λειτουργίας, δηλαδή η ισοδυναμία στροφής της οπτικής φάσης των σημάτων μέσα στον οπτικό Blass matrix σε στροφή της φάσης των σημάτων του ηλεκτρικού τομέα. Δίνεται η θεωρητική ανάλυση και δείχνεται πως είναι δυνατή η λειτουργία για οπτικά σήματα μονής πλευρικής ζώνης και όταν το οπτικό φέρον επανασυνδέεται με το σήμα πριν την φωτοδίοδο. Τα συμπεράσματα αυτά προεκτείνονται και στην περίπτωση οπτικών σημάτων που φέρουν μικροκυματικά QAM σήματα ταυτόχρονα σε διαφορετικές θύρες εισόδου του Blass matrix. Με βάση την ανάλυση αυτή, σχεδιάστηκε αλγόριθμος για την ρύθμιση των παραμέτρων του Blass matrix, λαμβάνοντας υπόψη τις ιδιότητες των MZIs. Μέσω προσομοιώσεων, εξακριβώνουμε την λειτουργία για σχηματοποίηση πολλαπλών δεσμών, και μετράμε την επίδοση του συστήματος στα 28.5 GHz σε σχέση με το σχήμα διαμόρφωσης και τον ρυθμό συμβόλων. Σε κάθε περίπτωση, για ρυθμό συμβόλων μέχρι 3 Gbaud, ο ρυθμός λανθασμένων bits παραμένει χαμηλότερος από 10^{-3} , αποδεικνύοντας πως το φαινόμενο του beam-squinting που υπάρχει στην σχεδίαση μας μπορεί να είναι ανεκτό. Τέλος, μελετήθηκε η συχνοτική εξάρτηση του συστήματος από αναπόφευκτες ασυμμετρίες κατά την κατασκευή των MZIs, και φαίνεται πως η υποβάθμιση του συστήματος είναι αμελητέα για ρεαλιστικές τεχνικές κατασκευής ολοκληρωμένων φωτονικών κυκλωμάτων.

Όσον αφορά την δομή της διπλωματικής εργασίας, στο 1^ο Κεφάλαιο δίνεται μια σύντομη εισαγωγή σχετικά με την εξέλιξη των ασύρματων δικτύων, την ανάγκη για beamforming καθώς και την ιδέα των Microwave Photonics. Στο 2^ο κεφάλαιο δίνεται η θεωρία των κεραίων και μαθηματικές σχέσεις σχετικά με τις γραμμικές στοιχειοκεραίες που βοηθούν στην κατανόηση όλης της λειτουργίας. Στο 3^ο Κεφάλαιο δίνονται τα χαρακτηριστικά των φωτονικών διατάξεων που θα χρησιμοποιηθούν στο σύστημα, ενώ στο 4^ο Κεφάλαιο παρουσιάζεται λεπτομερώς όλη η σχεδίαση του συστήματος και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων σχετικά με την επίδοσή του. Τέλος, στο 5^ο Κεφάλαιο παρουσιάζονται συμπεράσματα και προοπτικές πραγματικής υλοποίησης της διάταξης.

Λέξεις κλειδιά

5G, Blass matrix, οπτικό σχηματοποίηση δέσμης, microwave photonics, χιλιοστομετρικά κύματα, λειτουργία πολλαπλών δεσμών, γραμμικές στοιχειοκεραίες, φωτονική ολοκλήρωση

Abstract

We present an extensive analysis of an optical Blass-matrix architecture as a beamforming network with potential for multi-beam operation in wireless systems. Its design relies on the use of phase shifters and Mach-Zehnder Interferometers (MZIs) inside an MxN matrix, and enables the generation of M beams by N-element antenna arrays. We start our analysis from an optical signal with amplitude modulation by discrete microwave tones, and confirm the possibility to translate its optical phase shifts inside the matrix into equivalent phase shifts in the microwave domain. We show this is possible when the input is an optical single-side band signal and the optical carrier is re-inserted before photodetection. We extend the conclusions to the case of an optical signal carrying a microwave with quadrature amplitude modulation (QAM) and the case of simultaneous inputs at the M input ports. Based on this analysis, we propose a Blass-matrix configuration algorithm taking into account the properties of the MZIs. Through simulations, we validate the potential for multi-beam operation, and evaluate the beamforming performance at 28.5 GHz with respect to the QAM order, symbol rate and pulse shaping parameters. In all cases with rate up to 3 Gbaud, the bit-error rate remains lower than 10^{-3} , showing that the beam squinting effect, which is present in our design, can be tolerated. Finally, we study the frequency dependence of the beamforming performance due to inevitable asymmetries of the MZIs.

This manuscript consists of five chapters. The 1st Chapter gives a brief historical overview of the evolution of wireless networks and the necessity for beamforming in the future generations of mobile networks, and also the basic concept of microwave photonics is described. In the 2nd Chapter, the basic theory of antennas is provided along with considerable explanation on the beamforming technique. The 3rd Chapter offers an insight on some fundamental integrated photonic components which are useful for the implementation of the beamforming network. In the 4th Chapter, an extensive theoretical analysis is presented of the optical beamforming network which is based on the Blass matrix architecture along with simulation results in order to evaluate the performance of the system and its feasibility. Finally, the 5th Chapter provides conclusions and an outlook for future possibilities in the direction of this work.

Keywords

5G mobile networks, Blass Matrix, microwave photonics, millimeter waves, multi-beam operation, optical beamforming, phased-array antennas, photonic integration.

Ευχαριστίες

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών (ΕΦΕ) του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου την περίοδο 2017-2018. Θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή κ. Ηρακλή Αβραμόπουλο για την ευκαιρία που μου έδωσε να αναπτύξω τις γνώσεις μου στον τομέα της φωτονικής μέσα σε ένα άριστο περιβάλλον έρευνας που έχει διαμορφωθεί στον χώρο του εργαστηρίου και που σίγουρα προσφέρει πολλά περισσότερα από όσα θα μπορούσε να περιμένει κανείς από την εκπόνηση μιας απλής διπλωματικής εργασίας.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον ερευνητή Δρ. Χρήστο Κουλουμέντα του οποίου η συνεχής βοήθεια και καθοδήγηση έπαιξαν καταλυτικό ρόλο στην διεκπεραίωση της εργασίας αυτής. Ευχαριστώ επίσης όλα τα μέλη της ομάδας του εργαστηρίου για την ομαλή συνύπαρξη και κυρίως τους υποψήφιους διδάκτορες Παναγιώτη Γκρούμα, Λευτέρη Γουναρίδη και Βασίλη Κατωπόδη για την δημιουργία ενός θετικού και ευχάριστου κλίματος συνεργασίας στον χώρο του εργαστηρίου. Ειδικότερα θα ήθελα να ευχαριστήσω τον υποψήφιο διδάκτορα Χρήστο Τσώκο για την αμέριστη βοήθεια του σε θεωρητικά και πρακτικά ζητήματα της εργασίας, αλλά και γενικότερα για την εξαιρετική και ανιδιοτελή συνεργασία που είχαμε. Οι συζητήσεις μας εντός και εκτός πλαισίων της διπλωματικής σε όλη την διάρκεια του έτους ήταν κάτι παραπάνω από χρήσιμες.

Τέλος, ευχαριστώ πολύ την οικογένειά μου για όλη την αδιάκοπη στήριξη που μου παρέχει σε κάθε μου βήμα, τους φίλους και τις φίλες που συνόδευσαν και χαρακτήρισαν τα φοιτητικά μου χρόνια και όλους εκείνους τους ανθρώπους που, χωρίς απαραίτητα να το αντιληφθούν, συνέβαλαν στην ολοκλήρωση αυτής της προσπάθειας.

Ηλίας Μυλωνάς,

Αθήνα, Ιούλιος 2018

Στον μεγάλο μου αδερφό,
Γιάννη

Περιεχόμενα

1. Εισαγωγή	16
1.1 Εξέλιξη και προκλήσεις των ασύρματων δικτύων	16
1.2 Microwave Photonics.....	20
1.3 Σκοπός της εργασίας	21
2. Θεωρία Κεραιών και Σχηματοποίησης Δέσμης	22
2.1 Κεραίες	22
Περιοχές ακτινοβολίας κεραιών	23
Διάνυσμα Poynting	24
Ένταση Ακτινοβολίας	24
2.2 Χαρακτηριστικά κεραιών	24
Διάγραμμα Ακτινοβολίας	24
Λοβοί ακτινοβολίας	25
Ισοτροπικός ακτινοβολητής	26
Κατευθυντικό κέρδος – Κατευθυντικότητα.....	26
Κέρδος ισχύος.....	26
2.3 Το στοιχειώδες δίπολο	27
Χαρακτηριστικά ακτινοβολίας διπόλου Hertz.....	28
2.4 Στοιχειοκεραίες	29
Στοιχειοκεραίες πολλών στοιχείων.....	30
Χωρικά ομοιόμορφες γραμμικές στοιχειοκεραίες.....	32
Στοιχειοκεραίες με ηλεκτρονικά στρεφόμενο διάγραμμα	34
Κατευθυντικότητα γραμμικών στοιχειοκεραίων με ομοιόμορφη διέγερση.....	35
2.5 Στροφή φάσης για σχηματοποίηση δέσμης	35
Ολισθητής φάσης.....	37

Γραμμή καθυστέρησης.....	38
3. Βασικές Φωτονικές Διατάξεις για Οπτική Διαμόρφωση Δέσμης.....	41
3.1 Δομικά στοιχεία ενός IMWP.....	41
Lasers	41
Οπτικός συζεύκτης	42
Οπτικοί ολισθητές φάσης	43
Οπτικό συμβολόμετρο Mach-Zehnder (MZI).....	44
Οπτικοί διαμορφωτές.....	46
Φωτοανίχνευση.....	47
3.2 Οπτικό δίκτυο σχηματοποίησης δέσμης.....	48
Blass Matrix	48
4. Σχεδίαση Συστήματος.....	51
4.1 Αρχή λειτουργίας και σχεδίαση του OBFN με Blass matrix.....	51
Σχέση ολίσθησης φάσης μεταξύ οπτικού και ηλεκτρικού τομέα.....	51
Διάταξη οπτικού κυκλώματος σχηματοποίησης δέσμης με Blass matrix.....	54
Ρύθμιση του οπτικού Blass matrix.....	59
4.2 Μελέτη Προσομοιώσεων.....	66
Επίδραση του beam-squinting.....	66
Επίδραση πιθανής ασυμμετρίας των MZIs	76
5. Συμπεράσματα και Προοπτικές	80
Βιβλιογραφία.....	81

1.

Εισαγωγή

Το παρόν κεφάλαιο θέτει το ερευνητικό πλαίσιο μέσα στο οποίο εκπονήθηκε η διπλωματική εργασία. Παρουσιάζονται συνοπτικά η εξέλιξη και οι σύγχρονες τάσεις των ασύρματων συστημάτων επικοινωνιών καθώς και η ανάγκη για σχηματοποίηση δέσμης (beamforming) σε κυψελωτά συστήματα, οι θεμελιώδεις αρχές και τα κίνητρα για την ανάπτυξη του τομέα της φωτονικής επεξεργασίας ραδιοσυχνοτικών σημάτων (microwave photonics, MWP), ενώ στο τέλος περιγράφεται ο στόχος της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

1.1 Εξέλιξη και προκλήσεις των ασύρματων δικτύων

Η ανάγκη των ανθρώπων για επικοινωνία από απόσταση είναι δεδομένη από τα αρχαία χρόνια, όταν γινόταν χρήση βούκινων και σημάτων καπνού για να επιτευχθεί η μετάδοση της πληροφορίας με ακουστικό και οπτικό τρόπο.

Χρειάστηκαν πολλά χρόνια για να μελετηθεί και να εφαρμοστεί η ασύρματη μετάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, της οποίας η θεωρητική βάση δόθηκε με τις εξισώσεις του James Clerk Maxwell το 1864, και μεσολάβησαν αρκετά στάδια εξέλιξης μέχρι να φτάσουμε στην σημερινή εποχή των κυψελωτών δικτύων. Ενδεικτικά μερικά από αυτά είναι :

- 1899 : Ο Ιταλός εφευρέτης Γουιλέλμο Μαρκόνι δημιούργησε έναν ασύρματο σταθμό στη Λα Σπέτσια της Ιταλίας για την ιταλική κυβέρνηση και εξέπεμψε για πρώτη φορά σήματα πάνω από τη Μάγχη, από το Βιμερό της Γαλλίας ως το φάρο του Νότιου Φόρλαντ στην Αγγλία.
- 1915 : Το πρώτο σύστημα μετάδοσης φωνής εγκαθίσταται ανάμεσα στην Νέα Υόρκη και το Σαν Φρανσίσκο.
- 1945 : Εγκαταστάθηκαν για πρώτη φορά συστήματα κινητών τηλεπικοινωνιών σε 25 πόλεις των ΗΠΑ.
- 1960 : Επινόηση της κεντρικής ιδέας του κυψελωτού συστήματος από την AT&T Bell Labs.
- 1976 : Το WRC (World Administrative Radio Conference) ενέκρινε την απόδοση συχνοτήτων για κυψελωτά συστήματα κινητών επικοινωνιών στην περιοχή των 800/900 MHz, θέτοντας την βάση για την ανάπτυξη εμπορικών συστημάτων.

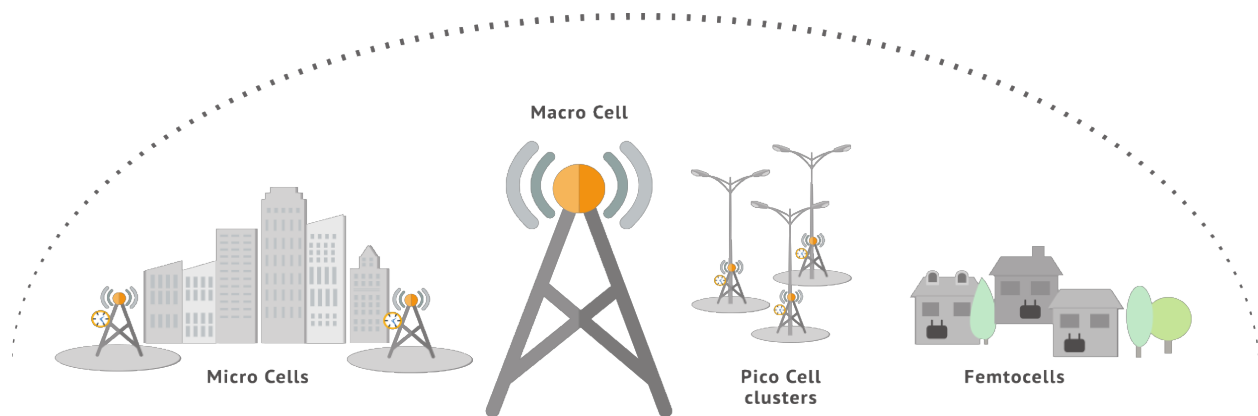
Το πρώτο παγκοσμίως κυψελωτό σύστημα που λειτούργησε ήταν στην Ιαπωνία το 1979 από την Nippon Telephone and Telegraph (NTT), το οποίο χρησιμοποιούσε 600 FM duplex διαύλους, με

εύρος 25 kHz στα 925-940/870-885 MHz. Το 1981 αναπτύχθηκε το πρώτο ευρωπαϊκό κυψελωτό σύστημα NMT450 (Nordic Mobile Telephone) από την εταιρεία Ericsson, στην ζώνη 450-470 MHz, το οποίο μετεξελίχθηκε στο NMT900 στην ζώνη 890-915/917-950 MHz. Αντίστοιχες προσπάθειες έγιναν και στην Αμερική με το AMPS (American Mobile Phone System) από την AT&T. Όλα τα προαναφερθέντα αποτελούν κυψλωτά συστήματα 1^{ης} γενιάς, με βασικά χαρακτηριστικά την αναλογική διαμόρφωση FM, την τεχνική πολλαπλής πρόσβασης FDMA (Frequency Division Multiple Access) και την τεχνική FDD (Frequency division duplex).

Η ανάπτυξη στον χώρο της μικροηλεκτρονικής και της ψηφιακής λογικής επεκτάθηκε και στις επικοινωνίες. Το Παγκόσμιο Σύστημα Κινητών Επικοινωνιών (GSM) ήταν το πρώτο ψηφιακό σύστημα κινητής τηλεφωνίας 2^{ης} γενιάς, αποτέλεσε μια ευρωπαϊκή καινοτομία και χρησιμοποιήθηκε σε πολλά μέρη του κόσμου. Στο GSM, οι ραδιοδίαυλοι βασίζονται σε σύστημα TDMA (Time-Division Multiple Access) το οποίο λειτουργεί σε διαφορετικές συχνότητες, κάνοντας έτσι ταυτόχρονη χρήση της τεχνικής FDMA. Η Διεθνής Ένωση Τηλεπικοινωνιών (ITU) παραχώρησε το 1990 ένα ζεύγος συχνοτήτων, από τα 890 έως τα 915 MHz και από τα 935 έως τα 960 MHz. Η πρώτη περιοχή χρησιμοποιείται για την επικοινωνία του κινητού με τον σταθμό βάσης (up link), ενώ η δεύτερη για την επικοινωνία του σταθμού βάσης με το κινητό (down link). Οι περιοχές (ζώνες) των 25MHz υποδιαιρούνται η καθεμία σε 124 + (1 ελεύθερο) κανάλια συχνότητας και κάθε κανάλι έχει εύρος ζώνης 200 kHz. Κάθε κελί μπορεί να εξυπηρετήσει συγκεκριμένες φέρουσες συχνότητες, των οποίων ο αριθμός δεν ξεπερνούσε την δημιουργία 15 καναλιών, ενώ το μέγεθος του κελιού διακυμαινόταν από 1 μέχρι 10 km. Χρησιμοποιώντας την τεχνική TDMA, το δοσμένο φάσμα των 200 kHz ανά κανάλι διαιρούταν στο χρόνο σε 8 χρονοθυρίδες με παράθυρο 0,577 ms η κάθε μία. Η κατάληψη από τον χρήστη μιας τέτοιας χρονοθυρίδας αποτελούσε το φυσικό κανάλι επικοινωνίας του. Όλο αυτό το σύστημα ονομάστηκε GSM 900 ή Standard GSM. Στην συνέχεια, δόθηκε περισσότερο φάσμα για την ανάπτυξη του συστήματος GSM με αποτέλεσμα την εμφάνιση του DCS 1800 και GSM 900, τα οποία ακολουθούσαν τις ίδιες αρχές.

Η γενιά 2.5G είναι μια ονομασία η οποία περιλαμβάνει όλες τις αναβαθμίσεις για τα συστήματα 2G. Αυτές οι αναβαθμίσεις σε ορισμένες περιπτώσεις μπορούν να παρέχουν παρόμοιες δυνατότητες με τα 3G συστήματα. Επίσης είναι δύσκολο από τεχνικής απόψεως να καθορίσουμε το πότε ένα σύστημα 2G εξελίσσεται σε 2.5G. Η ανάγκη για την αναβάθμιση των συστημάτων δεύτερης γενιάς και συγκεκριμένα για το GSM γεννήθηκε από την ανάγκη για υψηλότερη ταχύτητα δεδομένων. Το GSM, που κύριος στόχος του ήταν η μετάδοση της φωνής, μπορούσε να μεταφέρει δεδομένα σε μικρή ταχύτητα, της τάξεως των 9,6 kbps. Αυτό σήμαινε πως η αποστολή/λήψη δεδομένων μεγαλύτερου μεγέθους αργούσε περισσότερο, κόστιζε παραπάνω και το μέγεθος των μεταφερόμενων δεδομένων ήταν περιορισμένο. Συνήθως ένα σύστημα 2.5G περιλαμβάνει μία από τις τρεις επόμενες τεχνικές: HSCD (High Speed Circuit Switched Data), GPRS (General Packet Service Radio) και το EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution).

Στις παραπάνω γενιές δικτύων δεν μπορεί να υποστηριχθεί (σχεδόν) απεριόριστη κινητικότητα χωρίς τη υποβάθμιση της ποιότητας υπηρεσίας. Η ολοκλήρωση των υπηρεσιών και των σταθερών δικτύων στα δίκτυα κινητών επικοινωνιών με αποδεκτή ποιότητα υπηρεσίας (Quality of Service, QoS) υπαγορεύει τη παροχή διαφορετικών προφίλ κινητικότητας και υπηρεσιών από το δίκτυο. Ο σκοπός της μετάβασης προς τα συστήματα 3^{ης} γενιάς 3G ήταν η ανάπτυξη ενός διεθνούς προτύπου που συνδυάζει και αντικαθιστά βαθμιαία τα κυψελωτά συστήματα 2^{ης} γενιάς 2G, τις υπηρεσίες προσωπικών επικοινωνιών και τις κινητές υπηρεσίες δεδομένων. Ταυτόχρονα, τα συστήματα 3G βελτιώνουν την ποιότητα ομιλίας, αυξάνουν την χωρητικότητα των δικτύων καθώς και τους ρυθμούς μετάδοσης στις κινητές υπηρεσίες δεδομένων. Από αρκετές προτάσεις που υπεβλήθησαν στην ITU για την τεχνολογία μετάδοσης των συστημάτων 3G, επεκράτησε η WCDMA (Wideband Code Multiple Access). Το σύστημα κινητών επικοινωνιών 3^{ης} γενιάς, που αναφέρεται και ως Παγκόσμιο Σύστημα Κινητών Επικοινωνιών (Universal Mobile Telecommunication System, UMTS), υποστηρίζει τις διάφορες τηλεπικοινωνιακές υπηρεσίες και υπηρεσίες δεδομένων, καθώς και την ενοποίηση των δικτύων σταθερών και κινητών επικοινωνιών σε ένα οικουμενικό παγκόσμιο σύστημα επικοινωνιών. Το 1992, η Παγκόσμια Επιτροπή Ραδιοεπικοινωνιών διέθεσε στο υπόψη σύστημα φάσμα 230 MHz στην περιοχή των 2000 MHz. Με κάποια προέκταση, το DCS 1800 μπορεί να θεωρηθεί ως το πρώτο βήμα ανάπτυξης προς τα συστήματα τρίτης γενιάς. Μια νέα αρχή, όσο αφορά το δίκτυο, που υιοθετήθηκε και στο DCS 1800, είναι η ιεραρχική δομή του με μικτές κυψέλες που επεκτείνεται και στο UMTS. Η ιεραρχία των μάκρο-, μίκρο- και πίκρο- κυψελών επιτρέπει μια δομή δικτύου που θα ικανοποιεί τον σταθερά αυξανόμενο αριθμό των συνδρομητών με τα διαφορετικά προφίλ υπηρεσίας και κινητικότητας, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.1.

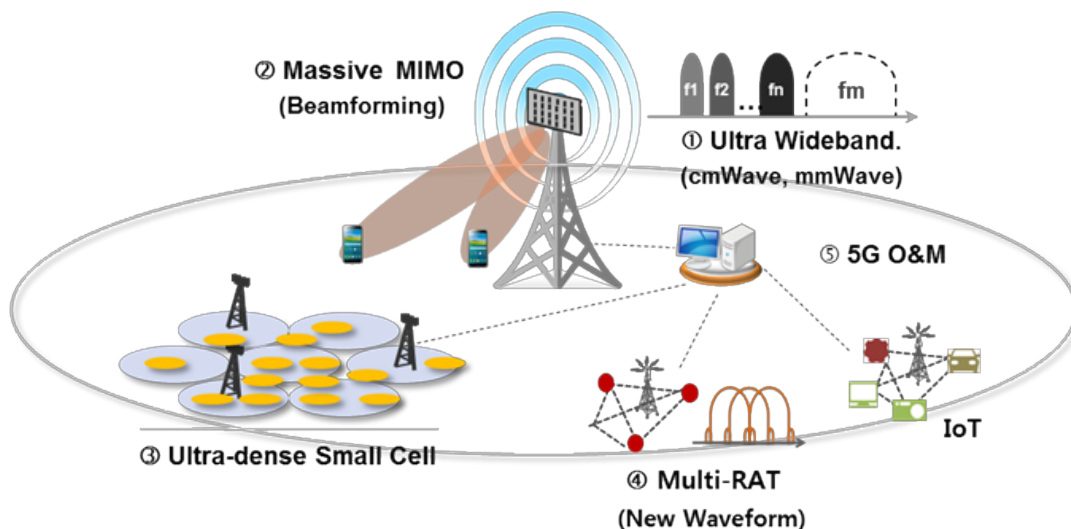


Σχήμα 1.1: Σύγκριση κυψελών

Τα κυψελωτά συστήματα 4^{ης} γενιάς, που συχνά αποκαλούνται σύστημα LTE (Long Term Evolution) αποτελούν την πρώτη αντιμετώπιση των απαιτήσεων για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης σε πληθώρα από περιβάλλοντα και για χρήστες στις πλέον απομακρυσμένες και «δύσκολες» περιοχές των κυψελών. Το LTE σχεδιάστηκε εξ αρχής με στόχο την εξέλιξη της τεχνολογίας

ραδιοπρόσβασης (radio access) έτσι ώστε όλες οι υπηρεσίες να στηρίζονται στη μεταγωγή πακέτων (packet switched) και όχι στη μεταγωγή κυκλώματος (circuit switched), όπως τα προϋπάρχοντα κινητά δίκτυα. Όσο αφορά στην αρχιτεκτονική του δικτύου, ο όρος LTE αντιπροσωπεύει την εξέλιξη της ραδιοπρόσβασης και καλείται Evolved UMTS Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN), ενώ η εξέλιξη των συστατικών στοιχείων του δικτύου που δεν αποτελούν τη ραδιο-διεπαφή (non-radio aspects) καλύπτονται από τον όρο . Το LTE ήταν η αρχή για την εισαγωγή της τεχνολογίας OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) αλλά και την χρήση πολλαπλών κεραίων στους πομποδέκτες (συστήματα Multiple Input Multiple Output MIMO), που αποτελεί τεχνική διαίρεσης του χώρου (Space-division multiple access, SDMA).

Το όραμα για ασύρματα δίκτυα πέμπτης γενιάς 5G ακολουθεί την ίδια λογική εξέλιξης. Η εξάπλωση και κυριαρχία του Internet στην καθημερινότητα μας, η προοπτική για εφαρμογές IoT (Internet of Things), η τάση για M2M (Machine-to-Machine) επικοινωνίες δημιουργούν ολοένα και μεγαλύτερες ανάγκες για ευελιξία, χωρητικότητα, χαμηλότερη καθυστέρηση και υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης. Πολλές ερευνητικές δραστηριότητες και οργανισμοί προτυποποίησης προσπαθούν να θέσουν τις αρχές των νέων δικτύων, οι οποίες είναι προσανατολισμένες σε αύξηση του εύρους ζώνης, μετατόπιση των , μετατόπιση των συχνοτήτων λειτουργίας σε υψηλότερες μπάντες (30 – 300 GHz, millimeter-wave bands), μελέτη τεχνικών Massive MIMO, πύκνωση των κελιών του κυψελωτού συστήματος επικοινωνιών σε μερικά δεκάδες μέτρα (femtocells).



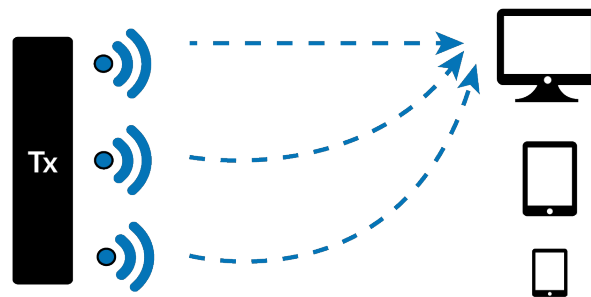
Σχήμα 1.2: Στοιχεία ενός 5G δικτύου

Σημαντικό ρόλο εδώ έρχεται να παίξει εδώ η εφαρμογή τεχνικών διαμόρφωσης του λοβού ακτινοβολίας (beamforming). Αποτελεί τεχνική επεξεργασίας σήματος και στόχο έχει την σχηματοποίηση της δέσμης ακτινοβολίας σε επιθυμητές κατευθύνσεις, ώστε να πετυχαίνεται διαίρεση του χώρου με κέρδος λόγω αυξημένης κατευθυντικότητας, μειωμένης παρεμβολής και καλύτερη αξιοποίηση των πόρων, δεδομένου ότι γίνεται πιο συχνή επαναχρησιμοποίηση των συχνοτήτων διαθέσιμων για το κυψελωτό σύστημα.

Μέχρι στιγμής γινόταν χρήση από σταθμούς βάσης τεχνικής fixed beamforming, όπου το πιο διαδεδομένο σύστημα αυτής της τεχνικής είναι ο switched beamformer, δηλαδή υπάρχουν δέσμες, οι οποίες έχουν δημιουργηθεί εξαρχής και καταλαμβάνουν όλο το χώρο γύρω από την κεραία. Στα άκρα κάθε δέσμης σχηματίζονται μικρότεροι ανεπιθύμητοι λοβοί ακτινοβολίας. Έτσι, τα άκρα της δέσμης συμπίπτουν με τα άκρα της άλλης. Η καταλληλότερη δέσμη επιλέγεται ανάλογα με το που βρίσκεται ο δέκτης, ώστε να ικανοποιήσει τις ανάγκες του.

Στόχος και απαίτηση του 5G αποτελεί η προσαρμοζόμενη σχηματοποίηση δέσμης (adaptive beamforming). Στο σύστημα αυτό, το διάγραμμα ακτινοβολίας μεταβάλλεται σε πραγματικό χρόνο. Δηλαδή, ανάλογα πάλι με τη θέση του χρήστη επιλέγεται η κατάλληλη δέσμη, με τη διαφορά όμως, ότι δημιουργείται μόνο αυτή η δέσμη τη στιγμή, που απαιτείται. Μάλιστα, οι παρεμβολές από μικρότερους πλευρικούς λοβούς αποφεύγονται σε μεγάλο βαθμό. Για παράδειγμα, ένας σταθμός βάσης με δυνατότητα για adaptive beamforming θα μπορούσε να διαμορφώνει έτσι τους λοβούς ακτινοβολίας του ώστε να ακολουθούν συνεχώς τους εκάστοτε χρήστες για όσο χρόνο θα ήταν υπεύθυνος για την εξυπηρέτησή τους.

Beamforming



Σχήμα 1.3 : Ιδέα του beamforming

Στο 2^ο κεφάλαιο της παρούσας εργασίας θα αναφερθούμε αναλυτικά στον τρόπο που μπορεί να επιτευχθεί beamforming σε μία συστοιχία κεραιών.

1.2 Microwave Photonics

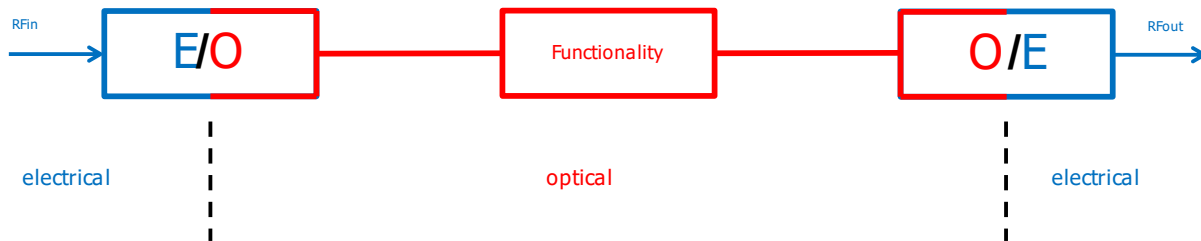
Ο τομέας του MWP αποτελεί μια γεφύρωση μεταξύ των οπτικών και των ασύρματων επικοινωνιών και στόχο έχει την εκμετάλλευση των πλεονεκτημάτων που προσφέρει η φωτονική τεχνολογία για την μετάδοση ή την επεξεργασία ηλεκτρικών – μικροκυματικών σημάτων στο οπτικό πεδίο. Μερικά πλεονεκτήματα της φωτονικής είναι :

- Μεγάλα εύρη ζώνης που μπορούν να φτάσουν εκατοντάδες GHz.
- Υψηλές ταχύτητες μετάδοσης.
- Σταθερά χαμηλή εξασθένιση σε όλο το εύρος συχνοτήτων της μικροκυματικής μπάντας.

Ειδικότερα, εάν η υλοποίηση του MWP συστήματος γίνει σε ολοκληρωμένη μορφή εκμεταλλευόμενοι τις τεχνολογίες υλικών και ολοκλήρωσης που έχουν αναπτυχθεί για φωτονικά κυκλώματα, τότε το σύστημα αναφέρεται ως Integrated Microwave Photonic Link (IMWP) και παρουσιάζονται επιπλέον πλεονεκτήματα, όπως :

- Μικρό μέγεθος (μεγέθη των chips σε λίγα cm^2).
- Χαμηλό βάρος.
- Χαμηλό κόστος και μειωμένες απώλειες (π.χ. σύγκριση απωλειών οπτικής ίνας με ομοαξονικό καλώδιο).
- Χαμηλή κατανάλωση ισχύος.
- Ανοσία σε θέματα ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας.
- Ανοσία σε παράγοντες επίδρασης του περιβάλλοντος.

Σε ένα MWP σύστημα, η ιδέα είναι η μετατροπή του ηλεκτρικού σήματος σε οπτικό, ο χειρισμός του σήματος στον οπτικό τομέα και έπειτα πάλι μετατροπή του οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό με τα επιθυμητά χαρακτηριστικά, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.3.



Σχήμα 1.4 : Microwave Photonics System

Τα συστήματα που βασίζονται στην λογική των Microwave Photonics υπόσχονται να φέρουν όλα τα προαναφερθέντα πλεονεκτήματα σε διάφορα πεδία εφαρμογής, όπως η γέννηση, η μετάδοση, ο έλεγχος και η επεξεργασία ηλεκτρικών σημάτων.

1.3 Σκοπός της εργασίας

Οι προηγούμενες ενότητες κάνουν εμφανή την ανάγκη για προσαρμοζόμενη σχηματοποίηση δέσμης ώστε να εφαρμοστούν τεχνικές διαμόρφωσης του χώρου με στόχο την εξέλιξη των δικτύων 5G. Επιπλέον, ο τομέας του Microwave Photonics φάνηκε πως μπορεί να εξυπηρετήσει με επιτυχία ανάγκες για επεξεργασία ηλεκτρικών σημάτων στον οπτικό τομέα.

Η παρούσα διπλωματική εργασία έχει στόχο την σχεδίαση ενός MWP συστήματος που στόχο έχει την διαμόρφωση των λοβών ακτινοβολίας της μικροκυματικής δέσμης μια συστοιχίες κεραιών με οπτικό τρόπο (Optical Beamforming). Στην συνέχεια, μέσω προσομοίωσης σε περιβάλλον MATLAB, θα μελετηθεί διεξοδικά η επίδοση του συστήματος με όρους Bit Error Rate (BER) και θα αξιολογηθεί η επίδραση περιοριστικών παραμέτρων του συστήματος.

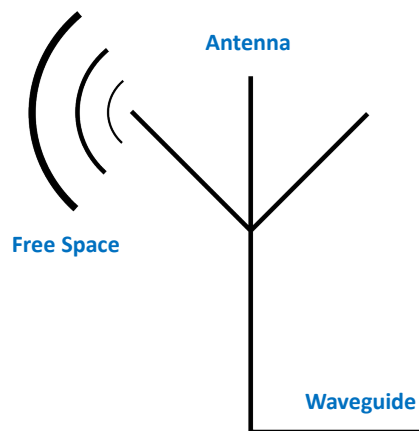
2.

Θεωρία Κεραιών και Σχηματοποίησης Δέσμης

Στο παρόν κεφάλαιο γίνεται περιγραφή της θεωρίας κεραιών. Παρουσιάζονται οι εισαγωγικές έννοιες για τις κεραιές, τα χαρακτηριστικά τους, και κατ' επέκταση τις συστοιχίες κεραιών. Αρχικά εισάγονται ο ορισμός και μία βασική παράμετρος, που αφορά μία κεραιά: το διάγραμμα ακτινοβολίας. Ακολουθεί η έννοια και τα χαρακτηριστικά του διπόλου, που αποτελεί την απλούστερη κατηγορία κεραιών. Επιπλέον, μας απασχολούν κυρίως οι συστοιχίες κεραιών, που θα μας οδηγήσουν στην αρχή πολλαπλασιασμού του διαγράμματος ακτινοβολίας του διπόλου με τον παράγοντα στοιχειοκεραίας, ο οποίος οδηγεί στην θεωρία για σχηματοποίηση της δέσμης.

2.1 Κεραιές

Η κεραιά είναι μία μεταλλική κατασκευή, που παρεμβάλλεται ανάμεσα σε μια διάταξη κυματοδότησης και τον ελεύθερο χώρο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.1. Ακριβέστερα, η κεραιά μετατρέπει σε ηλεκτρομαγνητική ενέργεια που οδεύει σε μια γραμμή μεταφοράς ή ένα κυματοδηγό σε ηλεκτρομαγνητικό κύμα στο χώρο και αντίστροφα. Η κυματοδότηση αυτή μπορεί να συμβαίνει σε έναν κυματοδηγό ή σε μια ομοαξονική γραμμή.



Σχήμα 2.1: Κεραιά, κυματοδηγός και ακτινοβολήση

Περιοχές ακτινοβολίας κεραιών

Ο χώρος που περιβάλλει έναν ακτινοβολητή (μια κεραία) διακρίνεται σε 3 περιοχές :

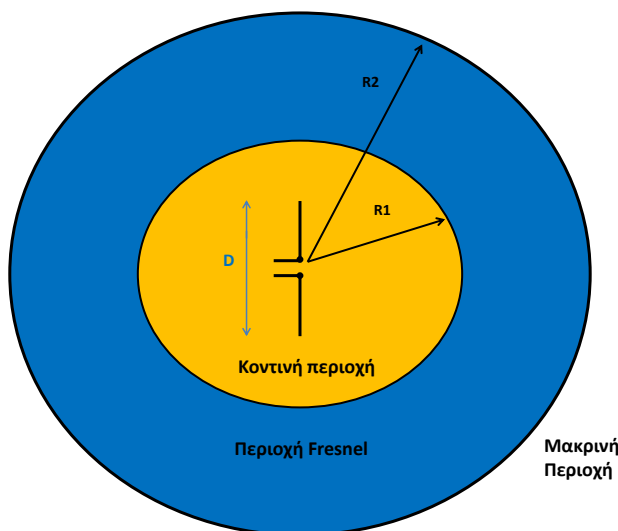
- Κοντινή περιοχή
- Περιοχή Fresnel
- Μακρινή περιοχή

Οι περιοχές αυτές χαρακτηρίζονται από διαφορετική συμπεριφορά του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου που δημιουργεί ο ακτινοβολητής και διαχωρίζονται μεταξύ τους με βάση καθιερωμένα κριτήρια.

Η κοντινή περιοχή είναι η περιοχή όπου το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο εμφανίζει άεργη συμπεριφορά, δηλαδή δεν ακτινοβολείται ηλεκτρομαγνητική ενέργεια. Η περιοχή αυτή περιορίζεται χωρικά στο εσωτερικό σφαίρας με ακτίνα :

$$R1 = 0.62 \times \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (2.1)$$

που περιβάλλει τον ακτινοβολητή (Σχήμα 2.2). Στην παραπάνω εξίσωση, D είναι η μέγιστη διάσταση του ακτινοβολητή και λ το μήκος κύματος που αντιστοιχεί στην συχνότητα λειτουργίας.



Σχήμα 2.2: Περιοχές ακτινοβολίας

Η περιοχή Fresnel είναι ενδιάμεση μεταξύ της κοντινής και της μακρινής περιοχής μιας κεραίας. Στην περιοχή αυτή, το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο εμφανίζει συμπεριφορά ακτινοβολίας αλλά οι εγκάρσιες συνιστώσες του διατηρούν και ακτινική εξάρτηση. Η περιοχή Fresnel εκτείνεται στον χώρο που περιορίζεται από τις σφαίρες $R1$ και

$$R2 = \frac{2 \times D^2}{\lambda} \quad (2.2)$$

που περιβάλλουν τον ακτινοβολητή. Στην περίπτωση ακτινοβολητών με μικρές διαστάσεις σε σχέση με το μήκος κύματος λειτουργίας, η περιοχή Fresnel δεν υπάρχει.

Η μακρινή περιοχή έχει ως χαρακτηριστικό την ανεξαρτησία της μορφής των εγκάρσιων συνιστωσών του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου από την ακτινική συνιστώση. Η περιοχή αυτή συνήθως εκτείνεται σε αποστάσεις από τον ακτινοβολητή μεγαλύτερες από $R2$. Στην παρούσα εργασία, όποτε αναφερόμαστε σε διαγράμματα ακτινοβολίας ή σχηματοποίηση δέσμης, θα λαμβάνεται υπ'όψιν πάντα μόνο η μακρινή περιοχή.

Διάνυσμα Poynting

Η ισχύς που μεταφέρεται κατά τη διάδοση ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος συνδέεται με το ηλεκτρικό και το μαγνητικό πεδίο που δημιουργείται στο μέσο διάδοσης μέσω του διανύσματος Poynting:

$$\vec{p}(\vec{r}, t) = \vec{e}(\vec{r}, t) \times \vec{h}(\vec{r}, t) \quad (2.3)$$

όπου $\vec{e}(\vec{r}, t)$ και $\vec{h}(\vec{r}, t)$ οι στιγμιαίες τιμές της έντασης του ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου, αντίστοιχα. Το διάνυσμα Poynting εκφράζει σε W/m^2 τη στιγμιαία ροή ηλεκτρομαγνητικής ισχύος ανά μονάδα επιφάνειας. Εισάγοντας τους φασιθέτες των αντίστοιχων μεγεθών, η μέσης ισχύς που ακτινοβολείται από μια κεραία, η οποία είναι και το μέγεθος που τελικά ενδιαφέρει, είναι ίσης προς :

$$\vec{P}_{av}(\vec{r}, t) = \frac{1}{2} \text{Re}\{\vec{E}(\vec{r}, t) \times \vec{H}(\vec{r}, t)^*\} \quad (2.4)$$

Ένταση Ακτινοβολίας

Η ένταση ακτινοβολίας είναι μέγεθος που χαρακτηρίζει τη μακρινή περιοχή μιας κεραίας και εκφράζει την ισχύ που ακτινοβολείται ανά μονάδα στερεάς γωνίας μέσω της σχέσης:

$$U(\theta, \varphi) = r^2 \times |\vec{P}_{av}(\vec{r})| \quad (2.5)$$

Η συνολική ισχύς που ακτινοβολεί μια κεραία προκύπτει και μέσω της έντασης ακτινοβολίας με ολοκλήρωση της σε ολόκληρη τη στερεά γωνία Ω που περιβάλλει την κεραία, δηλαδή:

$$W_{rad} = \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^\pi d\theta [U(\theta, \varphi) \sin\theta] \quad (2.6)$$

2.2 Χαρακτηριστικά κεραιών

Διάγραμμα Ακτινοβολίας

Διάγραμμα ακτινοβολίας είναι η γραφική παράσταση του τρόπου ακτινοβολίας μιας κεραίας καθώς μεταβάλλεται στο σημείο παρατήρησης του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου. Στις περισσότερες περιπτώσεις πρακτικού ενδιαφέροντος, το διάγραμμα ακτινοβολίας προσδιορίζεται συναρτήσει των

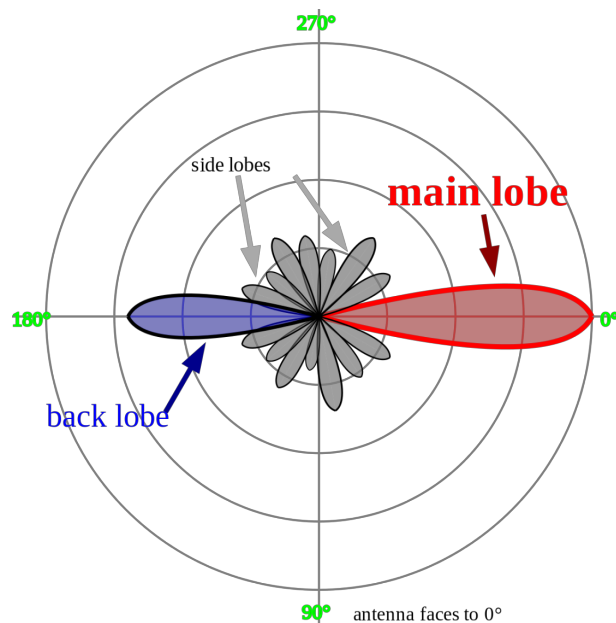
συντεταγμένων διεύθυνσης θ και φ ενός κατάλληλα επιλεγμένου συστήματος σφαιρικών συντεταγμένων με κέντρο, συνήθως, το γεωμετρικό κέντρο της κεραίας.

Τα μεγέθη των οποίων δίδεται το διάγραμμα ακτινοβολίας είναι η ένταση ακτινοβολίας $U(\theta, \varphi)$ και η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου και του μαγνητικού. Το διάγραμμα της έντασης ακτινοβολίας ονομάζεται διάγραμμα ισχύος, ενώ το διάγραμμα της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου ονομάζεται διάγραμμα πεδίου.

Στις περισσότερες περιπτώσεις που ενδιαφέρουν στην πράξη, είναι αρκετή για την περιγραφή του τρόπου ακτινοβολίας μιας κεραίας η σχεδίαση διαγραμμάτων καθώς μεταβάλλεται η γωνία θ για συγκεκριμένες τιμές της γωνίας φ και διαγραμμάτων συναρτήσεως της γωνίας φ για συγκεκριμένες γωνίες της γωνίας θ .

Λοβοί ακτινοβολίας

Λοβός ακτινοβολίας ονομάζεται το τμήμα του διαγράμματος ακτινοβολίας που οριοθετείται από περιοχές πολύ ασθενούς, συνήθως μηδενικής, έντασης ακτινοβολίας. Κύριος λοβός (main lobe) ονομάζεται αυτός που περιέχει τη διεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας. Σε αρκετές περιπτώσεις σύνθετων ακτινοβολητών όπως οι στοιχειοκεραίες, υπάρχουν περισσότεροι του ενός κύριοι λοβοί οι οποίοι, πάντως, είναι ανεπιθύμητοι και πρέπει να αποφεύγονται με κατάλληλη σχεδίαση. Δευτερεύων λοβός είναι κάθε λοβός ακτινοβολίας που δεν είναι κύριος. Ως πλευρικοί λοβοί (side lobes) χαρακτηρίζονται οι λοβοί που δεν περιέχουν τη διεύθυνση ενδιαφέροντος της κεραίας, ενώ ο όρος οπίσθιος λοβός (back lobe) που περιλαμβάνει τη διεύθυνση που είναι αντίθετη αυτής του κύριου λοβού. Οι παραπάνω ορισμοί φαίνονται καλύτερα στο Σχήμα 2.3.



Σχήμα 2.3: Σχεδίαση διαγράμματος ακτινοβολίας σε δύο επίπεδα ως προς μια συντεταγμένη

Ισοτροπικός ακτινοβολητής

Ισοτροπικός ακτινοβολητής ονομάζεται η κεραία που ακτινοβολεί εξίσου προς όλες τις διευθύνσεις του χώρου. Τέτοιου είδους ακτινοβολία μπορεί να επιτύχει μόνο η σημειακή πηγή. Αν και ο ισοτροπικός ακτινοβολητής δεν είναι υπαρκτός, αποτελεί την κεραία αναφοράς προς την οποία συγκρίνοντας ως προς τις κατευθυντικές τους ιδιότητες όλες οι κεραίες που χρησιμοποιούνται στις διάφορες εφαρμογές. Λόγω της σημειακής φύσης του ισοτροπικού ακτινοβολητή, το διάνυσμα Poynting έχει ακτινική διεύθυνση και εξαρτάται μόνο από την απόσταση του σημείου παρατήρησης από την πηγή, δηλαδή:

$$\vec{P}_O(\vec{r}) = \frac{W_{rad}}{4\pi r^2} \hat{r} \quad (2.7)$$

όπου W_{rad} η ισχύς ακτινοβολίας.

Η αντίστοιχη ένταση ακτινοβολίας του ισοτροπικού ακτινοβολητή είναι σταθερή και ίση προς:

$$U_0 = \frac{W_{rad}}{4\pi} \quad (2.8)$$

Κατευθυντικό κέρδος – Κατευθυντικότητα

Ως κατευθυντικό κέρδος $Dg(\theta, \varphi)$ ορίζεται ο λόγος της έντασης ακτινοβολίας μιας κεραίας προς την ένταση ακτινοβολίας U_0 ισοτροπικού ακτινοβολητή που εκπέμπει την ίδια ισχύ ακτινοβολίας, δηλαδή:

$$Dg(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{W_{rad}} \quad (2.9)$$

Κατευθυντικότητα Dm μιας κεραίας είναι η μέγιστη τιμή του κατευθυντικού κέρδους της:

$$Dm = Dg(\theta, \varphi)_{max} = \frac{U(\theta, \varphi)_{max}}{U_0} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)_{max}}{W_{rad}} \quad (2.10)$$

Όπου $U(\theta, \varphi)_{max}$ η μέγιστη τιμή της έντασης ακτινοβολίας και W_{rad} η ισχύς ακτινοβολίας της κεραίας. Η κατευθυντικότητα εκφράζεται συνήθως σε dB.

Κέρδος ισχύος

Ένα άλλο μέτρο για τον προσδιορισμό του πόσο αποδοτικά ακτινοβολεί μια κεραία είναι το κέρδος ισχύος που ορίζεται μέσω της σχέσης:

$$Gg(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{W_{in}} \quad (2.11)$$

όπου W_{in} η ισχύς τροφοδότης της κεραίας. Η παραπάνω σχέση διαφέρει από την αντίστοιχη σχέση ορισμού του κατευθυντικού κέρδους ως προς το ότι λαμβάνεται υπόψη η ισχύς τροφοδότησης αντί της ακτινοβολουμένης ισχύος. Έτσι, εκτός των κατευθυντικών ιδιοτήτων μιας κεραίας, στο κέρδος ισχύος λαμβάνεται υπόψη και πόσο αποδοτικά τροφοδοτείται η κεραία. Στις

συνήθεις περιπτώσεις, το κέρδος ισχύος αναφέρεται στη διεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας, οπότε και ονομάζεται απλώς κέρδος της κεραίας, δηλαδή:

$$Gg(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)_{max}}{W_{in}} \quad (2.12)$$

Η ισχύς ακτινοβολίας συνδέεται με την ισχύ τροφοδότησης μέσω της σχέσης:

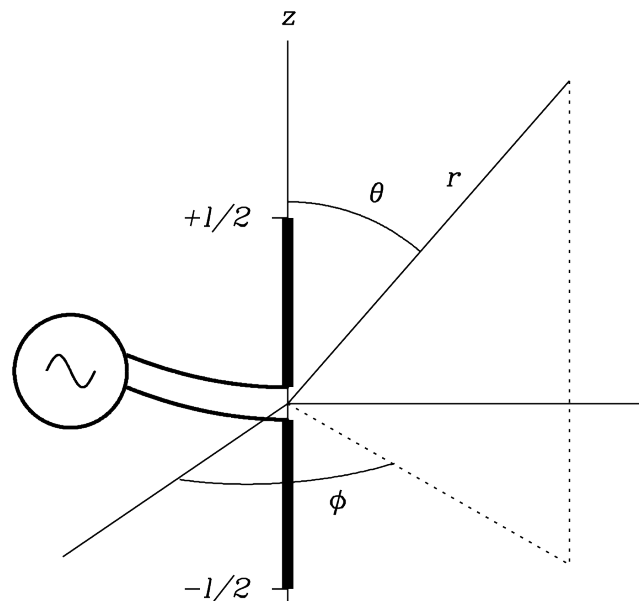
$$W_{rad} = nr \times W_{in} \quad (2.13)$$

Όπου nr ο συντελεστής απόδοσης της κεραίας, ο οποίος περιγράφει τις διάφορες απώλειες της κεραίας, χωρίς όμως να συνυπολογίζει τις διάφορες ανακλάσεις λόγω έλλειψης προσαρμογής. Έτσι προκύπτει η σχέση μεταξύ κατευθυντικού κέρδους και κέρδους ισχύος μιας κεραίας:

$$Gg(\theta, \varphi) = nr \times Dg(\theta, \varphi) \quad (2.14)$$

2.3 Το στοιχειώδες δίπολο

Σε συχνότητες κάτω από την μικροκυματική περιοχή, οι κεραίες που χρησιμοποιούνται συνήθως ανήκουν στην κατηγορία των γραμμικών κεραιών που βασίζονται στην ακτινοβολία αγωγών διαρρεόμενων από ηλεκτρικό ρεύμα. Οι βασικές ιδιότητες ακτινοβολίας των γραμμικών κεραιών μπορούν να μελετηθούν με τη βοήθεια του στοιχειώδους ακτινοβολητή που ονομάζεται δίπολο του Hertz ή βραχύ δίπολο. Το βραχύ δίπολο είναι ο ευθύγραμμος ακτινοβολητής με μήκος L κατά πολύ μικρότερο του μήκους κύματος λειτουργίας ($L \ll \lambda$) και κατανομή ρεύματος σταθερή. Στο Σχήμα 2.4 φαίνεται ένα βραχύ δίπολο τοποθετημένο στο κέντρο του συστήματος συντεταγμένων.



Σχήμα 2.4: Βραχύ δίπολο στο κέντρο του συστήματος συντεταγμένων

Η πυκνότητα ρεύματος του διπόλου είναι της μορφής:

$$\vec{J}(x, y, z) = \begin{cases} I\delta(x)\delta(y)\hat{z} & -\frac{L}{2} \leq z \leq \frac{L}{2} \\ 0 & \text{αλλοίwise} \end{cases} \quad (2.15)$$

όπου $\delta(x), \delta(y)$ χροστικές συναρτήσεις που προκύπτουν λόγω της υπόθεσης μηδενικού πάχους του διπόλου και $I = dq/dt$ σταθερή ρευματική κατανομή που διαρρέει το δίπολο. Επιλύοντας τις εξισώσεις του Maxwell για το μακρινό πεδίο, προκύπτουν οι εκφράσεις για το ηλεκτρικό και το μαγνητικό πεδίο και χρησιμοποιώντας το διάνυσμα Poynting υπολογίζεται ότι:

$$\vec{P}_{av}(\vec{r}) = Pr(r, \theta)\hat{r} = \frac{nk^2I^2L^2}{32\pi^2r^2}(\sin(\theta))^2\hat{r} \quad (2.16)$$

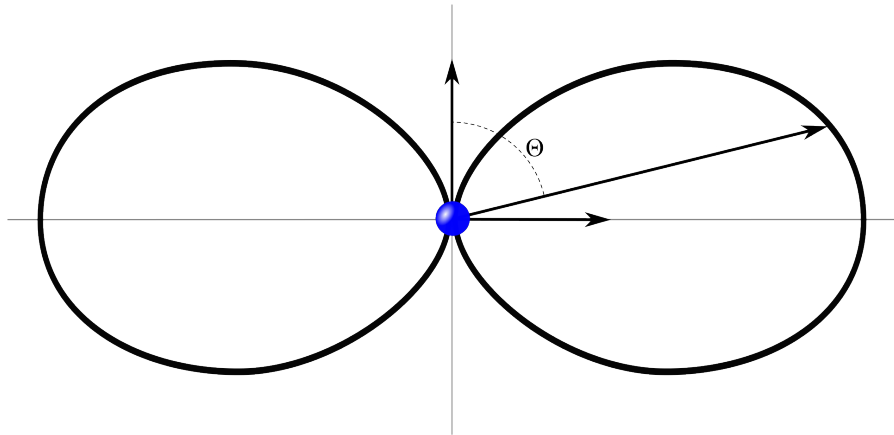
όπου το n είναι η κυματική αντίσταση του μέσου διάδοσης (συνήθως $n = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 120\pi \Omega$), k ο κυματάρημος $2\pi/\lambda$.

Χαρακτηριστικά ακτινοβολίας διπόλου Hertz

Η ένταση ακτινοβολίας του βραχέος διπόλου, σύμφωνα με την (2.5), είναι της μορφής:

$$U(\theta) = r^2 \times Pr(r, \theta) = \frac{nk^2I^2L^2}{32\pi^2r^2}(\sin(\theta))^2 \quad (2.17)$$

Αφού το διάγραμμα της έντασης ακτινοβολίας εξαρτάται μόνο από την γωνία θ , το βραχύ δίπολο εκπέμπει ομοιοκατευθυντικά ως προς την γωνία φ . Στο Σχήμα 3.5 φαίνεται το πολικό διάγραμμα της έντασης ακτινοβολίας ως προς την γωνία θ . Το μέγιστο της ακτινοβολίας παρατηρείται για $\theta = 90^\circ$, ενώ στις γωνίες 0° και 180° παρατηρείται μηδενική ένταση ακτινοβολίας.



Σχήμα 3.5: Πολικό διάγραμμα της έντασης ακτινοβολίας βραχέος διπόλου.

Η συνολική ισχύς που ακτινοβολεί το βραχύ δίπολο προκύπτει με άμεση εφαρμογή της εξίσωσης (2.6) ως εξής :

$$W_{rad} = \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^\pi d\theta \left[\frac{nk^2I^2L^2}{32\pi^2} (\sin(\theta))^2 \sin\theta \right] = 40\pi^2 I^2 \frac{L^2}{\lambda^2} \quad (2.18)$$

Η συνάρτηση κατευθυντικού κέρδους προκύπτει με εφαρμογή της σχέσης ορισμού (2.9) και χρήση των παραπάνω αποτελεσμάτων:

$$Dg(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{W_{rad}} = \frac{3}{2} (\sin(\theta))^2 \quad (2.19)$$

Η κατευθυντικότητα του βραχέος διπόλου προκύπτει ως η τιμή του κατευθυντικού κέρδους στην κατεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας $\theta = 90^\circ$. Συνεπώς:

$$Dm = \frac{3}{2} = 1.5 \approx 1.76 \text{ dB} \quad (2.20)$$

2.4 Στοιχειοκεραίες

Σε πολλές εφαρμογές είναι επιθυμητή η μεγάλη κατευθυντικότητα ή μεγάλο εύρος δέσμης που δεν είναι δυνατό να επιτευχθεί με χρήση απλών κεραιών. Οι απαιτήσεις αυτές αντιμετωπίζονται με το σχηματισμό στοιχειοκεραιών. Οι στοιχειοκεραίες είναι διατάξεις που αποτελούνται από πολλούς όμοιους ακτινοβολητές που έχουν τον ίδιο προσανατολισμό και ακτινοβολούν ή λαμβάνουν ταυτόχρονα. Με τη χρήση των στοιχειοκεραιών επιτυγχάνονται βελτιωμένες ιδιότητες σε σχέση με τις αντίστοιχες ενός απλού στοιχείου της.

Το πεδίο μιας στοιχειοκεραίας είναι το διανυσματικό άθροισμα των πεδίων των ακτινοβολητών που την αποτελούν. Αυτό βέβαια συμβαίνει με την προϋπόθεση ότι δεν υπάρχει σύζευξη μεταξύ των στοιχείων ακτινοβολίας. Συνεπώς η ρευματική κατανομή κάθε στοιχείου πρέπει να είναι η ίδια με την κατανομή που θα είχε το στοιχείο μόνο του στο χώρο, κάτι που επιτυγχάνεται με τη ρύθμιση της απόστασης μεταξύ των στοιχείων. Οι στοιχειοκεραίες βρίσκουν ευρεία εφαρμογή γιατί παρέχουν τις παρακάτω δυνατότητες :

- Βελτίωση της κατευθυντικότητας
- Σύνθεση επιθυμητών διαγραμμάτων ακτινοβολίας
- Στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας με ηλεκτρονικό τρόπο

Επιπρόσθετα οι στοιχειοκεραίες διακρίνονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες, τις χωρικά ομοιόμορφες και τις χωρικά ανομοιόμορφες. Στις περισσότερες πρακτικές εφαρμογές χρησιμοποιούνται χωρικά ομοιόμορφες στοιχειοκεραίες επειδή για αυτές υπάρχει πλήθος μεθόδων ανάλυσης και σύνθεσης. Από την άλλη πρέπει να αναφερθεί ότι οι χωρικά ανομοιόμορφες στοιχειοκεραίες παρέχουν στο σχεδιαστή περισσότερους βαθμούς ελευθερίας αν και είναι σαφώς δυσκολότερη η θεωρητική ανάλυση τους.

Οι παράγοντες που επηρεάζουν τη μορφή του διαγράμματος ακτινοβολίας μιας στοιχειοκεραίας είναι οι εξής:

- Η γεωμετρία της στοιχειοκεραίας (γραμμική, κυκλική, επίπεδη κλπ).
- Η σχετική απόσταση μεταξύ των στοιχείων.
- Το πλάτος της ρευματικής διέγερσης για κάθε στοιχείο.
- Η φάση της ρευματικής διέγερσης για κάθε στοιχείο.

- Η συχνότητα λειτουργίας.
- Το πλήθος των στοιχείων της κεραίας.

Στοιχειοκεραίες πολλών στοιχείων

Υπό τον όρο στοιχειοκεραία εννοείται μια διάταξη όμοιων ακτινοβολητών που έχουν τον ίδιο προσανατολισμό και ακτινοβολούν ή λαμβάνουν ταυτόχρονα. Τα ρεύματα των στοιχείων ακτινοβολίας μιας στοιχειοκεραίας είναι δυνατό να διαφέρουν κατά το μέτρο και τη φάση.

Αν I_0 είναι ο φασιθέτης του ρεύματος διέγερσης του στοιχείου της στοιχειοκεραίας που θεωρείται ως στοιχείο αναφοράς, το ρεύμα διέγερσης κάποιου στοιχείου μπορεί να εκφρασθεί υπό τη μορφή:

$$I_m = c_m \times I_0 \quad m = 0, 1, 2, \dots, M - 1 \quad (2.21)$$

Όπου M το πλήθος των στοιχείων της στοιχειοκεραίας. Ο μιγαδικός αριθμός c_m που αποτελεί τον κατάλληλο συντελεστή αναλογίας ονομάζεται ρευματικός συντελεστής του στοιχείου m .

Λαμβάνοντας υπόψη τις παραδοχές για τη μακρινή περιοχή των ακτινοβολητών, η ένταση ακτινοβολίας μια στοιχειοκεραίας $U(\theta, \varphi)$ γράφεται:

$$U(\theta, \varphi) = U_o(\theta, \varphi) \times |S(\theta, \varphi)|^2 \quad (2.22)$$

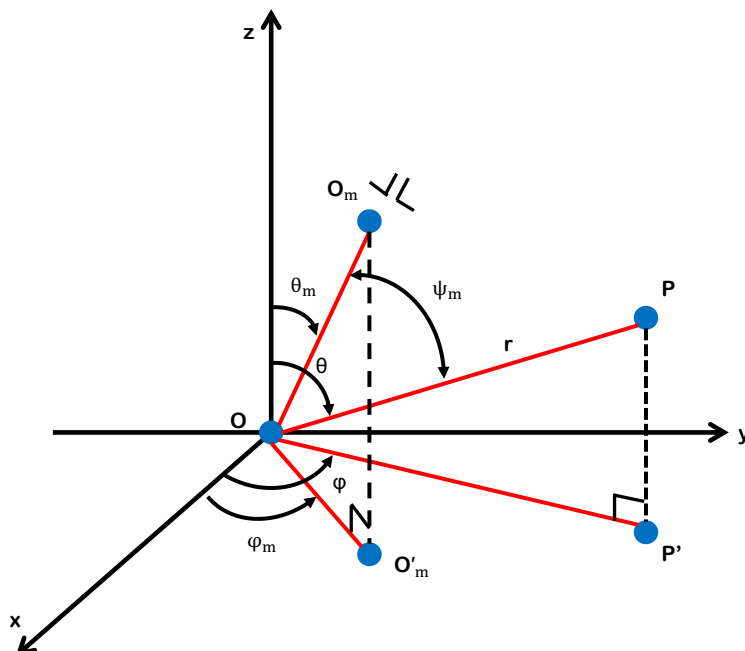
όπου $U(\theta, \varphi)$ η ένταση ακτινοβολίας της κεραίας, $U_o(\theta, \varphi)$ η ένταση ακτινοβολίας του κάθε όμοιου ακτινοβολητή και $S(\theta, \varphi)$ συνάρτηση που εκφράζει την επίδραση της στοιχειοκεραίας και ονομάζεται παράγοντας διάταξης της στοιχειοκεραίας.

Με τη βοήθεια του Σχήματος 3.6, ο παράγοντας διάταξης προσδιορίζεται συναρτήσει των συντεταγμένων θέσης και των ρευματικών διεγέρσεων των στοιχείων ακτινοβολίας. Συγκεκριμένα ισχύει:

$$S(\theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{M-1} c_m \exp(jkr_m \cos \psi_m) \quad (2.23)$$

όπου

$$\cos \psi_m = \cos \theta_m \cos \theta + \sin \theta_m \sin \theta \cos (\varphi - \varphi_m) \quad (2.24)$$



Σχήμα 3.6: Γεωμετρία στοιχειοκεραίας

Από την σχέση (2.23) φαίνεται ότι ο παράγοντας διάταξης, και επομένως, η ένταση της ακτινοβολίας μιας στοιχειοκεραίας εξαρτώνται από την συχνότητα λειτουργίας καθώς και από τη γεωμετρική διάταξη, το πλήθος και τη σχετική διέγερση των στοιχείων. Ο παράγοντας διάταξης μιας στοιχειοκεραίας δεν εξαρτάται από το είδος των ακτινοβολητών που την αποτελούν και συνήθως προσδιορίζεται αντικαθιστώντας για ευκολία τα στοιχεία ακτινοβολίας με ισοτροπικούς ακτινοβολητές τοποθετημένους στα κέντρα διέγερσης τους.

Πρέπει να σημειωθεί επίσης ότι το μέτρο του παράγοντα διάταξης που αφορά τη μακρινή περιοχή, είναι ανεξάρτητο από την εκλογή του κέντρου των συντεταγμένων. Σε στοιχειοκεραίες με ορισμένο πλήθος στοιχείων, συγκεκριμένη γεωμετρική διάταξη και διέγερση, ο παράγοντας διάταξης έχει μοναδικό μέτρο το οποίο αποτελεί συνάρτηση της συχνότητας ανεξάρτητα από την επιλογή του κέντρου συντεταγμένων, η επιλογή του οποίου γίνεται με στόχο την ευκολία προσδιορισμού του και είναι συνήθως το γεωμετρικό κέντρο της κεραίας.

Το κατευθυντικό κέρδος της κεραίας δίνεται από τη σχέση:

$$D_g(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U_o(\theta, \varphi) |S(\theta, \varphi)|^2}{\iint U_o(\theta, \varphi) |S(\theta, \varphi)|^2 d\Omega} \quad (2.25)$$

Προκειμένου περί στοιχειοκεραίων ορίζεται το γεωμετρικό κατευθυντικό κέρδος:

$$D_s(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{|S(\theta, \varphi)|^2}{\iint |S(\theta, \varphi)|^2 d\Omega} \quad (2.26)$$

Η συνάρτηση $D_s(\theta, \varphi)$ εξαρτάται μόνο από τη διάταξη και τη σχετική διέγερση των στοιχείων και εκφράζει το πόσο επηρεάζει την κατευθυντικότητα ο παράγοντας διάταξης. Θα δούμε αργότερα στην παρούσα εργασία πως η συνάρτηση $D_s(\theta, \varphi)$ θα επηρεάσει την μελέτη της διάταξης μας.

Χωρικά ομοιόμορφες γραμμικές στοιχειοκεραίες

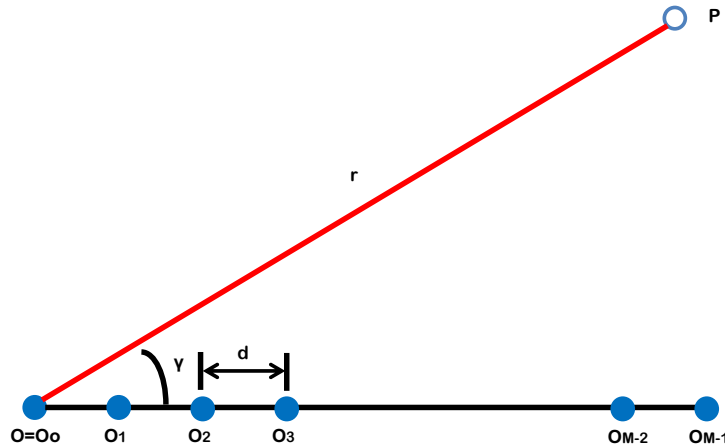
Οι χωρικά ομοιόμορφες γραμμικές στοιχειοκεραίες αποτελούν μια κατηγορία στοιχειοκεραίων με ιδιαίτερο πρακτικό ενδιαφέρον και είναι ο τύπος στοιχειοκεραίας με βάση τον οποίο θα γίνει η ανάλυση της οπτικής διάταξης της παρούσας εργασίας. Τα σημεία αναφοράς των στοιχείων ακτινοβολίας βρίσκονται επί της ευθείας που ονομάζεται άξονας της στοιχειοκεραίας. Η εύρεση του παράγοντα διάταξης γίνεται με βάση το Σχήμα 3.7 θεωρώντας ως κέντρο της στοιχειοκεραίας το κέντρο O_0 του στοιχείου τάξης $m=0$. Το σημείο παρατήρησης P χαρακτηρίζεται από τις συντεταγμένες (r, θ, φ) σε σφαιρικό σύστημα συντεταγμένων με κέντρο το κέντρο της στοιχειοκεραίας O . Αν γ η γωνία που σχηματίζουν στον χώρο η OP με τον άξονα της στοιχειοκεραίας, ισχύουν οι σχέσεις:

$$r_m = md \quad (2.27)$$

και

$$\psi_m = \gamma \quad (2.28)$$

όπου $m = 0, 1, 2, \dots, M-1$, και d η απόσταση δύο διαδοχικών στοιχείων που ονομάζεται βήμα της γραμμικής στοιχειοκεραίας.



Σχήμα 3.7: Γεωμετρία χωρικά ομοιόμορφης γραμμικής στοιχειοκεραίας.

Επομένως, η γενική σχέση υπολογισμού του παράγοντα διάταξης στην περίπτωση γραμμικής στοιχειοκεραίας γράφεται:

$$S(\gamma) = c_0 + c_1 \exp(jkdc\cos\gamma) + \dots + c_{M-1} \exp[j(M-1)kdc\cos\gamma] \quad (2.29)$$

όπου c_i , $i = 0, 1, 2, \dots, M-1$, οι ρευματικοί συντελεστές των στοιχείων της στοιχειοκεραίας.

Η εξάρτηση του παράγοντα διάταξης από τις συντεταγμένες διεύθυνσης θ και φ του σημείου παρατήρησης υποχρύπτεται στην εξάρτηση του από τη γωνία κλίσης γ . Συνήθως, ο άξονας της στοιχειοκεραίας ταυτίζεται με κάποιον από τους άξονες x ή y . Όταν για παράδειγμα ο άξονας της στοιχειοκεραίας είναι ο άξονας x , εύκολα προκύπτει ότι:

$$\cos\gamma = \sin\theta \times \cos\varphi \quad (2.30)$$

Σε πολλές περιπτώσεις, η διαφορά φάσης μεταξύ των ρευμάτων τροφοδότησης δύο διαδοχικών στοιχείων ακτινοβολίας είναι σταθερή. Τότε:

$$c_m = a_m \exp(jm\delta) \quad (2.31)$$

όπου a_m θετικοί πραγματικοί αριθμοί.

Σε κάθε περίπτωση, η γενικότητα της (2.31) δεν επηρεάζεται, αφού οι αυθαίρετες διαφορές φάσης μπορούν να περιγραφούν μέσω της σχέσης αυτής, θεωρώντας κατάλληλα προσδιορισμένες μιγαδικές τιμές για τους συντελεστές a_m . Λαμβάνοντας υπόψη την (2.31), η (2.29) γράφεται ως:

$$S(\gamma) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \exp(jm(kd\cos\gamma + \delta)) \quad (2.32)$$

Η ανάλυση διευκολύνεται πολύ ορίζοντας τη βοηθητική μεταβλητή ψ μέσω της σχέσης:

$$\psi = kd\cos\gamma + \delta \quad (2.33)$$

Σε μια γραμμική στοιχειοκεραία η βοηθητική μεταβλητή ψ ενσωματώνει τη διεύθυνση παρατήρησης, το ηλεκτρικό βήμα και τη διαφορά φάσης κατά την τροφοδότηση των στοιχείων της.

Τελικά η (2.32) καταλήγει στην μορφή:

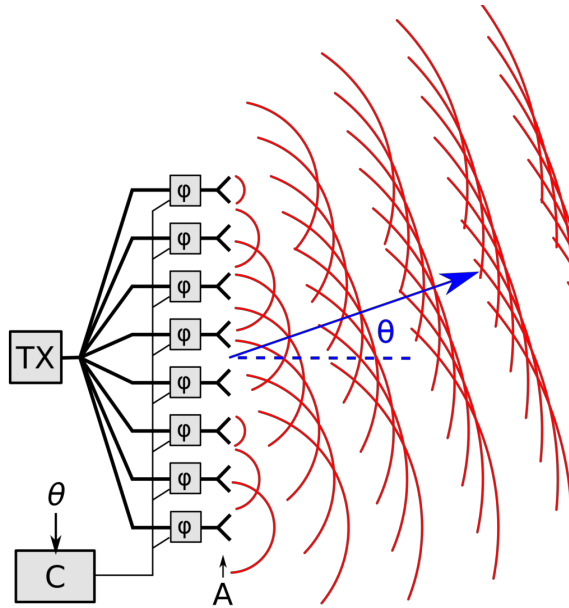
$$S(\psi) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \exp(jm\psi) \quad (2.34)$$

Οι γραμμικές στοιχειοκεραίες με ομοιόμορφη διέγερση αποτελούνται από στοιχεία που τροφοδοτούνται με ρεύματα του ίδιου μέτρου που έχουν προοδευτική διαφορά φάσης και καλούνται ομοιόμορφες. Στην γενική τους περίπτωση, οι συντελεστές a_m είναι ίσοι με θετική πραγματική σταθερά A . Άρα:

$$S(\psi) = A \sum_{m=0}^{M-1} \exp(jm\psi) \quad (2.35)$$

Στοιχειοκεραίες με ηλεκτρονικά στρεφόμενο διάγραμμα

Από την παραπάνω ανάλυση φαίνεται πως με κατάλληλη ρύθμιση των παραμέτρων kd και δ μπορούμε να κατευθύνουμε την μέγιστη ακτινοβολία μιας γραμμικής στοιχειοκεραίας προς οποιαδήποτε διεύθυνση του χώρου ως προς τον άξονά της. Με άλλα λόγια, μπορούμε να σχηματοποιήσουμε την δέσμη ακτινοβολίας μιας γραμμικής στοιχειοκεραίας είτε αλλάζοντας την χωρική απόσταση d των στοιχείων που την αποτελούν (μηχανικός τρόπος) είτε αλλάζοντας την προοδευτική διαφορά φάσης της ηλεκτρικής διέγερσης τους (ηλεκτρονικός τρόπος), όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.8.



Σχήμα 3.8: Ηλεκτρονικά στρεφόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας

Για να προσανατολίσουμε την διεύθυνση του κύριου λοβού προς κάποια συγκεκριμένη γωνία γ_0 πρέπει η τιμή της μεταβλητής ψ μέσα από την σχέση $\psi = kdcos\gamma + \delta$ να γίνει μηδέν. Συνεπώς θα πρέπει να ισχύει:

$$kdcos\gamma_0 + \delta = 0 \Rightarrow \delta = -k'dcos\gamma_0 \quad (2.36)$$

Η σχέση αυτή αποτελεί βασική συνθήκη για την ηλεκτρονική στροφή του διαγράμματος της στοιχειοκεραίας και της σχηματοποίησης δέσμης. Σύμφωνα με την παραπάνω εξίσωση, ο παράγοντας διάταξης διαμορφώνεται ως εξής:

$$S(\gamma) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \exp(jm(kdcos\gamma - k'dcos\gamma_0)) \quad (2.37)$$

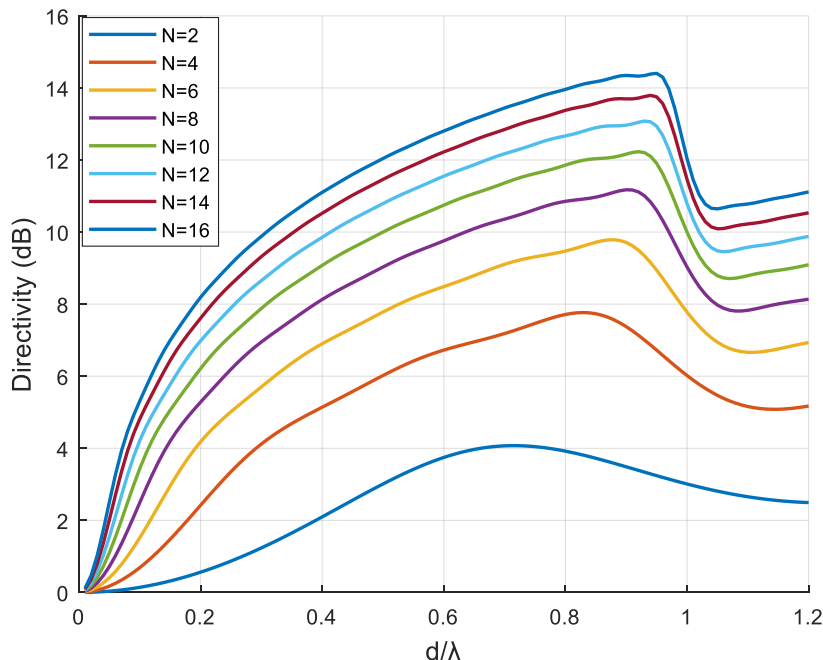
Κατευθυντικότητα γραμμικών στοιχειοκεραιών με ομοιόμορφη διέγερση

Όπως είδαμε, η κατευθυντικότητα των κεραιών δίνεται από την σχέση (2.26), και συγκεκριμένα για την περίπτωση των γραμμικών στοιχειοκεραιών παίρνει την κλειστή μορφή:

$$D = \frac{N^2}{N + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) \text{sinc}(nkd) \cos(nkdsin(\theta))} \quad (2.38)$$

όπου N ο αριθμός από AEs και θ η γωνία στόχευσης της δέσμης.

Για απόσταση d μεταξύ των AEs ίση με $\lambda/2$ φαίνεται πως η κατευθυντικότητα $D = N$. Δηλαδή, για διπλάσιο αριθμό κεραιών, διπλασιάζεται και η τιμή της κατευθυντικότητας, δηλαδή αυξάνεται κατά 3 dB. Αυτό μπορεί να φανεί και στο Σχήμα 3.8, όπου για την περίπτωση όπου $d/\lambda = 0.5$, για αριθμό στοιχειοκεραιών $N = 8$ έχουμε $D = 9$ dB, ενώ για $N = 16$ έχουμε $D = 12$ dB.



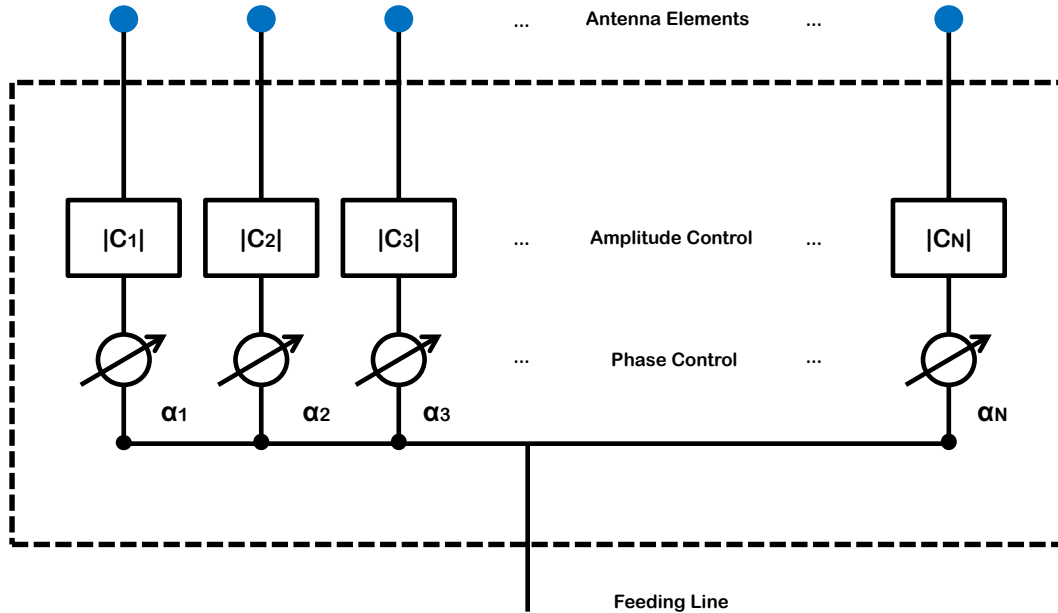
Σχήμα 3.8: Κατευθυντικότητα γραμμικής στοιχειοκεραίας με ομοιόμορφη διέγερση σε σχέση με τον λόγο d/λ για διαφορετικό αριθμό από AEs N στην περίπτωση μετωπικής ακτινοβολίας.

2.5 Στροφή φάσης για σχηματοποίηση δέσμης

Είδαμε πως η τροφοδότηση των ακτινοβολητών της γραμμικής στοιχειοκεραίας με κατάλληλη προοδευτική φάση μπορεί να πετύχει την επιθυμητή κατεύθυνση του κεντρικού λοβού ακτινοβολίας.

Στην πράξη, αυτές οι επιθυμητές φάσεις σε κάθε ακτινοβολητή μπορούν να επιτευχθούν χρησιμοποιώντας ρυθμιζόμενα στοιχεία που αποκαλούνται στροφείς φάσης (phase shifters). Αυτά συνδέονται ανάμεσα στην πόρτα του σήματος, που μπορεί να είναι η θύρα εξόδου του πομπού ή η

θύρα εισόδου του δέκτη, και σε κάθε στοιχείο της κεραίας (Antenna Element, AE), όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.9. Οι συσκευές αυτές είναι ικανές να παράγουν ρυθμιζόμενες στροφές φάσης στο σήμα εξόδου σε σχέση με το σήμα εισόδου.



Σχήμα 3.9: Σχηματική απεικόνιση δικτύου τροφοδότησης κεραίας (beamformer).

Το δίκτυο που διαμορφώνεται από τους στροφείς φάσης και του ελεγκτές πλάτους ονομάζεται δίκτυο σχηματοποίησης δέσμης ή σχηματοποιητής δέσμης (beamforming network ή beamformer).

Υπάρχουν δύο ειδών στροφείς φάσης που χρησιμοποιούνται συνήθως :

- Σταθεροί ολισθητές φάσης ή αλλιώς, πραγματικοί ολισθητές φάσης (Constant-phase phase shifter or true-phase). Αυτά τα στοιχεία παράγουν φάση η οποία είναι σταθερή με την συχνότητα. Αυτή η ολίσθηση φάσης είναι μεταξύ των 0 και 2π rad.
- Σταθερής καθυστέρησης ολισθητές φάσης ή πραγματικής καθυστέρησης (Constant-delay phase shifter or true-time-delay, TTD) : Αυτά τα στοιχεία παράγουν φάση η οποία είναι γραμμική με την συχνότητα. Αυτή η ολίσθηση φάσης για την κεντρική συχνότητα λειτουργίας μπορεί να ξεπερνάει τα 2π rad.

Παρακάτω γίνεται ανάλυση για να κατανοηθεί καλύτερα η διαφορά των δύο τεχνικών.

Στην μέχρι τώρα μελέτη για τον παράγοντα διάταξης των στοιχειοκεραίων, έχουμε θεωρήσει σταθερά διάδοσης k_0 η οποία αντιστοιχεί σε ένα συγκεκριμένο μήκος κύματος λ_0 και σε συχνότητα $f_0 = \frac{c_0}{\lambda_0}$, όπου c_0 η ταχύτητα του φωτός στο μέσο διάδοσης, σύμφωνα με την σχέση:

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi f_0}{c_0} \quad (2.39)$$

Ας υποθέσουμε γραμμική στοιχειοκεραία με $N+1$ στοιχεία, με ίση απόσταση d μεταξύ τους και με ομοιόμορφη διέγερση πλάτους. Ο παράγοντας διάταξης αυτής της κεραίας, εισάγοντας την εξάρτηση του από την συχνότητα, θα λάβει την μορφή:

$$S(\psi, f) = \sum_{n=0}^N C_n \exp(ja_n) \exp\left(jn \frac{2\pi f}{c_0} d \cos\psi\right) \quad (2.40)$$

Εάν θελήσουμε να στρέψουμε τον κύριο λοβό της κεραίας σε γωνία ψ_0 σε σχέση με τον άξονά της, τότε η προοδευτική φάση που θα πρέπει να εισάγουν τα στοιχεία στροφής φάσης του δικτύου σχηματοποίησης δέσμης είναι:

$$a_n = -nk_0 d \cos\psi_0 \quad (2.41)$$

Η τελευταία εξίσωση λαμβάνει διαφορετική μορφή για το κάθε είδους ολισθητή φάσης.

Ολισθητής φάσης

Όταν χρησιμοποιείται ένας ολισθητής φάσης, η διέγερση στην φάση του n -οστού στοιχείου της στοιχειοκεραίας γίνεται:

$$a_n = -n \frac{2\pi f_0}{\lambda_0} d \cos\psi_0 \quad (2.42)$$

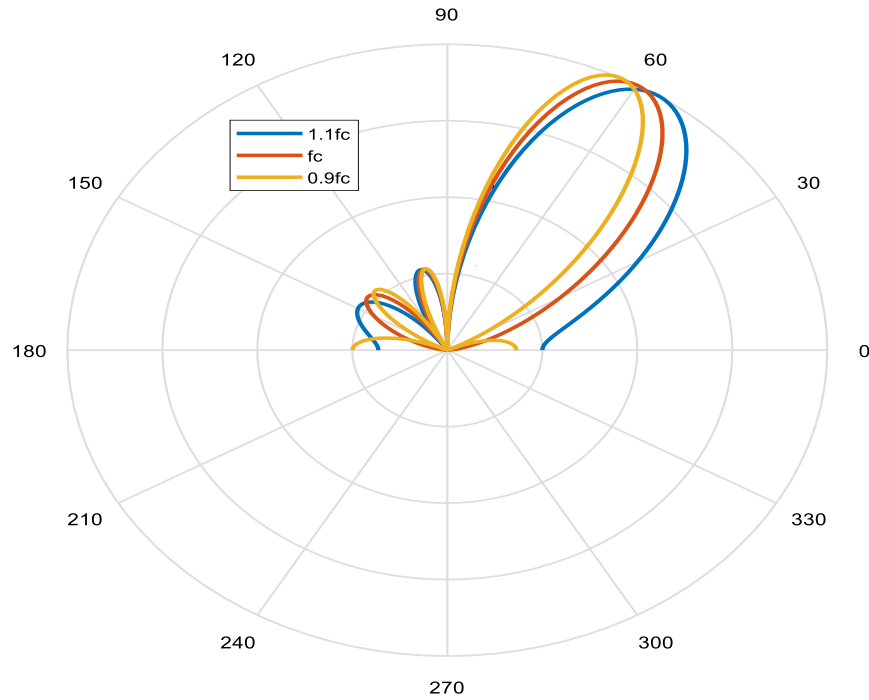
Η εξίσωση αναπαριστά μια ολίσθηση φάσης η οποία είναι σταθερή με την συχνότητα, αφού δεν υπάρχει εξάρτηση από το f . Αντικαθιστώντας έτσι στην εξίσωση (2.40) λαμβάνουμε:

$$S(\psi, f) = \sum_{n=0}^N C_n \exp\left(jn \frac{2\pi f}{c_0} d \left(\cos\psi - \frac{f_0}{f} \cos\psi_0\right)\right) \quad (2.43)$$

Η διεύθυνση ακτινοβολίας θα είναι εκείνη για την οποία ο όρος μέσα στο εκθετικό παίρνει μηδενική τιμή, δηλαδή όταν:

$$\cos\psi = \frac{f_0}{f} \cos\psi_0 \Rightarrow \psi = \arccos\left[\frac{f_0}{f} \cos\psi_0\right] \quad (2.44)$$

το οποίο δείχνει πως η γωνία στροφής της δέσμης αλλάζει με την συχνότητα. Για $f = f_0$, το μέγιστο της ακτινοβολίας στοχεύει στην επιθυμητή κατεύθυνση ψ_0 , αλλά μεταβαλλόμενη συχνότητα f υπόκειται σε απόκλιση. Η απόκλιση αυτή είναι γνωστή ως «αλληθώρισμα συχνότητας» (“frequency squint”). Το φαινόμενο αυτό φαίνεται στο Σχήμα 3.10.



Σχήμα 3.10: Φαινόμενο αλληθωρίσματος συχνότητας (beamsquint) για γραμμική ομοιόμορφη στοιχειοκεραία 4 – στοιχείων. Η επιθυμητή κατεύθυνση είναι η $\psi_0 = 60^\circ$. Μία ποσοστιαία απόκλιση της τάξης του 1% της κεντρικής συχνότητας $f_c=28.5$ GHz προκαλεί εμφανή διαφορά στην διεύθυνση του κεντρικού λοβού.

Το φαινόμενο του beamsquinting θα μελετηθεί διεξοδικά στην παρούσα διπλωματική εργασία με σκοπό να εξεταστεί πλήρως το κατά πόσο περιορίζει το εύρος ζώνης ενός συστήματος πομποδέκτη, καθώς θα είναι παρόν στην διάταξη του optical beamformer που θα σχεδιαστεί.

Γραμμή καθυστέρησης

Τώρα θα αναλύσουμε τι συμβαίνει όταν χρησιμοποιούμε στοιχείο TTD (true-time delay) εισάγοντας πραγματική καθυστέρηση, όπως μια γραμμή καθυστέρησης. Για να παράγουμε την απαιτούμενη στροφή φάσης a_n , χρησιμοποιούμε γραμμή καθυστέρησης μήκους L , η οποία δημιουργεί στροφή φάσης:

$$a_n = -\beta L \quad (2.45)$$

όπου $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{u_p}$ είναι η σταθερά διάδοσης σε γραμμή χωρίς απώλειες που χρησιμοποιείται σαν γραμμή καθυστέρησης, λ το μήκος κύματος και u_p η ταχύτητα φάσης μέσα στην γραμμή. Πρέπει να διαλέξουμε κατάλληλο μήκος L_n για το n -οστή γραμμή καθυστέρησης για την επιθυμητή κατεύθυνση ψ_0 της δέσμης. Θέτουμε:

$$a_n = -nk_0 d \cos \psi_0 = -\beta L_n = -\frac{2\pi f}{u_p} L_n \quad (2.46)$$

όπου $u_p = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}}$ είναι η ταχύτητα φάσης της γραμμής μετάδοσης, η οποία φαίνεται να εξαρτάται από τη διηλεκτρική σταθερά του υλικού μέσα στο οποίο μεταδίδονται τα κυματοδηγούμενα κύματα. Επομένως, η γραμμή θα πρέπει να έχει μήκος που ικανοποιεί την παρακάτω σχέση:

$$-\frac{2\pi f}{u_p} L_n = -nk_0 d \cos \psi_0 = -n \frac{2\pi f}{c_0} d \cos \psi_0 \quad (2.47)$$

με την οποία, διαιρώντας με $c_0 = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$, προκύπτει το επιθυμητό μήκος :

$$L_n = n \frac{u_p(f_0)}{c_0} \cos \psi_0 = \frac{nd \cos \psi_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.48)$$

όπου f_0 αναπαριστά την κεντρική συχνότητα λειτουργίας. Για μια γραμμή μεταφοράς χωρίς φαινόμενα διασποράς, το ϵ_r είναι σταθερό σε σχέση με την συχνότητα. Αυτό σημαίνει ότι η ταχύτητα φάσης u_p είναι επίσης σταθερή με την συχνότητα, και συνεπώς, όλες οι συχνοτικές συνιστώσες που συνθέτουν το σήμα διαδίδονται με την ίδια ταχύτητα φάσης. Ακόμα, σημαίνει πως το $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{u_p}$ και, κατ'επέκταση, η στροφή φάσης βL_n είναι γραμμική με την συχνότητα.

Τελικά, η διέγερση στην φάση που προκαλεί η ν-οστή γραμμή καθυστέρησης L_n είναι:

$$\begin{aligned} \alpha_n &= -\frac{2\pi f}{u_p} \frac{nd \cos \psi_0}{\sqrt{\epsilon_r(f_0)}} = \\ &= -\frac{2\pi f}{\frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r(f)}}} \frac{nd \cos \psi_0}{\sqrt{\epsilon_r(f_0)}} \\ &= -n \frac{2\pi f}{c_0} d \cos \psi_0 \frac{\sqrt{\epsilon_r(f)}}{\sqrt{\epsilon_r(f_0)}} \end{aligned} \quad (2.49)$$

η οποία, αν θεωρήσουμε ότι στην γραμμή διάδοσης δεν παρουσιάζονται φαινόμενα διασποράς, δηλαδή $\epsilon_r(f) = \epsilon_r(f_0) = \text{const}(f)$, μπορεί να γραφτεί ως:

$$\alpha_n = -n \frac{2\pi f}{c_0} d \cos \psi_0 \quad (2.50)$$

όπου είναι ίδια με την εξίσωση (2.42), εκτός από το γεγονός ότι εδώ η μεταβλητή f αναπαριστά όλο το φασματικό περιεχόμενο του σήματος και όχι μόνο την κεντρική συχνότητα λειτουργίας f_0 . Γι' αυτό τον λόγο, εδώ παρουσιάζεται στροφή φάσης η οποία είναι γραμμική με την συχνότητα, και όχι σταθερή όπως στην εξίσωση (2.42). Αντικαθιστώντας αυτήν την στροφή φάσης στον παράγοντα διάταξης, προκύπτει ότι:

$$S(\psi, f) = \sum_{n=0}^N C_n \exp \left(jn \frac{2\pi f}{c_0} d (\cos \psi - \cos \psi_0) \right) \quad (2.51)$$

Εδώ φαίνεται πως η διεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας θα είναι η γωνία ψ_0 χωρίς να εξαρτάται από την συχνότητα.

3.

Βασικές Φωτονικές Διατάξεις για Οπτική Διαμόρφωση Δέσμης

Στο παρόν κεφάλαιο θα εξεταστεί συνοπτικά το θεωρητικό υπόβαθρο που αφορά ολοκληρώσιμες φωτονικές διατάξεις χρήσιμες για την σχεδίαση του οπτικού σχηματοποιητή δέσμης αυτής της διπλωματικής, θα αναφερθούν επιγραμματικά διάφορες τεχνικές οπτικής σχηματοποίησης δέσμης που μπορούν να βρεθούν στην βιβλιογραφία και θα περιγραφεί η κεντρική ιδέα για την επιλογή του Blass matrix ως beamformer της συγκεκριμένης υλοποίησης.

3.1 Δομικά στοιχεία ενός IMWP

Όπως είδαμε και στο πρώτο κεφάλαιο, τα οφέλη ενός integrated microwave photonic system είναι πολλά και η τεχνική αυτή βρίσκει εφαρμογή για διαφορετικούς σκοπούς, όπως η παραγωγή, η επεξεργασία ή το φιλτράρισμα ευρυζωνικών σημάτων. Για την σχηματοποίηση δέσμης, ο σκοπός είναι η επεξεργασία των σημάτων, και συγκεκριμένα η αλλαγή στην φάση του ηλεκτρικού σήματος που διεγείρει το κάθε στοιχείο της στοιχειοκεραίας μέσω αναλογικής οπτικής επεξεργασίας. Για την διαδικασία αυτή υπάρχουν πολλές τεχνικές, και συνήθως αναφέρονται με το όρο «οπτικό δίκτυο σχηματοποίησης δέσμης», (Optical Beamforming Network, OBFN). Απαραίτητες όμως για την υλοποίηση του συγκεκριμένου IMWP είναι και άλλες διατάξεις διαδεδομένες στον τομέα της φωτονικής τεχνολογίας, των οποίων η ανάλυση ακολουθεί παρακάτω.

Lasers

Το βασικότερο δομικό στοιχείο ενός MWP link είναι η πηγή του φωτός. Στα οπτικά δίκτυα επικοινωνιών χρησιμοποιούνται πηγές όπως οι δίοδοι LED και τα ημιαγώγιμα laser. Η επιλογή τους επηρεάζει τη συνολική απόδοση του συστήματος και βασίζεται σε πολλούς παράγοντες όπως για παράδειγμα το μήκος κύματος εκπομπής, η σχέση ισχύος και απόστασης μετάδοσης, το φαινόμενο διασποράς, το κόστος και άλλα.

Τα laser ημιαγωγού, παρά το υψηλότερο κόστος τους, χρησιμοποιούνται συχνά λόγω πλεονεκτημάτων που εμφανίζουν, τα οποία περιλαμβάνουν:

- Το στενό φασματικό εύρος, που έχει σαν αποτέλεσμα πολύ καλή χρονική συμφωνία.
- Χωρική συμφωνία και ευκολία σύζευξης του παραγόμενου φωτός σε οπτικές ίνες.
- Μικρό μέγεθος, αξιοπιστία και υψηλή απόδοση.

Μια άλλη κατηγοριοποίηση των lasers αφορά τον τρόπο εκπομπής τους. Αυτός μπορεί να είναι είτε παλμικός είτε συνεχής. Στην πρώτη περίπτωση η οπτική ισχύς εμφανίζεται σε παλμούς με κάποιο συγκεκριμένο ρυθμό. Στη δεύτερη περίπτωση, όταν ένα laser εκπέμπει με ρυθμό συνεχούς κύματος (Continuous Wave, CW) σημαίνει ότι εκπέμπει συνεχώς και με σταθερή ένταση. Παρακάτω αναλύονται τα βασικότερα χαρακτηριστικά του, αφού στο MWP της παρούσας διπλωματικής θεωρούμε laser που εκπέμπει στη λειτουργία συνεχούς κύματος. Ιδανικά το οπτικό πεδίο που εκπέμπει ένα laser συνεχούς κύματος δίνεται από την παρακάτω εξίσωση :

$$E_{cw} = \sqrt{P_s} \exp(j(\omega_s t + \varphi_s)) e_s \quad (3.1)$$

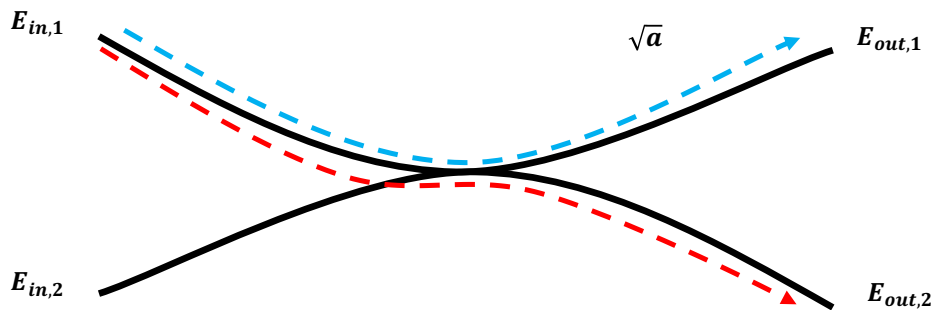
όπου $\sqrt{P_s}$ το πλάτος του πεδίου, ω_s η συχνότητα, φ_s η φάση και e_s η πόλωση του οπτικού φέροντος. Στην πραγματικότητα όμως παρουσιάζονται διακυμάνσεις στην ένταση, τη συχνότητα και τη φάση ακόμα και όταν το laser είναι πολωμένο σε σταθερό ρεύμα με αμελητέες διακυμάνσεις. Οι σύγχρονες οπτικές επικοινωνίες λειτουργούν στην περιοχή με μήκος κύματος $\lambda=1550nm$, το οποίο αντιστοιχεί σε συχνότητα $T=193.1THz$. Η περιοχή αυτή χρησιμοποιείται γιατί η εξασθένηση των οπτικών ινών είναι ελάχιστη και υπάρχουν εμπορικά διαθέσιμες τεχνολογίες ενισχυτών, στη συγκεκριμένη περιοχή.

Οπτικός συζεύκτης

Πρόκειται για μια παθητική διάταξη που χρησιμοποιείται με διάφορους τρόπος σε πολλές εφαρμογές όπως για παράδειγμα, ως διαχωριστής ισχύος, ως πολυπλέκτης και αποπολυπλέκτης μήκους κύματος και ως πολλαπλή θύρα εισόδων –εξόδων. Η λειτουργία του βασίζεται στη θεωρία του διαφυγόντος πεδίου . Η συνάρτηση μεταφοράς του είναι:

$$\begin{bmatrix} E_{out,1} \\ E_{out,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{a} & j\sqrt{1-a} \\ j\sqrt{1-a} & \sqrt{a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{in,1} \\ E_{in,2} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

όπου a , ο συντελεστής διαχωρισμού της οπτικής ισχύος.



Σχήμα 3.1: Οπτικός συζεύκτης (optical coupler)

Στην παρούσα διπλωματική θα ασχοληθούμε κυρίως με τους οπτικούς συζεύκτες 3 dB. Πρόκειται για τη διάταξη που διαχωρίζει τα εισερχόμενα σήματα σε συνιστώσες ίσης ισχύος και παράλληλα εισάγει διαφορά φάσης $\pi/2$ στο ένα από τα δύο άκρα του. Στην περίπτωση αυτή ο συντελεστής διαχωρισμού ισχύος είναι ίσος με $a = 0.5$. Οι έξοδοι του συζεύκτη 3 dB είναι:

$$E_{out,1} = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{in,1} + \frac{j}{\sqrt{2}} E_{in,2} \quad (3.3)$$

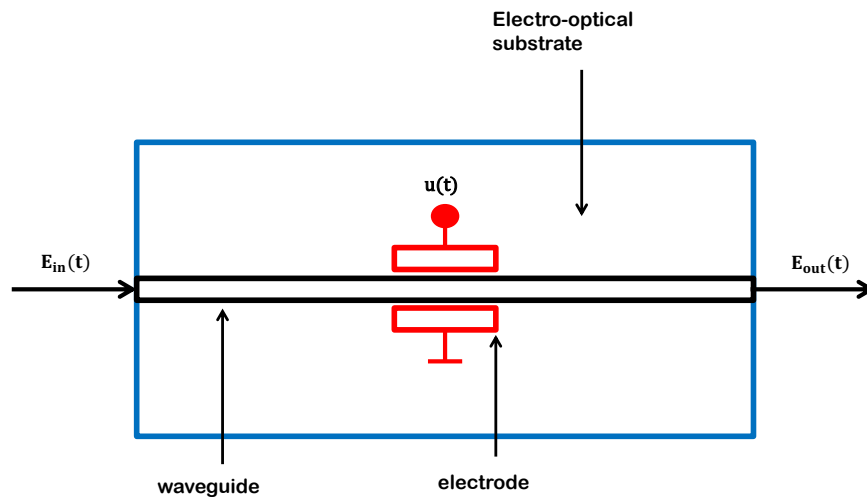
$$E_{out,2} = \frac{j}{\sqrt{2}} E_{in,1} + \frac{1}{\sqrt{2}} E_{in,2} \quad (3.4)$$

Οπτικοί ολισθητές φάσης

Ο οπτικός διαμορφωτής φάσης κατασκευάζεται ως ολοκληρωμένη οπτική διάταξη, τοποθετώντας έναν οπτικό κυματοδηγό σε ένα ηλεκτρο-οπτικό υπόστρωμα, το οποίο στα συνήθη εμπορικά προϊόντα είναι κατασκευασμένο από νιοβικό λίθιο (lithium niobate - LiNbO₃). Εκμεταλλευόμενοι το γεγονός ότι ο δείκτης διάθλασης του υλικού και συνεπώς ο ενεργός δείκτης διάθλασης του κυματοδηγού (effective refractive index- n_{eff}), μπορεί να αλλάζει εφαρμόζοντας μια εξωτερική τάση, το εισερχόμενο ηλεκτρικό πεδίο του οπτικού φέροντος μπορεί να διαμορφωθεί στο πεδίο της φάσης.

Η φάση που προσδίδεται στο εισερχόμενο ηλεκτρικό πεδίο είναι μια συνάρτηση του μήκους κύματος λ , του μήκους του ηλεκτροδίου μέσω του οποίου εφαρμόζεται η εξωτερική τάση $|e|$ και της διαφορά της τιμής του ενεργού δείκτη διάθλασης $\Delta n_{eff}(t)$. Λαμβάνοντας υπόψη μόνο το φαινόμενο Pockels, η παράμετρος $\Delta n_{eff}(t)$ μπορεί να θεωρηθεί ανάλογη της εξωτερικής τάσης. Συνεπώς καταλήγουμε στην σχέση:

$$\varphi_{PM}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta n_{eff}(t) l_{el} \sim u(t) \quad (3.5)$$



Σχήμα 3.2: Οπτικός ολισθητής φάσης

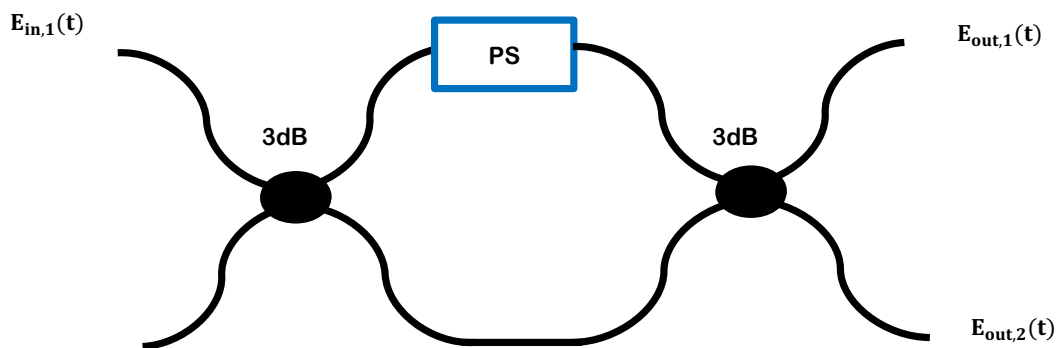
Χαρακτηριστικό μέγεθος είναι η τάση V_π , που ορίζεται ως η εξωτερική τάση που πρέπει να εφαρμοστεί ώστε να επιτευχθεί αλλαγή φάσης ίση με π rad ($=180^\circ$). Η σχέση μεταξύ του εισερχόμενου πεδίου και εξερχόμενου ηλεκτρικού πεδίου δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \exp[j\varphi_{PM}(t)] = E_{in}(t) \exp\left[j\frac{u(t)}{V_\pi}\pi\right] \quad (3.6)$$

Οπτικό συμβολόμετρο Mach-Zehnder (MZI)

Τα συμβολόμετρα είναι διατάξεις στις οποίες, μέσω μιας διαφοράς φάσης, επιτυγχάνεται διαφοροποίηση του πλάτους του σήματος εξόδου. Η λειτουργία τους βασίζεται στο φαινόμενο της συμβολής κυμάτων. Συγκεκριμένα, όταν η διαφορά φάσης μεταξύ των συμβαλλόμενων κυμάτων είναι μηδέν ή ακέραιο πολλαπλάσιο του 2π , παρουσιάζεται μεγιστοποίηση του πλάτους του συνολικού κύματος (ενισχυτική συμβολή), ενώ όταν η διαφορά φάσης είναι περιττό πολλαπλάσιο του π , παρατηρείται μηδενισμός του συνολικού πλάτους (αναιρετική συμβολή). Με άλλα λόγια, τα δύο σήματα, ένα σε κάθε οπτικό δρόμο, συμβάλλουν στην έξοδο του συμβολόμετρου και επομένως, η ισχύς εξόδου εξαρτάται από τη διαφορά φάσης μεταξύ των δύο αυτών οπτικών σημάτων.

Το συμβολόμετρο Mach-Zehnder είναι μία οπτική διάταξη 2×2 που περιέχει οπτικούς συζεύκτες και στροφείς φάσης με σκοπό τον έλεγχο της συμβολής των εισερχόμενων πεδίων στις εξόδους του. Η διάταξη του MZI φαίνεται στο Σχήμα 3.3. Περιέχει αρχικά έναν οπτικό συζεύκτη 3 dB όπου το σήμα εισόδου χωρίζεται σε δύο συνιστώσες με ίδια ισχύ σε κάθε βραχίονα, έπειτα στον ένα βραχίονα υπάρχει κάποιο στοιχείο για στροφή φάσης (πχ. οπτικός ολισθητής φάσης) ώστε στον δεύτερο οπτικό συζεύκτη 3 dB να γίνει η επιθυμητή συμβολή των πεδίων από του δύο βραχίονες.



Σχήμα 3.3: Συμβολόμετρο Mach-Zehnder

Το συμβολόμετρο Mach-Zehnder αποτελεί θεμελιώδες στοιχείο στην σύνθεση του optical beamformer που έχουμε σχεδιάσει, καθώς βασικό θετικό στοιχείο του είναι πως είναι διάταξη

εύκολα ολοκληρώσιμη και θα χρησιμοποιηθεί για την επιθυμητή κατανομή ισχύος. Επομένως κρίνεται απαραίτητο να δοθούν αναλυτικές εξισώσεις που περιγράφουν την λειτουργία του.

- Έστω το σήμα εισόδου εισέρχεται από την 1^η θύρα εισόδου του MZI, τότε:

$E_{in,1}=E_0$ και με βάση την εξίσωση (3.2) μετά τον πρώτο coupler έχουμε:

στον πάνω βραχίονα: $\frac{E_0}{\sqrt{2}}$

και στον κάτω έχουμε: $\frac{E_0}{\sqrt{2}} \exp(j\frac{\pi}{2})$

Έπειτα, μετά τον phase shifter στον πάνω βραχίονα, έχουμε: $\frac{E_0}{\sqrt{2}} \exp(j\varphi)$

Σε κάθε έξοδο του δεύτερου coupler έχουμε άθροιση των 2 πεδίων και τελικά:

$$E_{out,1} = \frac{E_0}{2} [\exp(j\varphi) - 1]$$

$$E_{out,2} = \frac{E_0}{2} \exp(j\frac{\pi}{2}) [\exp(j\varphi) + 1]$$

Επομένως, μπορούμε να ορίσουμε:

$$r_1 = \frac{1}{2} [\exp(j\varphi) - 1] \quad (3.7)$$

$$k_1 = \frac{1}{2} \exp(j\frac{\pi}{2}) [\exp(j\varphi) + 1] \quad (3.8)$$

- Έστω το σήμα εισόδου εισέρχεται από την 2^η θύρα εισόδου του MZI, τότε:

$E_{in,2}=E_0$ και με βάση την εξίσωση (3.2) μετά τον πρώτο coupler έχουμε:

στον πάνω βραχίονα: $\frac{E_0}{\sqrt{2}} \exp(j\frac{\pi}{2})$

και στον κάτω έχουμε: $\frac{E_0}{\sqrt{2}}$

Έπειτα, μετά τον phase shifter στον πάνω βραχίονα, έχουμε: $\frac{E_0}{\sqrt{2}} \exp(j\varphi + j\frac{\pi}{2})$

Σε κάθε έξοδο του δεύτερου coupler έχουμε άθροιση των 2 πεδίων και τελικά:

$$E_{out,1} = \frac{E_0}{2} \exp(j\varphi) [\exp(j\varphi) + 1]$$

$$E_{out,2} = \frac{E_0}{2} [-\exp(j\varphi) + 1]$$

Επομένως, μπορούμε να ορίσουμε :

$$r_2 = \frac{1}{2} \exp(j\varphi) [\exp(j\varphi) + 1] \quad (3.9)$$

$$k_2 = \frac{1}{2} [-\exp(j\varphi) + 1] \quad (3.10)$$

Φαίνεται πως $k_1 = k_2$ και $r_1 = r_2$.

Ένα μειονέκτημα του συμβολόμετρου Mach-Zehnder είναι η πιθανή ασυμμετρία που μπορεί να προκύψει από τα διαφορετικά μήκη των δύο οπτικών μονοπατιών. Σε επόμενο κεφάλαιο θα γίνει ανάλυση του συγκεκριμένου προβλήματος και πώς αυτό μπορεί να επηρεάσει στο σύστημα μας.

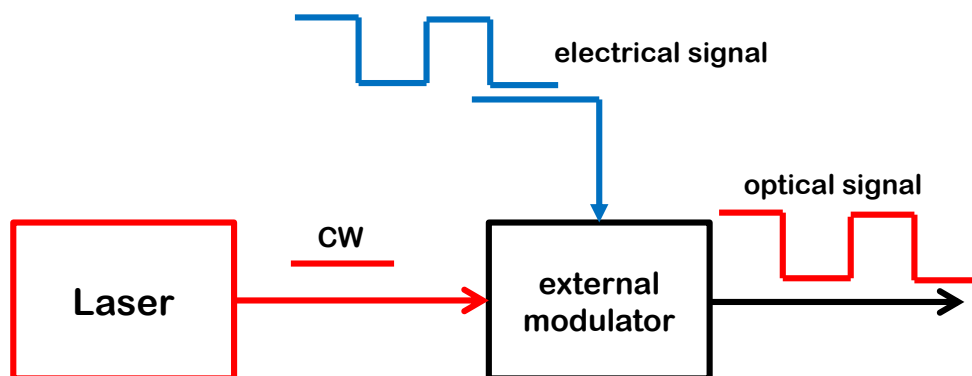
Οπτικοί διαμορφωτές

Η δομή ενός microwave photonic link απαιτεί την μετατροπή του ηλεκτρικού σήματος σε οπτικό ώστε να γίνει η επεξεργασία αναλογικά στον οπτικό τομέα. Η μετατροπή αυτή μπορεί να γίνει με διάφορες τεχνικές και ονομάζεται ηλεκτρο-οπτική διαμόρφωση, δηλαδή ο τρόπος ώστε να «γραφτεί» η πληροφορία του ηλεκτρικού σήματος πάνω σε ένα οπτικό φέρον. Υπάρχουν διάφορες τεχνικές ώστε να επιτευχθεί ηλεκτρο-οπτική μετατροπή, όπως:

- Απευθείας διαμόρφωση laser ημιαγωγών.
- Εξωτερική διαμόρφωση
- Ετερόδυνα διαμόρφωση

Στο δικό μας σύστημα επιλέγεται εξωτερική διαμόρφωση κάνοντας χρήση διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης (electro-absorption modulator, EAM).

Η εξωτερική διαμόρφωση βασίζεται περισσότερο σε αμιγώς οπτικά φαινόμενα και επομένως είναι κατάλληλη για διαμόρφωση σε υψηλότερους ρυθμούς δεδομένων. Η χρήση της εξωτερικής διαμόρφωσης προτιμάται αρχικά γιατί το εύρος ζώνης των διατάξεων που χρησιμοποιούνται είναι μεγαλύτερο. Συνεπώς, μπορούν να διαμορφώσουν εκτός από σήματα ASK και PSK, και σήματα με διαμόρφωση ανώτερης τάξης, τα οποία μας απασχολούν και στην παρούσα εργασία. Προτιμάται επίσης, καθώς μειώνει αισθητά το φαινόμενο του chirp. Στην πιο γενική και αφαιρετική μορφή, η εξωτερική διαμόρφωση απαιτεί μία οπτική πηγή laser και έναν εξωτερικό διαμορφωτή, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.4.



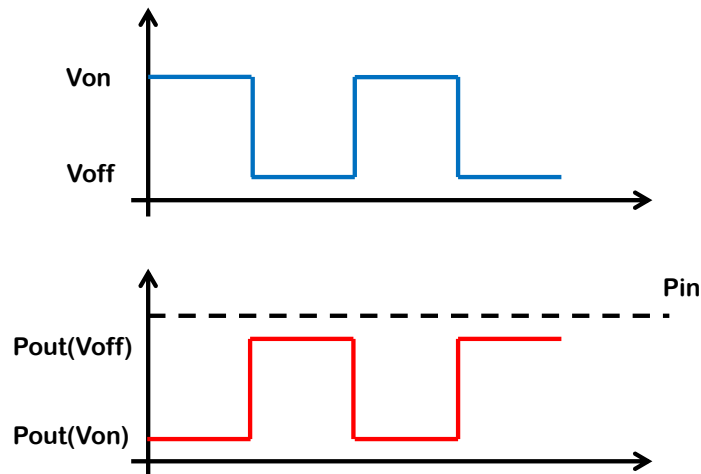
Σχήμα 3.4: Εξωτερική διαμόρφωση

Οι EAMs βασίζονται στο φαινόμενο Franz-Keldysh, σύμφωνα με το οποίο το ενεργειακό διάκενο σε ένα ημιαγωγό μειώνεται όσο αυξάνεται η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου που ασκείται σε αυτόν.

Το ποσοστό ισχύος που μεταδίδεται μέσα από ένα υλικό είναι:

$$T = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \exp(-\alpha L) \quad (3.11)$$

Ο ΕΑΜ βασίζεται στην εξάρτηση του δείκτη απορρόφησης α συγκεκριμένων υλικών από την εφαρμοζόμενη τάση. Γενικά, όσο μεγαλύτερη η εφαρμοζόμενη τάση, τόσο μεγαλύτερη η απορρόφηση και επομένως, τόσο μικρότερη η μετάδοση. Με τον τρόπο αυτόν «γράφεται» η ψηφιακή πληροφορία πάνω στο οπτικό φέρον.



Σχήμα 3.5: Απόκριση ΕΑΜ

Φωτοανίχνευση

Η σημαντικότερη διάταξη ανίχνευσης οπτικού σήματος είναι ο φωτοανιχνευτής, ο οποίος βρίσκεται εφαρμογή σε όλα τα είδη των οπτικών δεκτών, είτε πρόκειται για δέκτες άμεσης είτε σύμφωνης φώρασης.

Η πιο συνηθισμένη μορφή ανιχνευτή φωτός είναι η φωτοδίοδος p-i-n. Τα φωτόνια που προσκρούουν στη φωτοδίοδο, δημιουργούν με τη σειρά τους ζευγάρια ηλεκτρονίων, τα οποία διαχωρίζονται από το ηλεκτρικό πεδίο και δημιουργούν τελικά ηλεκτρικό ρεύμα. Η σχέση ρεύματος και οπτικής ισχύος δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$I_{pin} = \eta \frac{\lambda q}{hc} P = R \times P \quad (3.12)$$

όπου $\frac{\lambda}{h}$ η ενέργεια του φωτονίου, q το φορτίο του ηλεκτρονίου, και η η αποδοτικότητα της, δηλαδή το μέρος των φωτονίων που μετατρέπεται σε ηλεκτρόνια.

Φαίνεται πως η φωτοδίοδος ανιχνεύει μόνο οπτική ισχύ σύμφωνα με τον τετραγωνικό νόμο και δεν μπορεί να ανακτήσει την πλήρη περιγραφή του οπτικού πεδίου, αφού $I = P \propto |\text{Exp}[j(\omega t + \phi)]|^2$. Η

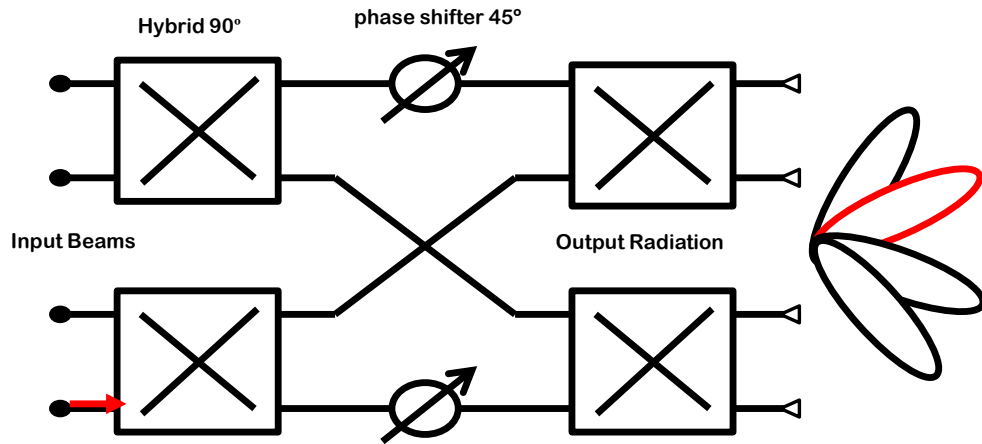
πληροφορία της φάσης χάνεται με αποτέλεσμα να απαιτούνται πιο πολύπλοκα συστήματα και τεχνικές αποδιαμόρφωσης ώστε να γίνεται σωστά η φώραση. Αυτός είναι και ο λόγος, όπως θα δούμε και θα αναλύσουμε στην συνέχεια της παρούσας εργασίας, για τον οποίο στο σύστημα μας χρησιμοποιούμε μια τεχνική που λέγεται «επανασύνδεση φέροντος» (carrier re-insertion).

3.2 Οπτικό δίκτυο σχηματοποίησης δέσμης

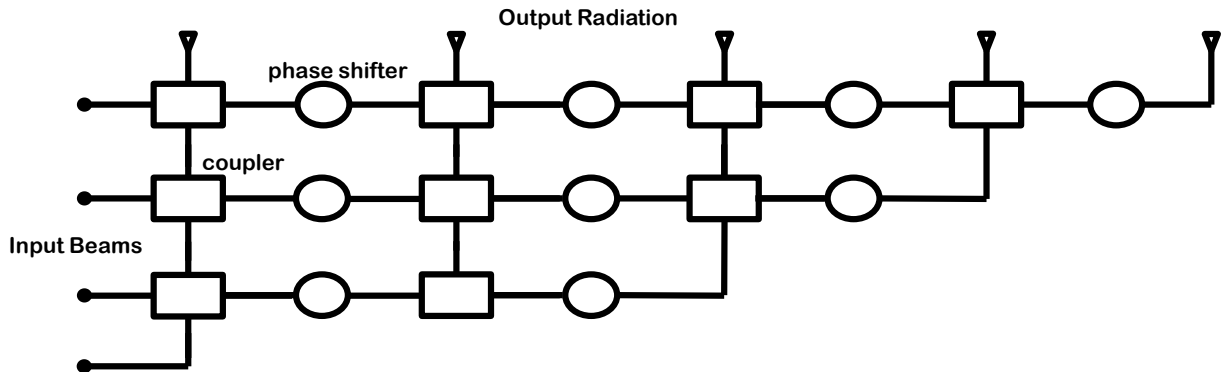
Blass Matrix

Στην μέση του MWP link βρίσκεται το οπτικό κύκλωμα το οποίο είναι υπεύθυνο ώστε στην έξοδο του το οπτικό σήμα να έχει τα χαρακτηριστικά εκείνα που είναι επιθυμητά όταν αυτό μετατραπεί σε ηλεκτρικό. Ο σκοπός της διπλωματικής αυτής εργασίας είναι η σχεδίαση ενός κυκλώματος για σχηματοποίηση δέσμης, επομένως στο κέντρο του MWP link θα βρίσκεται ένα OBFN.

Στην βιβλιογραφία φαίνονται αρκετές προσπάθειες που έχουν γίνει για την σχεδίαση ενός OBFN οι οποίες περιλαμβάνουν TTDs βασισμένα σε κομμάτια οπτικής ίνας διαφορετικού μήκους, οπτικά δαχτυλίδια αντηχητών (optical micro-ring resonators), χωρικούς διαμορφωτές φωτός (spatial light modulators), ίνες με έντονα φαινόμενα διασποράς (dispersive fibers), πλέγματα ίνας (fiber gratings). Αυτές οι προσπάθειες περιορίζονται συχνά στην περίπτωση σχηματοποίησης μόνο μίας δέσμης (single beam-forming), στοχεύοντας στο να εξακριβώσουν τις αρχές λειτουργίας και την δυνατότητα για υψηλά εύρη ζώνης που παρέχουν τέτοιες λύσεις του optical beamforming. Έχουν γίνει επίσης προσπάθειες για σχηματοποίηση πολλαπλών δεσμών (multi beam-forming), αυτές όμως έχουν σχεδιαστεί για υλοποίηση με διακριτά στοιχεία που δυσκολεύουν την υλοποίηση για μεγαλύτερης κλίμακας OBFN (δηλαδή για περισσότερες δέσμες και μεγαλύτερο αριθμό AEs). Η φωτονική ολοκλήρωση επιτρέπει να μεγαλώσει το μέγεθος του OBFN μέσω της κατασκευής μεγάλης κλίμακας ολοκληρωμένων φωτονικών κυκλωμάτων (large scale integrated photonic circuits, PICs), με χρήση είτε TTDs είτε οπτικών ολισθητών φάσης σε αρχιτεκτονικές Butler ή Nolen Matrix. Οι αρχιτεκτονικές αυτές έχουν το πλεονέκτημα πως δεν παρουσιάζουν απώλειες, αλλά έχουν το μειονέκτημα πως δεν προσφέρουν απόλυτη ευελιξία στην επιλογή γωνίας στόχευσης της κάθε δέσμης ανεξάρτητα από τις υπόλοιπες δέσμες. Επιπλέον, για την αρχιτεκτονική του Butler Matrix, η κατασκευή σε ολοκληρωμένη μορφή απαιτεί μεγάλο αριθμό από διασταυρώσεις στους κυματοδηγούς, οι οποίες είναι προβληματικές και μπορούν να χειροτερεύσουν αρκετά την επίδοση του συστήματος.

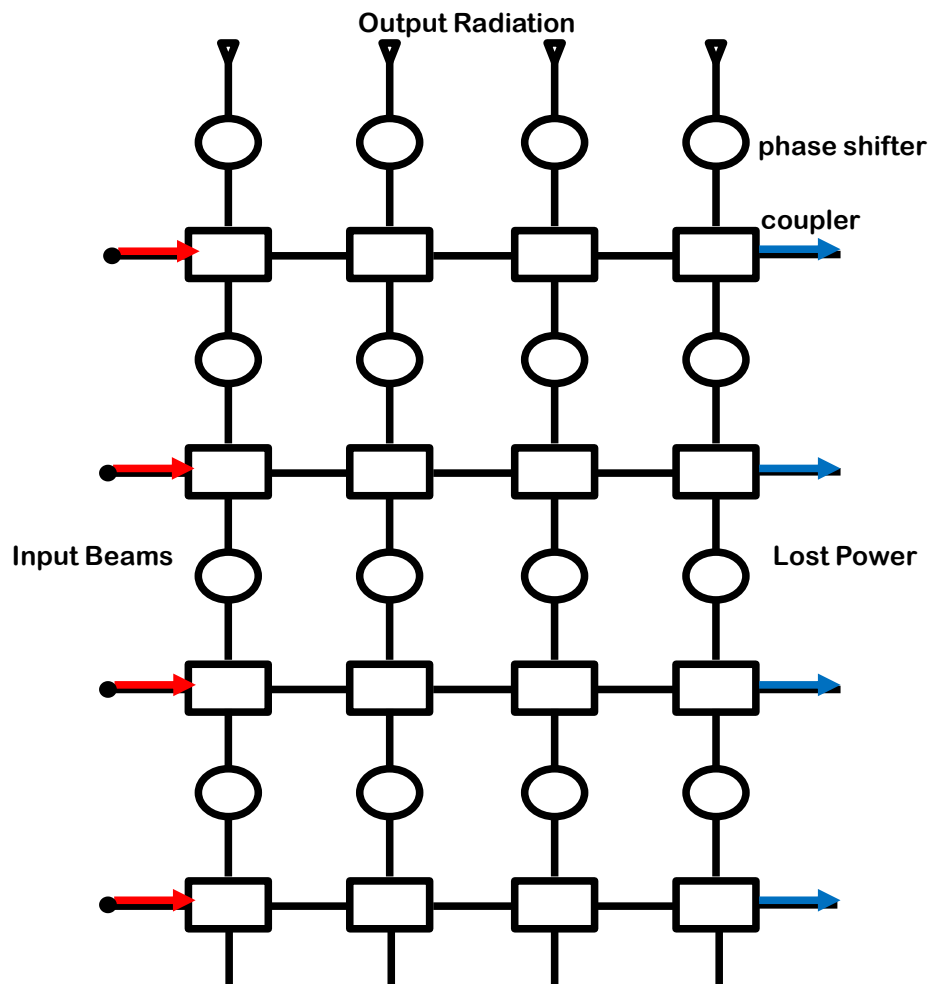


Σχήμα 3.6: 4x4 Butler Matrix



Σχήμα 3.7: 4x4 Nolen Matrix

Από την άλλη μεριά, ο Blass matrix έχει απώλειες, καθώς ένας μέρος της οπτικής ισχύος θα χάνεται σε θύρες εξόδου που δεν τροφοδοτούν κάποια κεραία. Όμως, δεν απαιτεί μεγάλο αριθμό από σημεία συνάντησης κυματοδηγών, και, αν βασιστεί σε οπτικούς ολισθητές φάσης οι οποίοι είναι πλήρως ρυθμιζόμενοι, μπορεί να επιτευχθεί πλήρης ευελιξία στην επιλογή κατεύθυνσης της κάθε δέσμης ανεξάρτητα από τις άλλες. Αυτός είναι και ο λόγος που επιλέχθηκε για την σχεδίαση αυτή η αρχιτεκτονική.



Σχήμα 3.8: 4x4 Blass matrix

Στο επόμενο κεφάλαιο θα γίνει εκτενής παρουσίαση και μαθηματική ανάλυση του συστήματος για να κατανοηθεί καλύτερα η λειτουργία του optical beamformer με βάση τον Blass matrix.

4.

Σχεδίαση Συστήματος

Σε αυτό το κεφάλαιο γίνεται μαθηματική ανάλυση και προσομοιώσεις σε περιβάλλον MATLAB για την σχεδίαση και λειτουργία του οπτικού κυκλώματος οπτικής σχηματοποίησης δέσμης βασισμένο στον Blass matrix. Συγκεκριμένα, αρχικά γίνεται ανάλυση των βημάτων που είναι απαραίτητα για την επεξεργασία των μικροκυματικών φωτονικών σημάτων στην είσοδο και την έξοδο του Blass matrix, και προτείνεται μια απλή σχεδίαση και ένας αλγόριθμος για την ρύθμιση των παραμέτρων του συστήματος, λαμβάνοντας υπόψη τις ιδιότητες του συμβολόμετρου Mach-Zehnder, το οποίο χρησιμοποιείται σαν ρυθμιζόμενος οπτικός συζεύκτης. Στην συνέχεια εξασφαλίζουμε την δυνατότητα για λειτουργία πολλαπλών δεσμών και μελετάμε το φαινόμενο του beam-squinting, το οποίο υπάρχει εγγενώς στο σύστημα, σαν συνάρτηση του ρυθμού μετάδοσης συμβόλων (symbol rate), του σχήματος διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται (modulation format) με συγκεκριμένη μορφοποίηση παλμών που επιλέγεται (pulse shaping). Θέτοντας λειτουργία με QAM (quadrature amplitude modulation) σήματα στα 28.5 GHz, μετράμε μέσω υπολογισμών EVM (error-vector magnitude) χαμηλή επίδραση του beam-squinting στην απόδοση του συστήματος μας για ρυθμό συμβόλων μικρότερο από 3GBaud. Επιπλέον γίνεται μελέτη για την επίδραση που έχουν στο σύστημα κατασκευαστικές ατέλειες στην υλοποίηση των MZIs και δίνονται αντίστοιχες καμπύλες BER.

4.1 Αρχή λειτουργίας και σχεδίαση του OBFN με Blass matrix

Πριν δώσουμε λεπτομέρειες σχετικά με την σχεδίαση του Blass, εξηγούμε τον μηχανισμό και τα απαραίτητα βήματα επεξεργασίας που πρέπει να ακολουθηθούν, ώστε να επέλθει στροφή φάσης στο μικροκυματικό σήμα του ηλεκτρικού τομέα, μέσω ολίσθησης φάσης στον οπτικό τομέα.

Σχέση ολίσθησης φάσης μεταξύ οπτικού και ηλεκτρικού τομέα

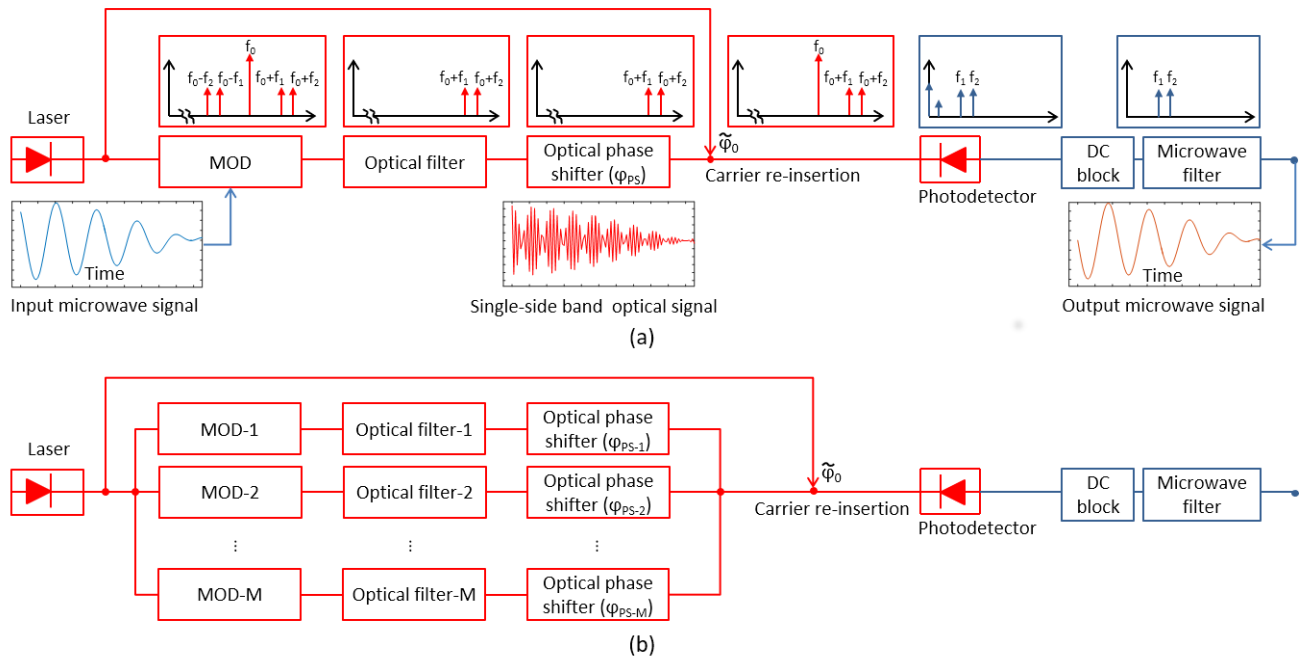
Παίρνουμε σαν παράδειγμα, χωρίς βλάβη της γενικότητας, ένα απλό σήμα y_{in} με δύο συχνότητες f_1 και f_2 οι οποίες βρίσκονται στην μάντα συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει, δηλαδή στην περιοχή των μικροκυμάτων ή των χιλιοστό-μετρικών κυμάτων :

$$y_{in}(t) = M_1 \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1) + M_2 \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2) \quad (4.1)$$

όπου M_1 , M_2 , φ_1 , φ_2 τα πλάτη και οι φάσεις των δύο τόνων αντίστοιχα. Το ηλεκτρικό αυτό σήμα μπορεί να διαμορφώσει το πλάτος ενός οπτικού φέροντος με συχνότητα f_0 , το οποίο οδηγεί σε ένα οπτικό σήμα, το οποίο μπορεί να αναπαρασταθεί με την παρακάτω σχέση :

$$x_{in}(t) = A \cdot [1 + M_1 \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1) + M_2 \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2)] \cdot \exp[j \cdot (2\pi f_0 t + \varphi_0)] \quad (4.2)$$

όπου A ο παράγοντας πλάτους και φ_0 η φάση του οπτικού φέροντος. Όπως είδαμε και στο Κεφάλαιο 3, όταν αυτό το σήμα περάσει μέσα από έναν οπτικό ολισθητή φάσης, τότε αποκτά μία πρόσθετη φάση φ_{ps} η οποία προστίθεται στο εκθετικό της εξίσωσης (4.2). Αν όμως το σήμα αυτό εισέλθει σε μια φωτοδίοδο για απευθείας αποδιαμόρφωση, τότε, όπως αναφέρθηκε νωρίτερα, η πληροφορία αυτής της φάσης θα χαθεί λόγω του τετραγωνικού νόμου. Επομένως απαιτούνται κάποια βήματα ώστε να αποφευχθεί η απώλεια της φάσης και να γίνει η μέθοδος χρήσιμη για εφαρμογές σχηματοποίησης δέσμης.



Σχήμα 4.1: (α) Μπλοκ διάγραμμα για την εισαγωγή στροφής φάσης σε μικροκυματικά ή χιλιοστομετρικά σήματα μέσω της εισαγωγής της ίδιας στροφής φάσης στον οπτικό τομέα. Τα βήματα επεξεργασίας βασίζονται σε τεχνικές microwave photonics με καταπίεση του οπτικού φέροντος, διάδοση SSB σήματος και επανασύνδεση του φέροντος.

(β) Μπλοκ διάγραμμα που αποτυπώνει την προέκταση της ίδιας ιδέας και στην περίπτωση πολλαπλών μικροκυματικών σημάτων τα οποία φέρονται από το ίδιο οπτικό φέρον. Στο τέλος της αλυσίδας, τα σήματα εξόδου αποτελούν άθροισμα των μικροκυματικών σημάτων εισόδου, όπου το καθένα έχει υποστεί στροφή φάσης ανεξάρτητα από τα υπόλοιπα

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.1α, μετά την διαμόρφωση το οπτικό σήμα θα πρέπει να περάσει μέσα από ένα οπτικό φίλτρο ώστε να φιλτραριστεί η φασματική συνιστώσα του οπτικού φέροντος και μια πλευρική ζώνη, επιτρέποντας έτσι την διέλευση μόνο μίας πλευρικής ζώνης (single side band, SSB) μέσα από τον οπτικό ολισθητή φάσης. Στην έξοδο του phase shifter, ένα αντίγραφο του οπτικού carrier θα πρέπει να επανασυνδεθεί με το σήμα ώστε στην φωτοδίοδο, σύμφωνα με τον τετραγωνικό νόμο, να παραχθεί ένα φωτόρευμα στον ηλεκτρικό τομέα με την ίδια φάση όπως αυτή του οπτικού τομέα. Οι λεπτομέρειες όλης αυτής της διαδικασίας φαίνονται στις παρακάτω

εξισώσεις. Χρησιμοποιώντας την εκθετική μορφή του συνημιτόνου, το οπτικό σήμα μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$\begin{aligned}
 x_{in}(t) = & A \cdot \exp[j \cdot (2\pi f_0 t + \varphi_0)] + \\
 & + \frac{A \cdot M_1}{2} \exp[j \cdot [2\pi(f_0 - f_1)] \cdot t + \varphi_0 - \varphi_1] + \\
 & + \frac{A \cdot M_2}{2} \exp[j \cdot [2\pi(f_0 - f_2)] \cdot t + \varphi_0 - \varphi_2] + \\
 & + \frac{A \cdot M_1}{2} \exp[j \cdot [2\pi(f_0 + f_1)] \cdot t + \varphi_0 + \varphi_1] + \\
 & + \frac{A \cdot M_2}{2} \exp[j \cdot [2\pi(f_0 + f_2)] \cdot t + \varphi_0 + \varphi_2]
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

Υποθέτουμε τώρα πως το οπτικό φίλτρο καταπιέζει το οπτικό φέρον και την μία χαμηλότερη σε συχνότητες πλευρική ζώνη, επιτρέποντας την μετάδοση μόνο της δεξιάς πλευρικής ζώνης, η οποία μαθηματικά περιγράφεται από τις τελευταίες δύο γραμμές της (4.3). Στην έξοδο του οπτικού ολισθητή φάσης, αυτό το σήμα SSB, μπορεί να γραφτεί ως:

$$\begin{aligned}
 x_{ps}(t) = & \frac{A \cdot M_1}{2} \exp[j \cdot [2\pi(f_0 + f_1)] \cdot t + \varphi_0 + \varphi_1 + \varphi_{ps}] + \\
 & + \frac{A \cdot M_2}{2} \exp[j \cdot [2\pi(f_0 + f_2)] \cdot t + \varphi_0 + \varphi_2 + \varphi_{ps}]
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Τελικά, μετά την επανασύνδεση με το οπτικό φέρον, το σήμα παίρνει την μορφή:

$$\begin{aligned}
 x_{out}(t) = & \tilde{A} \cdot \exp[j \cdot (2\pi f_0 t + \tilde{\varphi}_0)] + \frac{A \cdot M_1}{2} \exp[j \cdot [2\pi(f_0 + f_1)] \cdot t + \varphi_0 + \varphi_1 + \varphi_{ps}] + \\
 & + \frac{A \cdot M_2}{2} \exp[j \cdot [2\pi(f_0 + f_2)] \cdot t + \varphi_0 + \varphi_2 + \varphi_{ps}]
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

όπου \tilde{A} και $\tilde{\varphi}_0$ το νέο πλάτος και η νέα φάση του οπτικού φέροντος τα οποία, στην γενική περίπτωση, είναι διαφορετικά από τα A και φ_0 . Όταν το σήμα εισέρχεται στην φωτοδίοδο, το παραγόμενο φωτόρευμα $y_{out}(t)$ είναι ανάλογο του τετραγώνου του πλάτους του σήματος εισόδου $x_{out}(t)$, δηλαδή:

$$y_{out}(t) \propto x_{out}(t) \cdot x_{out}^*(t) \tag{4.6}$$

όπου $x_{out}^*(t)$ ο συζυγής μιγαδικός αριθμός του $x_{out}(t)$. Χρησιμοποιώντας την εξίσωση (4.5), το φωτόρευμα $y_{out}(t)$ μπορεί να γραφτεί ως άθροισμα DC και εκθετικών όρων στις συχνότητες $\pm f_1$, $\pm f_2$ και $\pm(f_1 - f_2)$. Χρησιμοποιώντας τώρα την απλή μορφή του συνημιτόνου και υποθέτοντας υψιπερατό φίλτράρισμα των DC όρων και των χαμηλών συχνοτήτων $\pm(f_1 - f_2)$, το ηλεκτρικό σήμα στην έξοδο του φωτοανιχνευτή μπορεί να αναπαραστεί ως εξής:

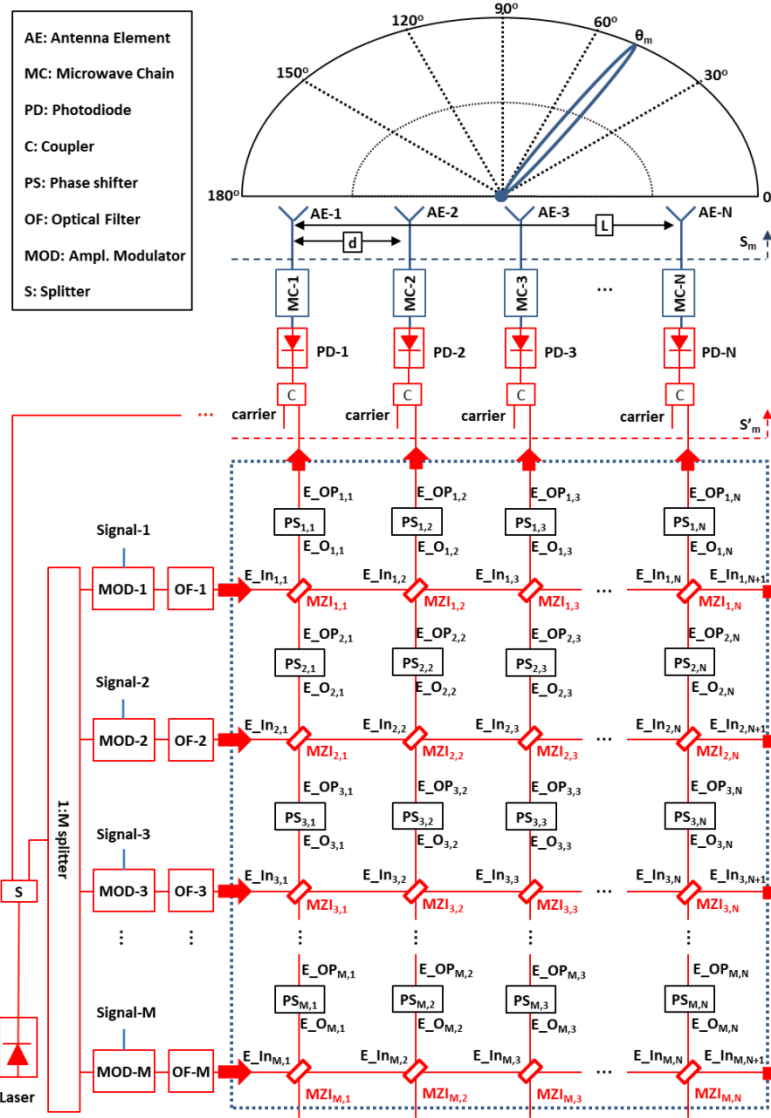
$$\begin{aligned}
 y_{out}(t) \propto & \tilde{A} \cdot A \cdot M_1 \cdot \cos[2\pi f_1 t + \varphi_0 - \tilde{\varphi}_0 + \varphi_1 + \varphi_{ps}] + \\
 & \tilde{A} \cdot A \cdot M_2 \cdot \cos[2\pi f_2 t + \varphi_0 - \tilde{\varphi}_0 + \varphi_2 + \varphi_{ps}]
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

Όπως φαίνεται στην εξίσωση (4.7), και οι δύο φασματικές συνιστώσες f_1 και f_2 του ηλεκτρικού σήματος της εξόδου έχουν αποκτήσει μια πρόσθετη φάση φ_{ps} , η οποία είναι ίση με την ολισθητή φάσης την άνω πλευρικής ζώνης και επομένως, είναι ρυθμισίμη μέσω του οπτικού ολισθητή φάσης.

Το ίδιο συμπέρασμα μπορεί να προκύψει και στην περίπτωση ενός οπτικού σήματος το οποίο φέρει πραγματικό σήμα με συνεχές φασματικό περιεχόμενο σε κάποια ζώνη συχνοτήτων. Στην παρούσα εργασία, μπορεί να επεκταθεί και στην περίπτωση πολλαπλών οπτικών κυμάτων τα οποία έχουν το ίδιο οπτικό φέρον αλλά φέρουν διαφορετικά ηλεκτρικά σήματα και υπόκεινται σε διαφορετικές ολισθήσεις φάσεις, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.1β. Συγκεκριμένα φαίνεται πως τα μικροκυματικά σήματα τα οποία προκύπτουν μετά τον συνδυασμό της άνω πλευρικής ζώνης, της επανασύνδεσης με το οπτικό φέρον, της φωτοανίχνευσης και της χρήσης υπερπαραπράσιμων φίλτρων είναι το άθροισμα των μικροκυματικών σημάτων, το καθένα με μία πρόσθετη ολίσθηση φάσης που είναι ίση με την αντίστοιχη οπτική ολίσθηση φάσης του αντίστοιχου οπτικού σήματος. Αυτή η αρχή λειτουργίας είναι η βάση για τον σχεδιασμό και την ρύθμιση του OBFN βασισμένο στον Blass matrix, όπως εξηγείται και παρακάτω.

Διάταξη οπτικού κυκλώματος σχηματοποίησης δέσμης με Blass matrix

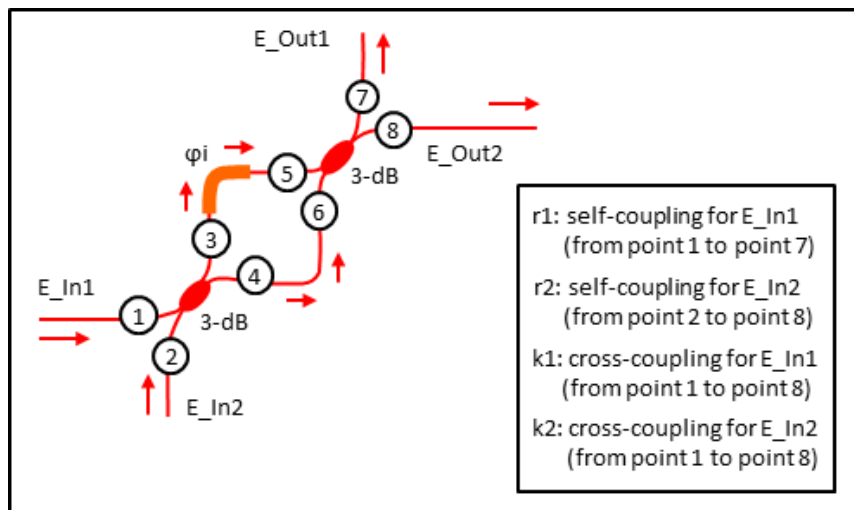
Το Σχήμα 4.2 απεικονίζει την διάταξη του OBFN με βάση τον Blass matrix, το οποίο τροφοδοτεί N AEs και υποστηρίζει την διαμόρφωση M ανεξάρτητων δεσμών.



Σχήμα 4.2: Διάταξη OBFBN βασισμένο στον Blass matrix τροφοδοτώντας N AEs και υποστηρίζοντας λειτουργία μέχρι M ασύρματων δεσμών

Σε αυτή τη διάταξη, η πηγή του laser διαχωρίζεται σε δύο μέρη. Το πρώτο μέρος παρακάμπτει το OBFBN και θα χρησιμοποιηθεί για την διαδικασία της επανασύνδεσης. Το δεύτερο μέρος χωρίζεται σε άλλα M μέρη, όπου το καθένα χρησιμοποιείται για την τροφοδότηση μιας σειράς οπτικών διαμορφωτών (εξωτερική διαμόρφωση) οι οποίοι οδηγούνται από μικροκυματικά ή χιλιοστομετρικά σήματα. Στην έξοδο κάθε οπτικού διαμορφωτή, το κάθε οπτικό σήμα διέρχεται μέσα από οπτικό φίλτρο ώστε να καταπιεστεί το οπτικό φέρον και η κάτω πλευρική ζώνη. Μετά τον φίλτρο, η άνω πλευρική ζώνη του κάθε σήματος εισέρχεται στην αντίστοιχη είσοδο του Blass matrix. Ο Blass matrix αποτελείται από οριζόντιες και κάθετες γραμμές (M γραμμές και N στήλες) κυματοδήγησης οι οποίες διασταυρώνονται σε συμβολόμετρα Mach-Zehnder. Εκεί τα σήματα συμβάλλουν με σύμφωνο τρόπο και οδεύουν στις πόρτες εξόδου προς τα επάνω. Δεδομένου ότι η υλοποίηση του

οπτικού αυτού κυκλώματος θα γίνει με μεθόδους φωτονικής ολοκλήρωσης, αυτή η συμφωνία στην συμβολή είναι σταθερή και επαναρυθμιζόμενη. Τα βάρη που αντιστοιχούν στην σχηματοποίηση κάθε δέσμης θα ρυθμίζονται από τους συντελεστές σύζευξης των MZIs και οι στροφές των φάσεων από τους οπτικούς ολισθητές φάσης πάνω από κάθε MZI. Το σήμα στην έξοδο των θυρών εξόδου επανασυνδέεται με μέρος του οπτικού φέροντος και ανιχνεύεται στην φωτοδιόδο. Τέλος, κάθε παραγόμενο φωτόρρευμα ακολουθεί στάδια μικροκυματικής επεξεργασίας, όπως αποκοπή του DC όρου, φιλτράρισμα και ενίσχυση ώστε να μπορέσουν να οδηγήσουν το αντίστοιχο ΑΕ της στοιχειοκεραίας. Θα πρέπει να σημειωθεί πως μέρος της οπτικής ισχύος που εισάγεται στον Blass matrix χάνεται αναπόφευκτα, ακόμα και αν υποθέταμε MZI ιδανικά χωρίς απώλειες. Ο λόγος για αυτή την απώλεια είναι πως κομμάτι της οπτικής ισχύος βρίσκει δρόμο έξω από τον Blass matrix, όχι από τις πάνω πόρτες εξόδου που συνδέονται με την στοιχειοκεραία αλλά από τις πόρτες από τα δεξιά. Πριν παρουσιάσουμε την μέθοδο-αλγόριθμο που χρησιμοποιούμε για την παραμετροποίηση του συστήματος του Blass matrix, δίνονται λεπτομέρειες για την λειτουργία του MZI ως οπτικού συζεύκτη και αποδεικνύεται πως το MZI δεν επηρεάζει μόνο το πλάτος αλλά και την φάση των οπτικών σημάτων που εισέρχονται σε αυτό.



Σχήμα 4.3: Διάταξη MZI λειτουργώντας σαν συζεύκτης μέσα στον Blass matrix και ορισμός των συντελεστών σύζευξης.

Στο Σχήμα 4.3 φαίνεται ένα MZI με έναν στροφέα φάσης στο πάνω βραχίονά του και υποθέτουμε οπτικό πεδίο E_{In1} με μία οπτική συχνότητα f_0 και πλάτος E_0 σαν είσοδο από την πρώτη θύρα (σημείο 1). Ο πρώτος 3-dB συζεύκτης χωρίζει το πεδίο εισόδου στα σημεία 3 και 4, διαδίδονται στους δύο βραχίονες, φτάνουν στα σημεία 5 και 6, και αθροίζονται σύμφωνα στον δεύτερο 3-dB συζεύκτη. Χρησιμοποιώντας φάσορες για αυτή την αναπαράσταση, και υποθέτοντας ότι το μήκος των δρόμων είναι ακριβώς το ίδιο, τα οπτικά πεδία στην πρώτη και στην δεύτερη πόρτα εξόδου του MZI (σημεία 7 και 8, αντίστοιχα), μπορούν να αναπαρασταθούν ως εξής:

$$E_{Out1} = \frac{E_0}{2} [\exp(j \cdot \phi) - 1] \quad (4.8)$$

$$E_{Out_2} = \frac{E_0}{2} \exp(j \cdot \frac{\pi}{2}) \cdot [\exp(j \cdot \phi i) + 1] \quad (4.9)$$

όπου ϕi η ολίσθηση φάσης, η οποία εφαρμόζεται στο οπτικό πεδίο που διέρχεται από τον πάνω βραχίονα του MZI. Παίρνοντας τον λόγο του πεδίου εξόδου προς το πεδίο εισόδου, εξάγουμε τις εκφράσεις για την συνιστώσα αυτό-σύζευξης (self-coupling) $r1$ και εγκάρσιας σύζευξης (cross-coupling) $k1$ για την περίπτωση όπου το πεδίο εισόδου εισέρχεται από την πρώτη θύρα εισόδου (σημείο 1):

$$r1 = \frac{1}{2} [\exp(j \cdot \phi i) - 1] \quad (4.10)$$

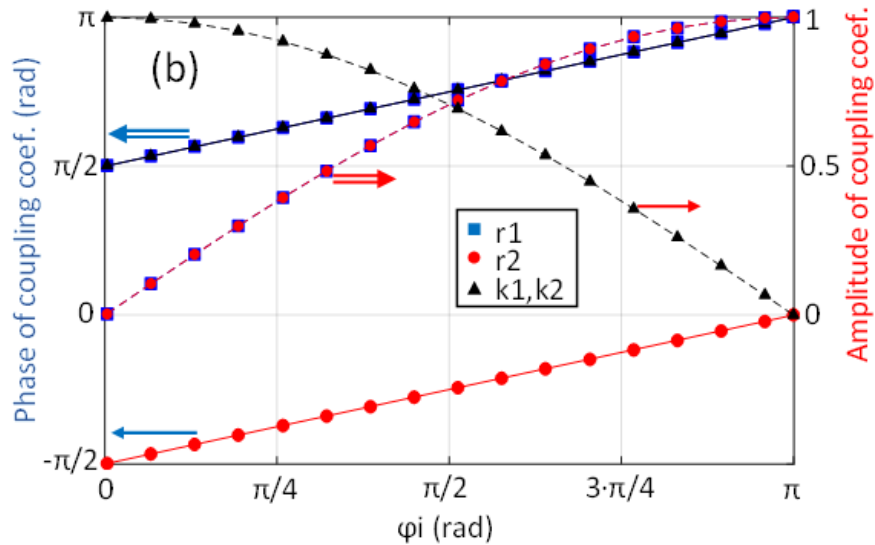
$$k1 = \frac{1}{2} \exp(j \cdot \frac{\pi}{2}) \cdot [\exp(j \cdot \phi i) + 1] \quad (4.11)$$

Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία και κάνοντας παρόμοιους υπολογισμούς, στην περίπτωση όπου η θύρα εισόδου είναι η δεύτερη θύρα του MZI (σημείο 2), εξάγουμε και πάλι τα πεδία στις θύρες εξόδου (σημεία 7 και 8) και επομένως, οι συνιστώσες self-coupling $r1$ και cross-coupling $k2$ υπολογίζονται για την δεύτερη περίπτωση:

$$r2 = \frac{1}{2} [-\exp(j \cdot \phi i) + 1] = -r1 \quad (4.12)$$

$$k2 = \frac{1}{2} \exp(j \cdot \frac{\pi}{2}) \cdot [\exp(j \cdot \phi i) + 1] = k1 \quad (4.13)$$

Όπως φαίνεται στις εξισώσεις (4.12) και (4.13), το πρόσημο της συνιστώσας self-coupling εξαρτάται από την θύρα εισόδου στο MZI, ενώ η συνιστώσα cross-coupling παραμένει ίδια σε κάθε περίπτωση. Το Σχήμα 4.4 παρουσιάζει την γραφική αναπαράσταση του πλάτους και της φάσης των συνιστωσών self- και του cross-coupling και στις δύο περιπτώσεις σαν συνάρτηση της στροφής φάσης ϕi στον πάνω βραχίονα του MZI και αποκαλύπτεται η αλληλοσυσχέτιση αυτών των παραμέτρων. Όσο η φάση ϕi αυξάνεται από 0 έως π rad, το πλάτος των self-coupling συνιστωσών αυξάνεται από 0 έως 1, ενώ το πλάτος των cross-coupling συνιστωσών μειώνεται από 1 σε 0.



Σχήμα 4.4: Εξάρτηση του πλάτους και της φάσης των συνιστωσών self-coupling και cross-coupling του MZI σαν συνάρτηση της ολίσησης φάσης στον πάνω βραχίονα.

Δεδομένου ότι τα MZIs μπορούν να θεωρηθούν ιδανικά χωρίς απώλειες, το άθροισμα των τετραγώνων των πλατών είναι ίσο με 1 για τα ζευγάρια των συνιστωσών self-coupling και cross-coupling και για κάθε τιμή της φάσης φ ισχύει:

$$|r_1|^2 + |k_1|^2 = 1, |r_2|^2 + |k_2|^2 = 1 \quad (4.14)$$

Από την άλλη, όσο η φάση φ αυξάνεται από 0 σε π rad, η φάση του συντελεστή r_1 και οι φάσεις των δύο cross-coupling συντελεστών αυξάνονται με γραμμικό τρόπο από $\pi/2$ έως π , ενώ η φάση του συντελεστή r_2 είναι μικρότερη κατά π . Από πρακτικής άποψης, ο λόγος απόσβεσης (extinction ratio, ER) της οπτικής ισχύος ανάμεσα σε δύο πόρτες εξόδου ενός MZI δεν μπορεί να είναι απεριόριστα μεγάλος, δηλαδή οι συντελεστές self- και cross-coupling δεν μπορούν να είναι πολύ κοντά σε τιμές 0 και 1. Υποθέτοντας πάλι ότι το οπτικό πεδίο εισόδου εισέρχεται στο MZI από την πρώτη θύρα εισόδου, το ER ορίζεται ως:

$$ER = 10 \cdot \log \left(\frac{|r_1|^2}{|k_1|^2} \right) \quad (4.15)$$

Για τυπικές οριακές τιμές του ER, όπως τα 27 dB, και με βάση τις εξισώσεις (4.14) και (4.15), λαμβάνουμε πως η μέγιστη τιμή του $|r_1|$ και η ελάχιστη τιμή του $|k_1|$ αντιστοιχούν σε τιμές 0.999 και 0.045 αντίστοιχα. Αυτές οι τιμές αντιστοιχούν και για $|r_2|$ και $|k_2|$ επίσης.

Στην μέχρι τώρα ανάλυση που έχει γίνει για το MZI, έχουμε μελετήσει ξεχωριστά την περίπτωση όπου το σήμα εισόδου έρχεται από την πρώτη θύρα του MZI και την περίπτωση όπου το σήμα εισόδου έρχεται από την δεύτερη θύρα του MZI. Παρόλα αυτά, στην διάταξη του OBFN με Blass matrix, όλα τα MZIs, εκτός από αυτά της τελευταίας σειράς, θα λειτουργούν με σήματα και στις

δύο θύρες εισόδου, επιτρέποντας έτσι τον σύμφωνο συνδυασμό διαφορετικών σημάτων που εισέρχονται στον Blass matrix, καθώς επίσης και επανασύνδεση με κομμάτια του ίδιου σήματος εισόδου που ακολουθούν διαφορετικά οπτικά μονοπάτια αλλά προορίζονται για το ίδιο ΑΕ. Σε αυτήν την περίπτωση, και με γνώμονα τη σηματοδότηση στο Σχήμα 4.3, οι έξοδοι του MZI μπορούν να γραφτούν ως εξής:

$$E_{Out_1} = E_{In_1} \cdot r_1 + E_{In_2} \cdot k_2 \quad (4.16)$$

$$E_{Out_2} = E_{In_1} \cdot k_1 + E_{In_2} \cdot r_2 \quad (4.17)$$

Ρύθμιση του οπτικού Blass matrix

Η ρύθμιση των παραμέτρων του οπτικού Blass matrix απαιτεί το κατάλληλο «κούρδισμα» των οπτικών ολισθητών φάσης $PS_{m,n}$ και των συζευκτών $MZI_{m,n}$ ώστε να παραχθεί ο επιθυκόμενος αριθμός από ασύρματες δέσμες και να στραφούν στην επιθυμητή κατεύθυνση. Η διαδικασία-μέθοδος για την ρύθμιση αυτή είναι παρόμοια με αυτή που έχει μελετηθεί για την ρύθμιση του Blass matrix στον ηλεκτρικό τομέα, αλλά εδώ λαμβάνονται υπόψη οι ιδιαιτερότητες της οπτικής υλοποίησης. Παίρνουμε σαν παράδειγμα την περίπτωση της γραμμικής στοιχειοκεραίας του Σχήματος 4.2 και ξεκινάμε τους υπολογισμούς της επιθυμητής διέγερσης σε κάθε ΑΕ για το κάθε σήμα εισόδου που αποτελεί ξεχωριστή δέσμη με τις υπόλοιπες, βασιζόμενοι στην θεωρία στοιχειοκεραίων, όπως αυτή περιγράφηκε στο Κεφάλαιο 2 της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

Η γραμμική αυτή στοιχειοκεραία διαθέτει N ΑΕs με απόσταση d ανάμεσα τους, η οποία είναι ίδια με το μισό του μήκους κύματος του μικροκυματικού φέροντος. Υποθέτοντας ότι μπορεί να στρέψει την δέσμη στο αζιμούθιο, το σήμα που θα πρέπει να διεγείρει το n -οστό ΑΕ ώστε να κατευθύνει την δέσμη σε γωνία θ , μπορεί να γραφτεί ως:

$$s_n = |s_n| \cdot \exp(j\alpha_n) = |s_n| \cdot \exp[-j \cdot (n-1) \cdot k_c \cdot d \cdot \cos\theta] \quad (4.18)$$

όπου $|s_n|$ και α_n το πλάτος και η φάση που της διέγερσης, n η τάξη του στοιχείου ΑΕ μέσα στην στοιχειοκεραία ($n = 1 \dots N$), και k_c ο κυματάρθρωπος που αντιστοιχεί στο φέρον του μικροκυματικού σήματος. Όπως είδαμε και στο Κεφάλαιο 2, για ομοιόμορφη διέγερση, το πλάτος των διεγέρσεων είναι ίδιο και ίσο με την κανονικοποιημένη τιμή $\frac{1}{\sqrt{N}}$ ώστε η συνολική ισχύς της διέγερσης να είναι ίση με 1. Για γκαουσιανή διέγερση, το πλάτος ακολουθεί γκαουσιανή κατανομή γύρω από τα κεντρικά ΑΕs της στοιχειοκεραίας με τυπική απόκλιση σ η οποία εξαρτάται από τον επιθυμητό βαθμό καταπίεσης των πλευρικών λοβών. Και πάλι τα πλάτη μπορούν να κανονικοποιηθούν ώστε η συνολική ισχύς της διέγερσης να είναι ίση με τν μονάδα.

Είναι δυνατό να επεκτείνουμε την εξίσωση 4.18 και στην περίπτωση πολλαπλών δεσμών. Υποθέτοντας κοινή συχνότητα φέροντος για όλες τις επιθυμητές δέσμες, μπορούμε να γράψουμε το σήμα που θα πρέπει να διεγείρει το n -οστό ΑΕ ώστε να η m -οστή είσοδος να έχει κατεύθυνση την γωνία θ_m ως ακολούθως:

$$s_{m,n} = |s_{m,n}| \cdot \exp(ja_{m,n}) = |s_{m,n}| \cdot \exp[-j \cdot (n-1) \cdot k_c \cdot d \cdot \cos\theta_m] \quad (4.19)$$

Χρησιμοποιώντας αυτή την αναπαράσταση, μπορούμε να οργανώσουμε τις ξεχωριστές διεγέρσεις κάθε στοιχείου από κάθε σήμα εισόδου σε έναν πίνακα διεγέρσεων \tilde{S} διαστάσεων $M \times N$ σαν:

$$\tilde{S} = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ \dots \\ S_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{1,1} & s_{1,2} & s_{1,3} & \dots & s_{1,N} \\ s_{2,1} & s_{2,2} & s_{2,3} & \dots & s_{2,N} \\ s_{3,1} & s_{3,2} & s_{3,3} & \dots & s_{3,N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_{M,1} & s_{M,2} & s_{M,3} & \dots & s_{M,N} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Μέσα στον πίνακα, κάθε σειρά δίνει το διάνυσμα διεγέρσεων S_m ($m = 1..M$) που αντιστοιχεί στην δέσμη m του σήματος εισόδου από την m -οστή θύρα, ενώ κάθε στήλη περιγράφει τα σήματα τα οποία πρέπει να υπερτεθούν ώστε να διεγείρουν κατάλληλα το αντίστοιχο ΑΕ και επιτρέπει την σχηματοποίηση όλων των επιθυμητών δεσμών.

Με βάση την ανάλυση που έγινε προηγουμένως αναφορικά με την σχέση μεταξύ του οπτικού SSB σήματος και του παραγόμενου μικροκυματικού σήματος, μετά την επανασύνδεση του οπτικού φέροντος, της φωτοανίχνευσης, της αποκοπής των DC όρων και του μικροκυματικού φιλτραρίσματος, μπορούμε να συσχετίσουμε με άμεσο τρόπο κάθε διάνυσμα διέγερσης S_m με ένα νέο διάνυσμα S'_m . Το νέο αυτό διάνυσμα S'_m περιγράφει ένα σύνολο από οπτικά SSB σήματα $[s'_{m,1} s'_{m,2} s'_{m,3} \dots s'_{m,N}]$ που θα πρέπει να αποτελούν τα σήματα στις άνω θύρε εξόδου του οπτικού Blass matrix ώστε να πάρουμε το τελικά επιθυμητό διάνυσμα S_m . Συγκεκριμένα, εάν συγκρίνουμε τις εκφράσεις του οπτικού SSB σήματος στην εξίσωση 4.4 με το μικροκυματικό σήμα στην 4.7, είναι εμφανές πως η σχέση των πλατών και των φάσεων ανάμεσα στα στοιχεία του πίνακα S_m θα είναι ακριβώς ίδια με την σχέση που παρουσιάζουν τα στοιχεία του πίνακα S'_m , με δεδομένο ότι το μέρος του οπτικού φέροντος που επανασυνδέεται έχει την ίδια φάση και το ίδιο πλάτος για όλα τα ΑΕs. Με αυτόν τον τρόπο, το πρόβλημα του να θέσει κανείς τα απαραίτητα πλάτη και φάσεις για όλα τα σήματα διέγερσης $s_{m,n}$ με βάση την έκφραση (4.19), μεταπίπτει στο πρόβλημα του να διασφαλίσει κανείς τα ίδια πλάτη και τις ίδιες φάσεις για τα οπτικά SSB σήματα $s'_{m,n}$ βασιζόμενος στην παρόμοια έκφραση:

$$s'_{m,n} = |s'_{m,n}| \cdot \exp[-j \cdot (n-1) \cdot k_c \cdot d \cdot \cos\theta_m] \quad (4.21)$$

Είναι προφανές πως ο φάσοντας στην εξίσωση 4.19 αναφέρεται σε κύμα με συχνότητα ίδια με την συχνότητα f_c του μικροκυματικού φέροντος, ενώ ο φάσοντας στην εξίσωση 4.21 αναφέρεται σε οπτικό κύμα με συχνότητα $f_o + f_c$, όπου f_o είναι η συχνότητα του οπτικού φέροντος. Παρ'όλα αυτά, και στις δύο εκφράσεις, ο κυματάρηθος k_c σχετίζεται με το μικροκυματικό φέρον.

Όπως απεικονίζεται και στο Σχήμα 4.2, αναπαριστούμε το οπτικό σήμα που εισέρχεται στο $MZI_{m,n}$ από την αριστερή πλευρά σαν $E_{In_{m,n}}$, το οπτικό σήμα που φεύγει από το $MZI_{m,n}$ και εισέρχεται στον ολισθητή φάσης $PS_{m,n}$ σαν $E_{O_{m,n}}$, και το οπτικό σήμα που φεύγει από τον ολισθητή φάσης

$PS_{m,n}$ και οδεύει προς τα επάνω σαν $E_{OP_{m,n}}$. Με τους συμβολισμούς αυτούς, τα σήματα εισόδου του Blass matrix μπορούν να γραφτούν σαν $E_{In_{m,1}}$, τα σήματα που φεύγουν από τον Blass matrix και φτάνουν στο στάδιο επανασύνδεσης του οπτικού φέροντος σαν $E_{OP_{1,n}}$ και τα σήματα που χάνονται στις θύρες εξόδου από την δεξιά μεριά του Blass matrix σαν $E_{In_{m,N+1}}$.

Τα βήματα του αλγορίθμου για την ρύθμιση των παραμέτρων του Blass matrix (coupling coefficients και phase shifters) συνοψίζονται παρακάτω, έχοντας ως αναφορά την διάταξη και το μαθηματικό συμβολισμό του Σχήματος 4.2:

- 1) Βασισμένοι στα δεδομένα εισόδου σχετικά με την γωνία στόχευσης θ_m και τον τύπο διέγερσης της στοιχειοκεραίας (ομοιόμορφη ή γκαουσιανή) για κάθε δέσμη, υπολογίζουμε τα διανύσματα S'_m χρησιμοποιώντας την βασική εξίσωση 4.21 και μια κανονικοποιημένη τιμή για τα $|s'_{m,n}|$ έτσι ώστε η συνολική ισχύς του κάθε διανύσματος να είναι μοναδιαία.
- 2) Ορίζουμε επίσης το μέγιστο ER των MZIs του πίνακα.
- 3) Ορίζουμε επιπλέον την παράμετρο ΔP , σαν την πλεονάζουσα ισχύ που πρέπει να εισάγουμε στον Blass matrix ώστε να εξασφαλίσουμε απόλυτη ευελιξία στην ρύθμιση των παραμέτρων. Το ΔP στην πραγματικότητα αναπαριστά την ισχύ του οπτικού σήματος που θα χαθεί από τις δεξιές θύρες εξόδου του Blass matrix. Δεδομένου ότι η συνολική ισχύς του κάθε διανύσματος S'_m είναι ίση με την μονάδα, η χρήση παραπάνω ισχύος σημαίνει πως η ισχύς εισόδου θα έπρεπε να είναι $1 + \Delta P$, κάνοντας έτσι την απόδοση ισχύος του Blass matrix ίση με $1/(1 + \Delta P)$. Το πλάτος του κάθε σήματος εισόδου πρέπει να γίνει:

$$|E_{In_{m,1}}| = \sqrt{1 + \Delta P} \quad (4.22)$$

Σε ένα πραγματικό σύστημα, αυτή πλεονάζουσα ισχύ για όλα τα σήματα εισόδου μπορεί να παραχθεί με την χρήση μιας πηγής laser με υψηλότερη ισχύ εξόδου κατά έναν παράγοντα $(1 + \Delta P)$ με κόστος μεγαλύτερη κατανάλωση ισχύος του συστήματος.

- 4) Ξεκινάμε με την επίλυση του πίνακα από την πρώτη γραμμή. Θεωρούμε όλες τις θύρες εισόδου να είναι ανενεργές εκτός από την πρώτη ($E_{In_{m,1}} = 0$ για $m \neq 1$). Δοσμένου του διανύσματος S'_1 , ξεκινάμε τον υπολογισμό των συντελεστών και των στροφών φάσης από τα αριστερά στα δεξιά. Συγκεκριμένα, με δεδομένο το επιθυμητό πλάτος $|s'_{1,1}|$ και το πλάτος εισόδου $|E_{In_{1,1}}|$, υπολογίζουμε το πλάτος του self-coupling συντελεστή $|r_{1,1}|$ στο $MZI_{1,1}$:

$$|r_{1,1}| = \frac{|s'_{1,1}|}{|E_{In_{1,1}}|} \quad (4.23)$$

Χρησιμοποιώντας την εξίσωση 4.10, εξάγουμε την πληροφορία της φάσης ϕ_i εσωτερικά του $MZI_{1,1}$, και υπολογίζουμε το πλάτος και την φάση όλων των συντελεστών ($r_{1,1}$, $r_{2,1}$, $k_{1,1}$ και $k_{2,1}$) στο $MZI_{1,1}$, χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (4.10)-(4.13). Τα σήματα εξόδου $E_{O_{1,1}}$ και $E_{In_{1,2}}$ εξάγονται έπειτα ως εξής:

$$E_{O_{1,1}} = E_{In_{1,1}} \cdot r_{1,1} \quad (4.24)$$

$$E_{In_{1,2}} = E_{In_{1,1}} \cdot k_{1,1} \quad (4.25)$$

Τέλος, υπολογίζουμε την στροφή φάσης $\varphi_{1,1}$ του $PS_{1,1}$, χρησιμοποιώντας την σχέση:

$$\varphi_{1,1} = \arg \left\{ \frac{s'_{1,1}}{E_{O_{1,1}}} \right\} \quad (4.26)$$

όπου η συνάρτηση $\arg\{\cdot\}$ επιστρέφει τιμές από 0 έως 2π. Συνεχίζουμε ακριβώς την ίδια διαδικασία προς τα δεξιά, παίρνοντας το πεδίο $E_{In_{1,2}}$ σαν είσοδο στο επόμενο MZI, και συνεχίζουμε με τον ίδιο τρόπο προς τα δεξιά για να υπολογίσουμε όλους του συντελεστές σύζευξης ($r_{1,n}$, $r_{2,n}$, $k_{1,n}$ και $k_{2,n}$) και όλες τις στροφές φάσης $\varphi_{1,n}$.

- 5) Συνεχίζουμε με την δεύτερη γραμμή. Θεωρούμε και πάλι πως όλες οι θύρες εισόδου είναι ανενεργές εκτός από την δεύτερη ($E_{In_{m,1}} = 0$ και $m \neq 2$) και ξεκινάμε και πάλι τον υπολογισμό των συντελεστών και των στροφών φάσης από τα αριστερά προς τα δεξιά. Για τον υπολογισμό των παραμέτρων του $MZI_{2,1}$ και του $PS_{2,1}$, χρησιμοποιούμε τα σήματα εισόδου $E_{In_{1,1}}$ και $E_{In_{2,1}}$, την πληροφορία για τα $MZI_{1,1}$ και τα $PS_{1,1}$ (από το προηγούμενο βήμα) και η επιθυμητή διέγερση $s'_{2,1}$. Υπολογίζουμε το πρώτο σήμα $E_{OP_{2,1}}$ το οποίο θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί σαν το δεύτερο σήμα εισόδου στο $MZI_{1,1}$, χρησιμοποιώντας την παρακάτω εξίσωση:

$$s'_{2,1} = (E_{In_{1,1}} \cdot r_{1,1} + E_{OP_{2,1}} \cdot k_{2,1}) \cdot \exp(j \cdot \varphi_{1,1}) \quad (4.27)$$

Στην εξίσωση (4.27), το πεδίο $E_{In_{1,1}}$, όπως αναφέραμε, το θεωρούμε ίσο με το μηδέν, επομένως το πρώτο κομμάτι τι παρένθεσης μπορεί να παραληφθεί. Όλες οι υπόλοιπες παράμετροι είναι είτε δοσμένες είτε γνωστές από το προηγούμενο βήμα, και έτσι είναι δυνατό να υπολογιστεί το πεδίο $E_{OP_{2,1}}$. Το πλάτος του συντελεστή self-coupling $|r_{1,2,1}|$ μπορεί να βρεθεί έπειτα με παρόμοιο τρόπο με την σχέση (4.23), δηλαδή:

$$|r_{1,2,1}| = \frac{|E_{OP_{2,1}}|}{|E_{In_{2,1}}|} \quad (4.28)$$

Μετά από αυτό το σημείο, το πλάτος και η φάση των συντελεστών σύζευξης στο $MZI_{2,1}$ και η στροφή φάσης που εισάγεται στο $PS_{2,1}$ μπορούν να υπολογιστούν με τον ίδιο τρόπο όπως και στα προηγούμενα βήματα. Έχοντας τώρα όλη την πληροφορία για το $MZI_{1,1}$ και το $PS_{1,1}$ (από τα προηγούμενα βήματα) και την πληροφορία του $MZI_{2,1}$ και του $PS_{2,1}$ (από το τωρινό βήμα), μπορούμε να εξάγουμε τα σήματα εξόδου $E_{In_{1,2}}$ και $E_{In_{2,2}}$ τα οποία συνεχίζουν την διάδοση τους προς τα δεξιά:

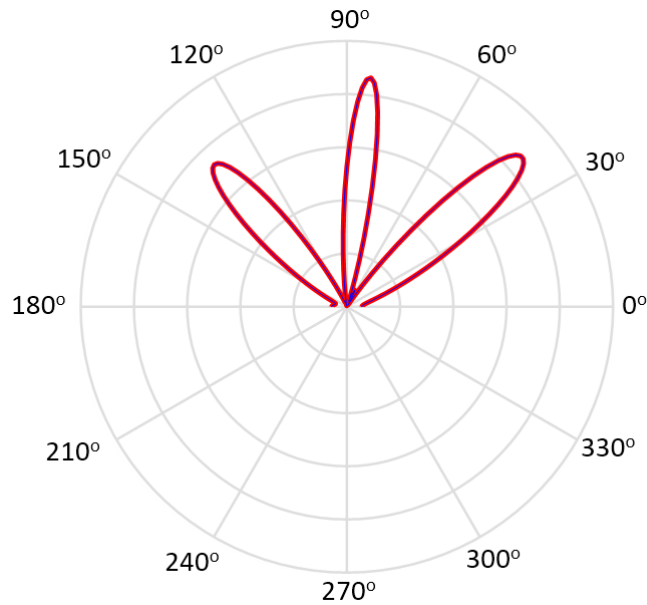
$$E_{In_{1,2}} = E_{In_{2,1}} \cdot r_{1,2,1} \cdot \exp(j \cdot \varphi_{2,1}) \cdot r_{2,1} \quad (4.29)$$

$$E_{In_{2,2}} = E_{In_{2,1}} \cdot k_{1,2,1} \quad (4.30)$$

Χρησιμοποιώντας αυτά τα δύο σήματα, με την πληροφορία για το $MZI_{1,2}$ και $PS_{1,2}$ (από το προηγούμενο βήμα) και την επιθυμητή διέγερση, μπορούμε να επαναλάβουμε την ίδια διαδικασία που περιγράφηκε στο τωρινό βήμα ώστε να υπολογίσουμε τους συντελεστές σύζευξης στο $MZI_{2,2}$ και την στροφή φάσης $\varphi_{2,2}$ στο $PS_{2,2}$. Με αυτόν τον τρόπο, μπορούμε να συνεχίσουμε προς τα δεξιά και να υπολογίσουμε όλες τις παραμέτρους της δεύτερης σειράς ($r_{1,2,n}$, $r_{2,2,n}$, $k_{1,2,n}$, $k_{2,2,n}$ και $\varphi_{2,n}$).

- 6) Συνεχίζουμε κατά τον ίδιο τρόπο με τις υπόλοιπες γραμμές ($m = 3..M$). Για κάθε γραμμή m και στήλη n , κρατάμε ενεργή μόνο την θύρα εισόδου της συγκεκριμένης γραμμής και υπολογίζουμε τις παραμέτρους του $MZI_{m,n}$ και του $PS_{m,n}$, χρησιμοποιώντας την πληροφορία για το επιθυμητό σήμα $s'_{m,n}$, τις παραμέτρους του $MZI_{m',n}$ και του $PS_{m',n}$ της προηγούμενης σειράς ($m' = 1..m - 1$) και τις εκφράσεις των σημάτων $E_{Im''n}$ ($m'' = 1..m$) της προηγούμενης και της ίδιας γραμμής. Στο τέλος όλης αυτής της διαδικασίας, όλες οι παράμετροι των MZIs και των ολισθητών φάσης του Blass matrix έχουν υπολογιστεί. Όταν έχουμε ενεργές όλες τις θύρες εισόδου, τα σήματα $E_{OP_{1,n}}$ αποτελούνται από γραμμική υπέρθεση όλων των σημάτων $s'_{m,n}$, επιτρέποντας την σχηματοποίηση των δεσμών σύμφωνα με τα δεδομένα και τις προδιαγραφές.
- 7) Ελέγχουμε και εξακριβώνουμε ότι τα πλάτη όλως των συντελεστών σύζευξης έχουν πραγματικό νόημα, δηλαδή βρίσκονται μέσα στα όρια που έχει ER που έχουμε θεωρήσει στο βήμα 2 του αλγορίθμου (για παράδειγμα, ανάμεσα σε τιμές 0.045 και 0.999 για 27 dB ER). Σε περίπτωση που κάποια τιμή δεν βρίσκεται σε αυτά τα όρια, η μαθηματική επίλυση του προβλήματος έχει αποτύχει λόγω ελλιπούς οπτικής ισχύος στην είσοδο του Blass matrix. Έτσι τα βήματα 3 έως 6 θα πρέπει να επαναληφθούν με μεγαλύτερη ισχύ εισόδου, δηλαδή με αύξηση του ΔP .

Σαν παράδειγμα, ο Πίνακας 4.1 τα αποτελέσματα του κώδικα που υλοποιεί τον παραπάνω αλγόριθμο, συνοψίζοντας τις τιμές για τους συντελεστές σύζευξης $|r_{1,m,n}|$ και τις ολισθήσεις φάσεων για $\varphi_{m,n}$ για έναν 3×8 οπτικό Blass matrix. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα, το μικροκυματικό φέρον ήταν 28.5 GHz και οι γωνίες στόχευσης των 3 δεσμών ήταν 40° , 85° και 135° . Επιπρόσθετα, επιλέχθηκε ομοιόμορφη διέγερση για την πρώτη δέσμη και γκαουσιανή για την δεύτερη και την Τρίτη δέσμη με τυπική απόκλιση $L/2$ και $L/4$ αντίστοιχα, όπου $L = (N - 1) \cdot d$ το συνολικό μήκος της στοιχειοκεραίας. Τέλος, η απαιτούμενη πρόσθετη ισχύ ΔP ήταν μόλις 0.08. Στο Σχήμα 5 απεικονίζεται το διάγραμμα του παράγοντα διάταξης που λαμβάνουμε, εάν χρησιμοποιήσουμε τα σήματα $E_{OP_{1,n}}$ ($n = 1..8$) που εμφανίζονται άνω θύρες εξόδου του Blass matrix σαν βάση για την διέγερση των σημάτων των AEs, όπως περιγράφηκε παραπάνω. Όπως μπορεί να διαπιστώσει κανείς από το διάγραμμα, η λειτουργία του κυκλώματος επιτυγχάνεται πλήρως, καθώς έχουμε σχηματοποίηση πολλαπλών δεσμών.



Σχήμα 4.5: Παράδειγμα προσομοίωσης ενός OBFN με Blass matrix. Το διάγραμμα απεικονίζει το παράγοντα διάταξης που προκύπτει μετά την ρύθμιση των παραμέτρων του Blass matrix σε μικροκυματικό carrier 28.5 GHz. Οι γωνίες στόχευσης των ηλεκτρικών σημάτων των 3 εισόδων ήταν 40°, 85° και 135° και ο τύπος της διέγερσης ήταν ομοιόμορφη για την πρώτη δέσμη και γκαουσιανή για τις επόμενες δύο.

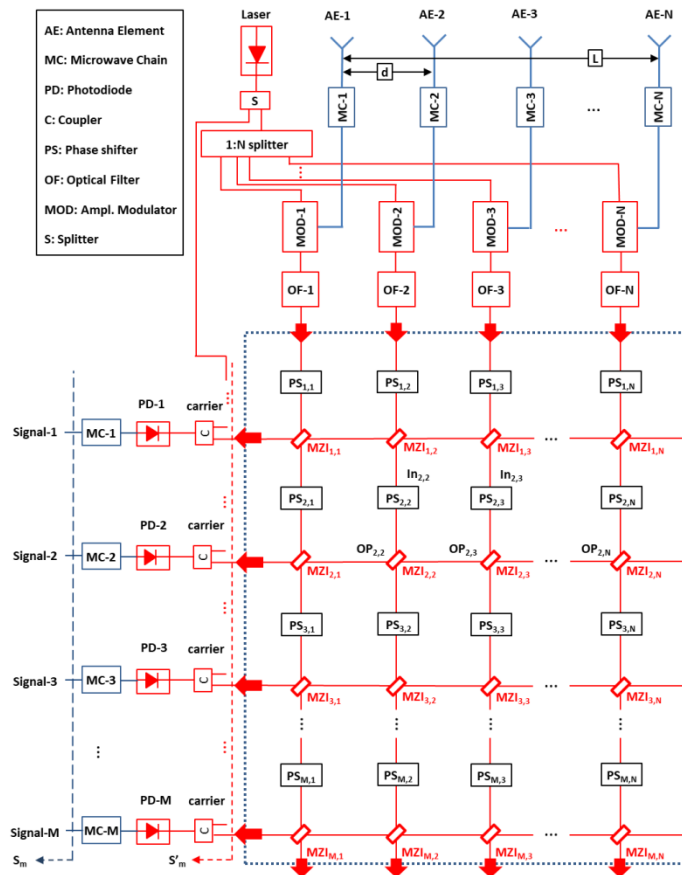
ΠΙΝΑΚΑΣ Ι

ΡΥΘΜΙΣΗ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΤΩΝ MZIS ΚΑΙ PHASE SHIFTERS ΤΟΥ 3X8 ΟΠΤΙΚΟΥ BLASS MATRIX ΓΙΑ ΤΟ ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΤΟΥ ΣΧ.5: ΠΛΑΤΗ ΤΩΝ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΩΝ SELF-COUPPLING ΚΑΙ ΣΤΡΟΦΕΣ ΦΑΣΗΣ

Πλάτη των συντελεστών self-coupling στα $MZI_{m,n}$								
	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)	(8)
(1)	0.34	0.36	0.39	0.42	0.46	0.52	0.62	0.78
(2)	0.26	0.33	0.39	0.51	0.57	0.58	0.77	0.95
(3)	0.08	0.22	0.42	0.64	0.74	0.74	0.40	0.43
Ολισθήσεις φάσεων στα $PS_{m,n}$ (rad)								
	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)	(8)
(1)	4.37	0.02	1.93	3.80	5.62	1.09	2.73	4.14
(2)	4.45	0.21	2.38	4.37	6.22	2.04	3.83	4.77
(3)	4.63	1.01	3.36	5.58	1.62	3.80	0.18	3.65

Θα πρέπει ωστόσο να σημειωθεί πως η μέθοδος που περιγράφηκε εξασφαλίζει βέλτιστη ρύθμιση των παραμέτρων του Blass matrix για λειτουργία με οπτική συχνότητα $f_o + f_c$, και επομένως, με μικροκυματική συχνότητα f_c . Για οποιαδήποτε άλλη μικροκυματική συχνότητα μέσα στην μπάντα ενδιαφέροντος, οι σχέσεις των φάσεων μεταξύ των σημάτων διέγερσης είναι ακριβώς ίδια και για f_c . Συνεπώς, δεν ικανοποιείται η σχέση (4.19) για τον κυματάρημο της νέας συχνότητας, και όπως είχαμε δει στο Κεφάλαιο 2, αυτό οδηγεί στο φαινόμενο του beam-squinting. Επιπρόσθετα, ένα ακόμα φαινόμενο, που σχετίζεται με την κατασκευή του οπτικού κυκλώματος, είναι η πιθανή ασυμμετρία ανάμεσα στους βραχίονες του συμβολόμετρου Mach-Zehnder, κάτι που υποβαθμίζει ακόμα περισσότερο την ποιότητα του διαγράμματος ακτινοβολίας. Και τα δύο αυτά φαινόμενα θα μελετηθούν μέσω προσομοίωσης σε περιβάλλον MATLAB στο επόμενο κεφάλαιο.

Τέλος, θα πρέπει επίσης να τονιστεί πως η διάταξη του OBFN του Σχήματος 4.2 σχετίζεται με την κατεύθυνση της κάτω ζεύξης σε ένα ασύρματο δίκτυο, όπου η κεραία πολλαπλών στοιχείων εκπέμπει τα σήματα στους χρήστες. Σε ένα πραγματικό δίκτυο, ένα ακόμα OBFN θα πρέπει να είναι παρών ώστε να εξυπηρετείται η άνω ζεύξη, επιτρέποντας έτσι τον δέκτη να λαμβάνει σήματα από τους χρήστες με μέγιστο κέρδος σε συγκεκριμένες κατευθύνσεις. Το Σχήμα 4.6 απεικονίζει τη διάταξη του αντίστοιχου OBFN το οποίο έχει σαν βάση και πάλι την αρχιτεκτονική του Blass matrix.



Σχήμα 4.6: Διάταξη του OBFN με Blass matrix άνω ζεύξης.

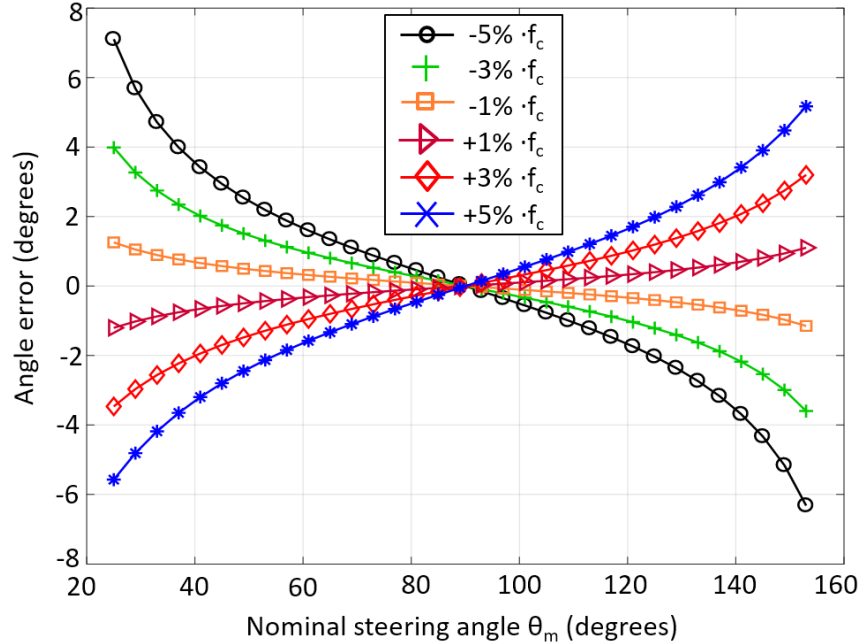
Στην περίπτωση αυτή, η πηγή του laser, ο $1 \times N$ οπτικός διαχωριστής, οι N οπτικοί διαμορφωτές και τα N οπτικά φίλτρα βρίσκονται όλα στην μεριά των AEs. Κάθε διαμορφωτής αντιστοιχεί σε ένα συγκεκριμένο AE και οδηγείται από το ηλεκτρικό σήμα που λαμβάνεται από το AE. Μετά την διάδοση μέσα από τον Blass matrix, τα M σήματα εξόδου φεύγουν από τις θύρες εξόδου στην αριστερή μεριά του Blass και διαδίδονται περαιτέρω για το στάδιο της επανασύνδεσης με το οπτικό φέρον πριν την ανίχνευση από τις M φωτοδιόδους. Η αρχή λειτουργίας, η μαθηματική ανάλυση και τα βήματα του αλγορίθμου για την ρύθμιση των παραμέτρων του Blass matrix που έχουν περιγραφεί παραπάνω για την κάτω ζεύξη παραμένουν τα ίδια ακριβώς και στην περίπτωση της άνω ζεύξης.

4.2 Μελέτη Προσομοιώσεων

Στο κεφάλαιο αυτό θα μελετηθεί μέσω προσομοίωσης σε περιβάλλον MATLAB και θα παρουσιαστούν αποτελέσματα με καμπύλες BER ώστε να μετρηθεί η απόδοση του. Θα γίνουν ξεχωριστές μελέτες σχετικά με τα πιθανά προβλήματα που μπορεί να παρουσιάσει το σύστημα, δηλαδή μελέτη για το φαινόμενο του beam-squinting και μελέτη για την πιθανή ασυμμετρία των MZIs.

Επίδραση του beam-squinting

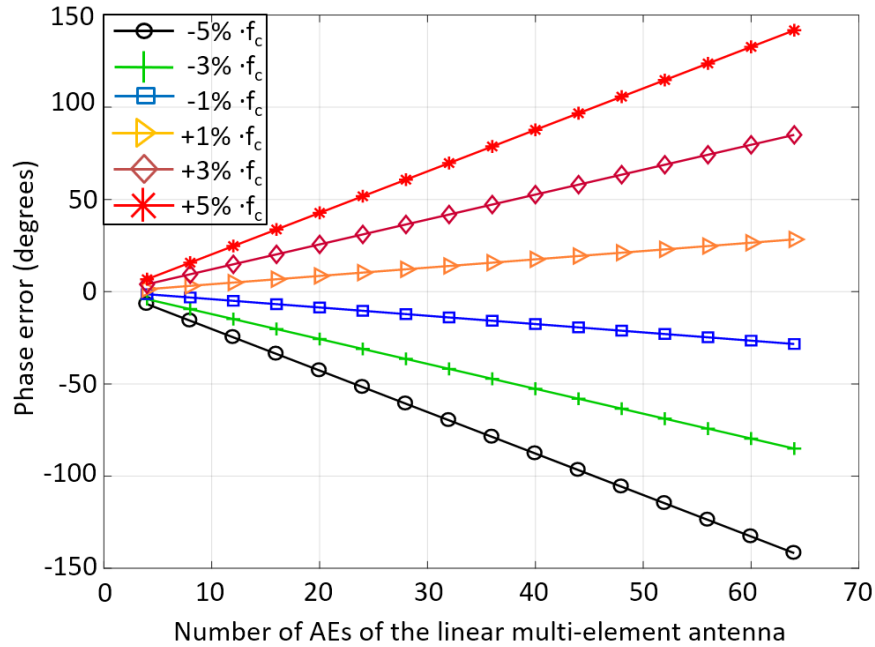
Όπως αναλύθηκε στο Κεφάλαιο 2, κυκλώματα που στηρίζουν την λειτουργία τους σε στοιχεία που εισάγουν στροφή φάσης και όχι πραγματική καθυστέρηση υποφέρουν από το φαινόμενο «αλληθωρίσματος» της δέσμης. Ένα τέτοιο σύστημα είναι και το OBFN με Blass matrix του Σχήματος 4.2 σύμφωνα με την ανάλυση που έχει γίνει έως τώρα. Το Σχήμα 4.7 παρουσιάζει το σφάλμα στην γωνία στόχευσης που μετράμε μέσω προσομοίωσης, όταν ο Blass matrix είναι ρυθμισμένο για την κεντρική μικροκυματική συχνότητα f_c αλλά οι φασματικές συνιστώσες που εξετάζονται έχουν μια διαφορά Δf της τάξης του ± 1 , ± 3 και $\pm 5\%$ σε σχέση με την f_c .



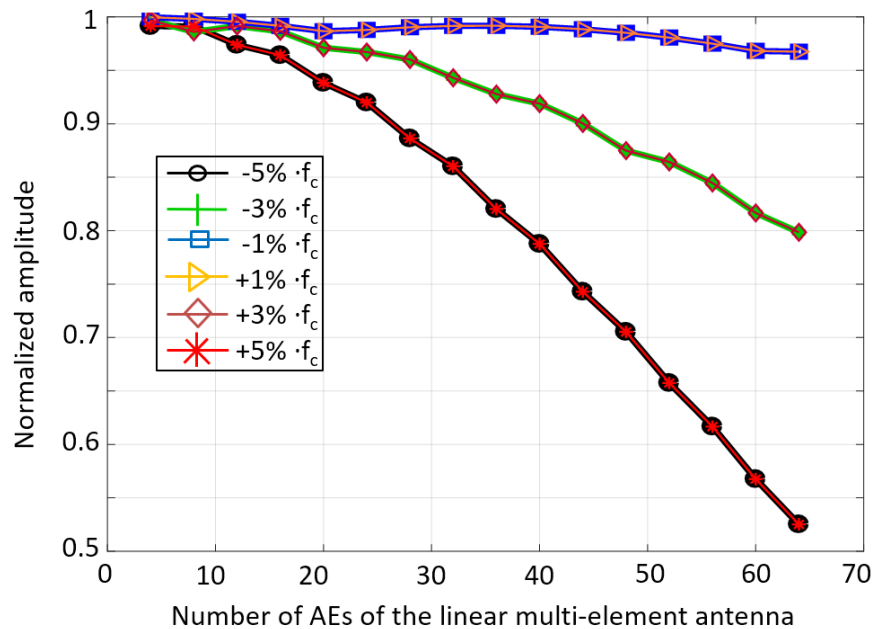
Σχήμα 4.7: Το φαινόμενο του beam-squinting στο OBFN με Blass matrix. Σφάλμα γωνίας στόχευσης συγκρινόμενο με την επιθυμητή γωνία θ_m σαν συνάρτηση της γωνίας θ_m για διαφορετικές τιμές απόκλισης Δf από την κεντρική συχνότητα f_c .

Όπως είναι εμφανές, το σφάλμα, συγκρινόμενο με την επιθυμητή γωνία κατεύθυνσης θ_m είναι πολύ μικρό όταν η θ_m βρίσκεται κοντά στις 90° , αλλά μπορεί να γίνει πολύ μεγάλο (π.χ. μέχρι και 8°) όταν η γωνία θ_m διαφέρει σημαντικά από την τιμή αυτή.

Για έναν δέκτη σε συγκεκριμένη γωνία παρατήρησης, το σφάλμα του beamformer στην γωνία στόχευσης μεταφράζεται σε μια απόκλιση στην φάση και μια εξασθένιση πλάτους της φασματικής συνιστώσας που εξετάζεται σε σχέση με την συχνότητα f_c . Τα Σχήματα 8 και 9 είναι αποτέλεσμα μελέτης μιας περίπτωσης όπου ένας δέκτης λαμβάνει σήμα στις 60° και παρουσιάζεται η απόκλιση της φάσης και η εξασθένιση του πλάτους αντίστοιχα, σαν συνάρτηση του αριθμού των AEs της γραμμικής στοιχειοκεραίας.



Σχήμα 4.8: Απόκλιση φάσης ανάμεσα στην μελετούμενη συχνότητα και στην κεντρική συχνότητα f_c στην γωνία παρατήρησης των 60° , σαν συνάρτηση του αριθμού των AEs, για διαφορετικές τιμές απόκλισης Δf από την κεντρική συχνότητα f_c .



Σχήμα 4.9: Πλάτος της μελετούμενης συχνότητας στην γωνία παρατήρησης των 60° , σαν συνάρτηση του αριθμού των AEs, για διαφορετικές τιμές απόκλισης Δf από την κεντρική συχνότητα f_c . Το πλάτος είναι σε κανονικοποιημένες τιμές στο αντίστοιχο πλάτος της κεντρικής συχνότητας f_c για την ίδια γωνία παρατήρησης.

Είναι αναμενόμενο, και από την ανάλυση που έγινε στο Κεφάλαιο 2 σχετικά με την κατευθυντικότητα των στοιχειοκεραιών, οι αποκλίσεις που μετράμε για τις ίδιες τιμές Δf είναι πολύ μεγαλύτερο όταν ο αριθμός των AEs είναι μεγάλος και συνεπώς, το εύρος της ακτινοβολούμενης δέσμης μικρότερο.

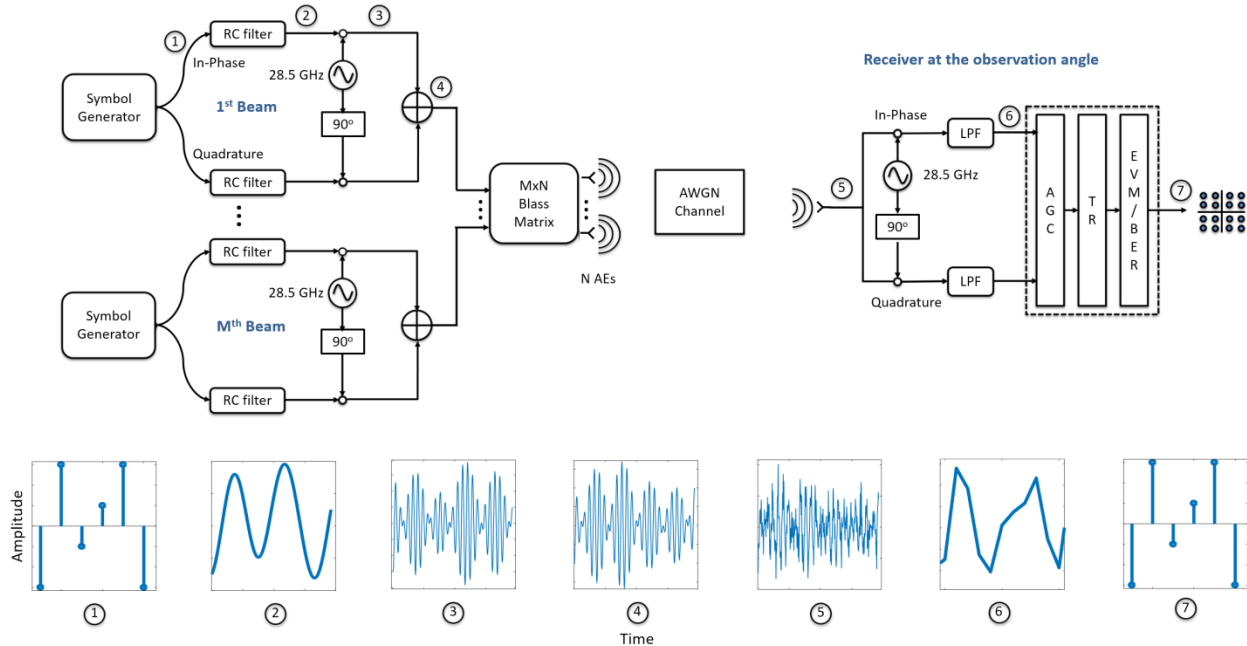
Η επίδραση του φαινομένου του beam-squinting μπορεί να μετρηθεί καλύτερα μέσω εκτίμησης του συστήματος με ακτινοβολήση μικροκυματικού QAM σήματος με πραγματικό φασματικό περιεχόμενο. Θεωρούμε σήμα εισόδου ένα οπτικό σήμα με οπτικό φέρον f_0 το οποίο φέρει QAM σήμα με συχνότητα μικροκυματικού φέροντος f_c το οποίο μπορεί να αναπαραστεί ως ακολούθως:

$$x_{in}(t) = A \cdot [I(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \cdot \sin(2\pi f_c t)] \cdot \exp[j \cdot (2\pi f_0 t + \varphi_0)] \quad (4.31)$$

όπου A ο παράγοντας πλάτους, $I(t)$ και $Q(t)$ η συμφασική (in-phase) και ορθογώνια (quadrature) συνιστώσα, αντίστοιχα του QAM σήματος, και φ_0 η φάση του οπτικού φέροντος. Παρ'όλο που η χρονική εξάρτηση των I και Q συνιστωσών έχουν ως αποτέλεσμα ένα συνεχές φασματικό περιεχόμενο γύρω από την κεντρική συχνότητα f_c , η σχέση (4.31) έχει την ίδια μορφή με την σχέση (4.2) που περιγράφει την διαμόρφωση ενός οπτικού φέροντος από δύο διακριτές συχνότητες. Έτσι λοιπόν βλέπουμε πως η ανάλυση που έγινε στην παράγραφο 4.1 σχετικά με την αρχή λειτουργίας του OBFN, μπορεί να επεκταθεί εύκολα και για σήμα εισόδου της μορφής που έχει η (4.31), δηλαδή οπτικό σήμα που φέρει μικροκυματικό QAM σήμα.

Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να τονίσουμε το εξής: Το γεγονός πως όλη η διαδικασία του οπτικού beamforming του συστήματος αυτού δεν εξαρτάται από την τιμή της οπτικής συχνότητας f_0 όσον αφορά την αρχή λειτουργίας και την ρύθμιση του Blass matrix, μας επιτρέπει να επιλέξουμε χαμηλότερης τάξης μεγέθους τιμή του οπτικού φέροντος και να τρέξουμε τον κώδικα της προσομοίωσης του συστήματος με ρυθμό δειγματοληψίας αρκετά μικρότερο από Tb/s ώστε να είναι δυνατό να τρέξει με τους διαθέσιμους υπολογιστικούς πόρους. Η μόνη πληροφορία που χάνεται με αυτή την επιλογή είναι η πληροφορία σχετικά με τις μη-γραμμικότητες και τον θόρυβο της φωτοδιόδου και του μικροκυματικού φίλτρου. Παρόλα αυτά, τα παραπάνω θέματα ξεφεύγουν από τα όρια της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας.

Το Σχήμα 4.10 παρουσιάζει την διάταξη του επικοινωνιακού συστήματος για το οποίο προσομοιώθηκε σε αυτήν την εργασία.



Σχήμα 4.10: Διάταξη του συστήματος επικοινωνίας που προσομοιώνεται, το οποίο περιέχει την παραγωγή μικροκυματικών QAM σημάτων, την διαδικασία για σχηματοποίησης των δεσμών χρησιμοποιώντας το OBFN με Blass matrix $M \times N$, την επίδραση ενός καναλιού μετάδοσης λευκού προσθετικού θορύβου, την λήψη του σήματος σε συγκεκριμένη γωνία παρατήρησης και η τελική αποκωδικοποίηση της πληροφορίας.

Από την μεριά του πομπού η γεννήτρια συμβόλων παρέχει τα δείγματα για τις συνιστώσες I και Q του QAM σήματος που αντιστοιχεί στην κάθε δέσμη (σημείο 1). Κάθε συνιστώσα υφίσταται υπερδειγματοληψία και διέρχεται από ένα φίλτρο μορφοποίησης παλμού ανυψωμένου συνημιτόνου, το οποίο περιορίζει το ενεργό εύρος ζώνης της συνιστώσας και ελαχιστοποιεί φαινόμενα διασυμβολικής παρεμβολής. Συγκεκριμένα, το αποτέλεσμα στο εύρος ζώνης του σήματος δίνεται ως εξής:

$$BW = (1 + \beta) \cdot f_s / 2 \quad (4.32)$$

όπου β ο παράγοντας επέκτασης (roll-off factor) και f_s είναι ο ρυθμός συμβόλων των σημάτων εισόδου. Στην έξοδο αυτών των φίλτρων, η κάθε συνιστώσα I και Q ανεβαίνουν σε συχνότητα χρησιμοποιώντας έναν τοπικό ταλαντωτή στα 28.5 GHz, ενώ ένας ηλεκτρικός στροφέας φάσης χρησιμοποιείται για την εισαγωγή 90° διαφοράς φάσης, εξασφαλίζοντας την ορθογωνιότητά τους (σημείο 3). Έπειτα, τα δύο σήματα αυτά συνδυάζονται ώστε να συνθέσουν ένα μικροκυματικό QAM σήμα (σημείο 4) με ζωνοπερατό εύρος ζώνης διπλάσιο σε σχέση με το εύρος βασικής ζώνης της εξίσωσης (4.32). Αυτό το QAM σήμα είναι τώρα έτοιμο για διαμόρφωση από ένα οπτικό φέρον ώστε να δημιουργηθεί οπτικό σήμα το οποίο μπορεί να φιλτραριστεί και να επεξεργασθεί οπτικά σαν ένα SSB σήμα από το δίκτυο του Blass matrix. Βασισμένοι τώρα σε αυτά που είπαμε πριν σχετικά με τον περιορισμό από υπολογιστική ισχύς για την προσομοίωση, χρησιμοποιούμε

απευθείας το ηλεκτρικό σήμα χωρίς να κάνουμε μετάβαση στον οπτικό τομέα, χωρίς να χάνουμε κάποια πληροφορία. Έτσι, τα ηλεκτρικά QAM σήματα εισάγονται απευθείας στον Blass matrix.

Ο Blass matrix είναι ρυθμισμένος με τον αλγόριθμο που παρουσιάστηκε νωρίτερα, με δεδομένα την κατεύθυνση και τον τύπο της διέγερσης της κάθε δέσμης. Στις θύρες εξόδου του Blass matrix, τα σήματα εξόδου τροφοδοτούν τα ομοιοκατευθυντικά AEs της γραμμικής στοιχειοκεραίας, επιτρέποντας την μετάδοση QAM σημάτων πάνω από ραδιοσυχνολογικό κανάλι (RF channel). Επίσης εισάγουμε στο σημείο αυτό λευκό προσθετικό γκαουσιανό θόρυβο (AWGN) για να μοντελοποιηθούν με έναν συνοπτικό τρόπο διάφοροι τύποι θορύβου που προσθέτονται. Θέτοντας στην προσομοίωση την παράμετρο SNR του τελικού σήματος στον δέκτη λαμβάνεται υπόψη αυτός ο θόρυβος και προσαρμόζουμε το SNR ανάλογα με το σχήμα διαμόρφωσης που επιλέγεται.

Στην άλλη μεριά του συστήματος, ο δέκτης βρίσκεται στην γωνία κατεύθυνσης της δέσμης. Το πεδίο που λαμβάνεται στο σημείο 5 «ρίχνεται» στην βασική ζώνη και αναλύεται πίσω στις συνιστώσες I και Q χρησιμοποιώντας έναν τοπικό ταλαντωτή στα 28.5 GHz και έναν ηλεκτρικό στροφέα φάσης 90° . Ένα απότομο βαθυπερατό φίλτρο (LPF) χρησιμοποιείται επιπλέον σε κάθε βραχίονα, ώστε να φιλτραριστούν ανεπιθύμητες φασματικές συνιστώσες, με συχνότητα αποκοπής ίση με το ενεργό εύρος ζώνης του σήματος (σημείο 6). Από το σημείο αυτό και έπειτα, ένα σύνολο από απλούς αλγορίθμους ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP) ώστε να αποκωδικοποιηθεί κατάλληλα και να μετρηθεί η ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος. Αρχικά, ένας αλγόριθμος για αυτόματο έλεγχο κέρδους (automatic gain control, AGC) κανονικοποιεί την ισχύ του σήματος σε ένα συγκεκριμένο επίπεδο ισχύος, το οποίο εξαρτάται από την τάξη του QAM σήματος. Στη συνέχεια, ένας αλγόριθμος ανάκτησης χρονισμού (time recovery, TR) χρησιμοποιείται για να ανακτήσει τον ρυθμό συμβόλων και για να αναγνωρίσει το βέλτιστο σημείο δειγματοληψίας στην διάρκεια του συμβόλου, επιτρέποντας ελαχιστοποίηση της διασυμβολικής παρεμβολής (ISI) και απόκτηση ενός βέλτιστου συνόλου από δείγματα με ρυθμό τον ρυθμό συμβόλων (υποδειγματοληψία). Τελικά, αυτό το σύνολο χρησιμοποιείται για την εξαγωγή του διαγράμματος αστερισμού (constellation diagram), τον υπολογισμό του EVM και BER, και επομένως την συνολικότερη εκτίμηση της απόδοσης του συστήματος.

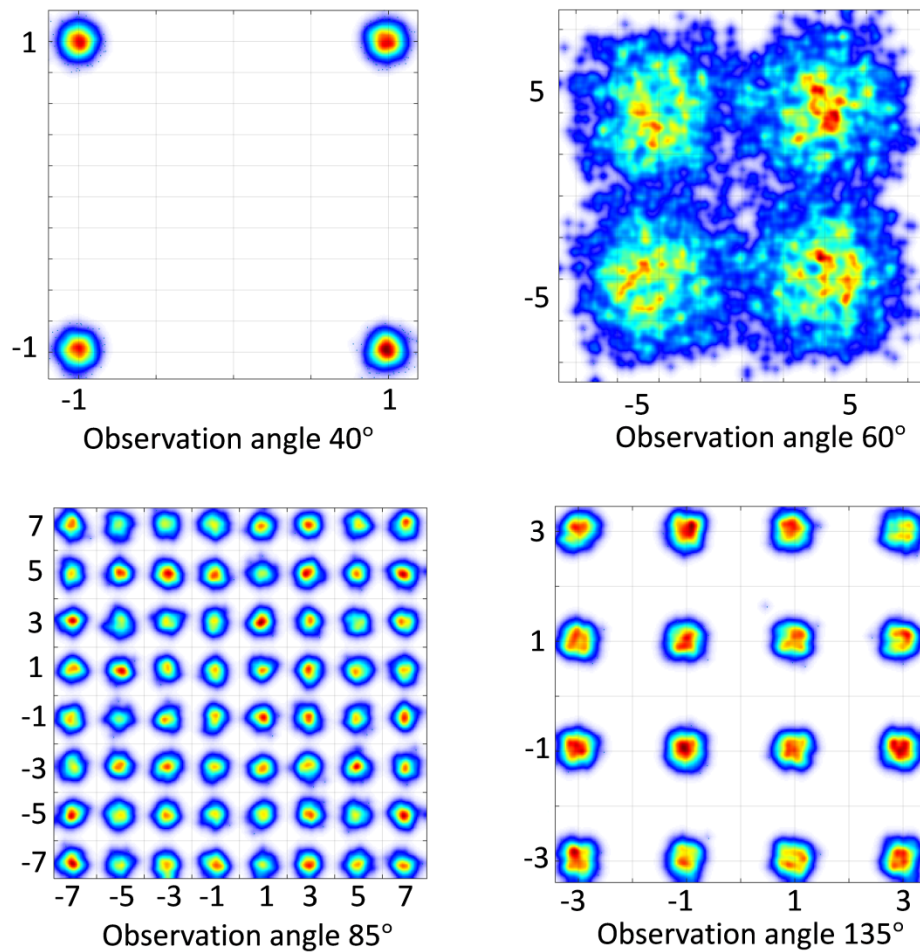
Ξεκινάμε την μελέτη εξετάζοντας την λειτουργία του συστήματος για σχηματοποίηση πολλαπλών ανεξάρτητων δεσμών. Χρησιμοποιούμε το ίδιο παράδειγμα με νωρίτερα, δηλαδή δουλεύουμε με έναν Blass matrix 3x8 στα 28.5 GHz και διαλέγουμε με τον αλγόριθμο ρυθμίσεις για κατεύθυνση των γωνιών στις γωνίες 40° , 85° και στις 135° . Το ΔP είναι πάλι 0.08, ενώ ο τύπος διέγερσης της στοιχειοκεραίας είναι ομοιόμορφος για την δέσμη 1, και γκαουσιανός για τις δέσμες 2 και 3. Η διαφορά με την περίπτωση του Σχήματος 4.5 είναι πως εδώ δεν χρησιμοποιούμε ένα απλό ηλεκτρικό φέρον, αλλά QAM σήμα για κάθε μία από τις 3 δέσμες με 28.5 GHz μικροκυματικό φέρον, 1 Gbaud ρυθμό συμβόλων και 0.5 παράγοντα roll-off. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιούμε ένα 4-QAM σήμα για την πρώτη δέσμη, 64-QAM για την δεύτερη δέσμη και 16-QAM για την τρίτη δέσμη. Τα δεδομένα αυτά εισόδου συνοψίζονται στον Πίνακα 4.2.

ΠΙΝΑΚΑΣ II

ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΚΑΙ ΣΧΗΜΑΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΔΕΣΜΗΣ ΓΙΑ ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΣΥΓΚΕΚΡΙΜΕΝΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΕΝΟΣ 3×8 ΟΠΤΙΚΟΥ ΒLASS MATRIX

Δέσμη	Τάξη	Roll-off	Μικροκυματικό φέρον (GHz)	Κατεύθυνση (°)	Τύπος Διέγερσης	SNR
1	4-QAM	0.5	28.5	40	Uniform	28
2	64-QAM	0.5	28.5	85	Gaussian	28
3	16-QAM	0.5	28.5	135	Gaussian	28

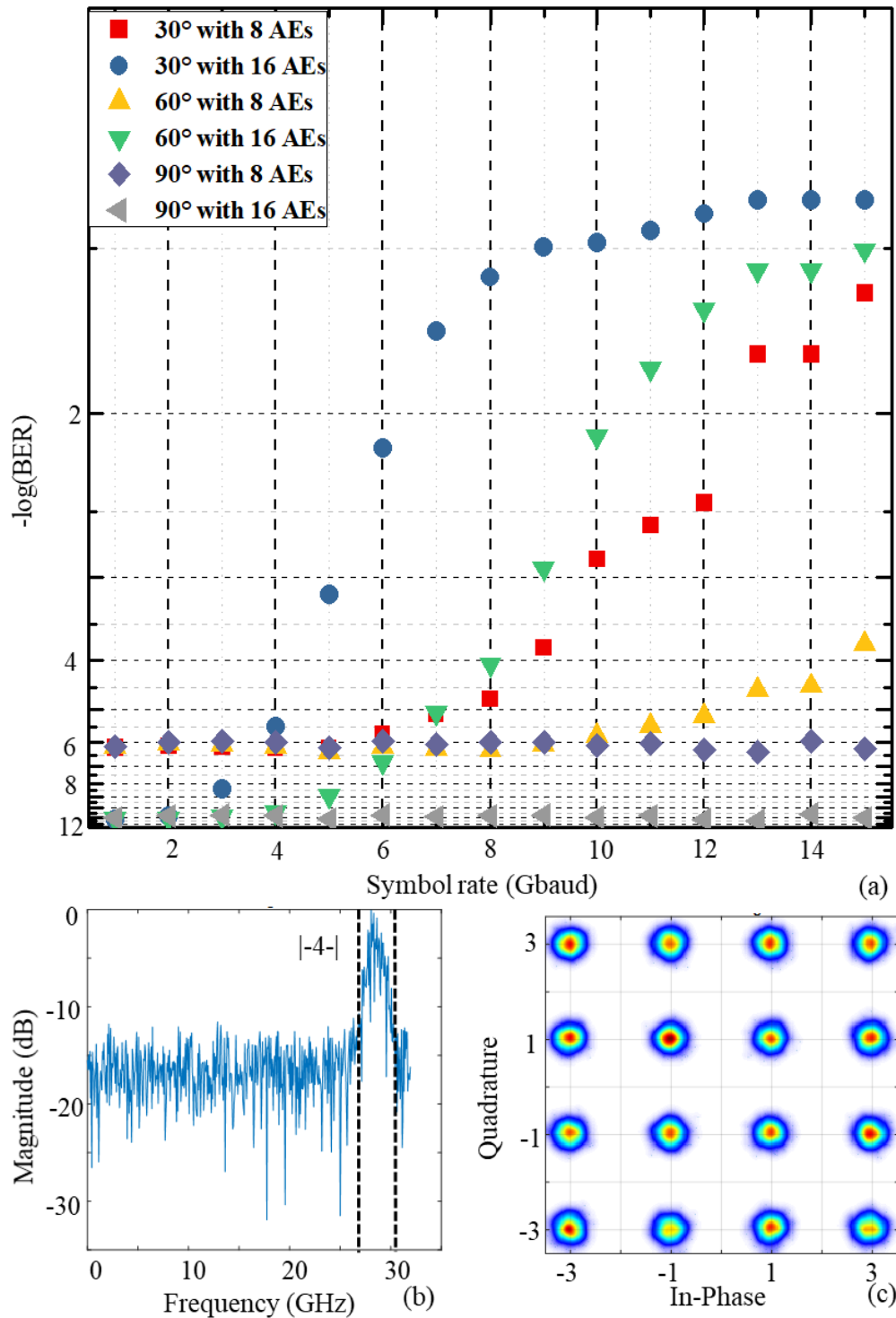
Αφήνουμε τα τρία σήματα να επεξεργασθούν από τον Blass matrix, και έπειτα λαμβάνουμε το εκπεμπόμενο σήμα στις γωνίες στόχευσης 40°, 85° και 135° καθώς επίσης και σε μία διαφορετική γωνία των 60°. Το Σχήμα 4.11 αποτυπώνει τα 4 διακριτά διαγράμματα αστερισμού σε κάθε γωνία παρατήρησης.



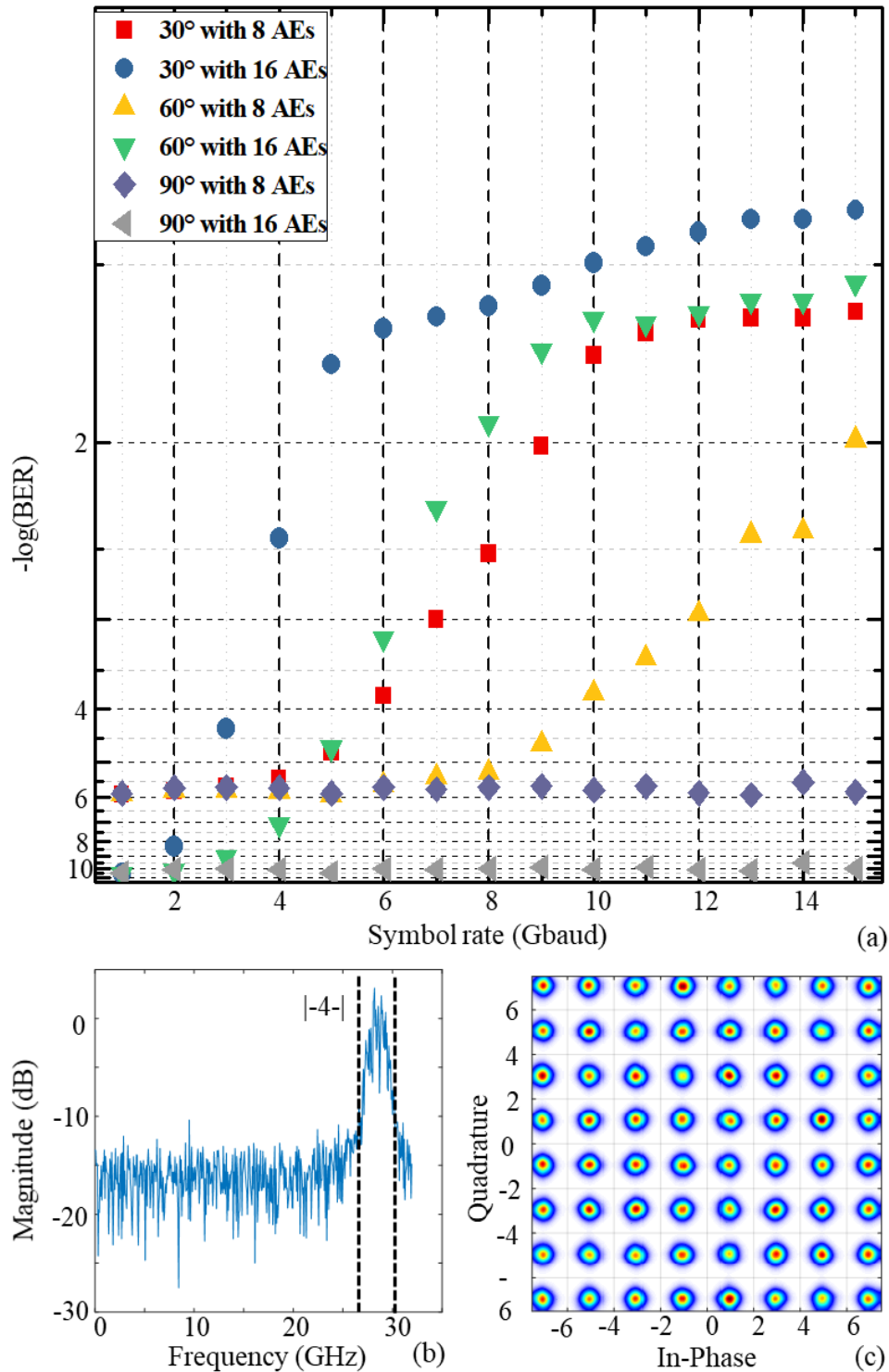
Σχήμα 4.11: Αποκωδικοποιημένο διάγραμμα αστερισμού σε γωνίες 40°, 60°, 85° και 135° για λειτουργία με δεδομένα εισόδου τον Πίνακα 4.2.

Είναι εμφανές πως οι αστερισμοί στις γωνίες 40° , 85° και 135° είναι πολύ «καθαροί» και αντιστοιχούν στον τύπο του QAM σήματος που προοριζόταν για την κάθε γωνία. Από την άλλη, το διάγραμμα αστερισμού των 60° μπορεί να χαρακτηριστεί ως θολό και θορυβώδες, καθώς αποτελεί ουσιαστικά παρεμβολή από λοβούς των υπόλοιπων δεσμών. Συνεπώς, και τα 4 διαγράμματα αστερισμού βρίσκονται σε απόλυτη συμφωνία με τα δεδομένα του Πίνακα 4.2 και εξακριβώνουν την λειτουργία του OBFN με Blass matrix.

Τώρα θα επικεντρωθούμε περισσότερο στην επίδραση του φαινομένου του beam-squinting σε συνδυασμό με τις παραμέτρους διαμόρφωσης και τον αριθμό των AEs. Για να διατηρήσουμε την μελέτη απλή, κρατάμε τον αριθμό των θυρών εισόδων του Blass matrix ίσο με 3, αλλά κρατάμε ενεργή μόνο την 3^η είσοδο, ώστε να μελετήσουμε την επίδραση του φαινομένου για την περίπτωση μίας δέσμης. Η διέγερση των AEs για την δέσμη είναι γκαουσιανή με τυπική απόκλιση $L/4$. Το τελικό μέγεθος του Blass matrix είναι 3×8 ή 3×16 , το οποίο εξαρτάται από τον αριθμό των AEs της γραμμικής στοιχειοκεραίας. Παρόλο που η μελέτη αυτή αφορά λειτουργία μόνης δέσμης, τα συμπεράσματα μπορούν εύκολα να επεκταθούν και στην λειτουργία πολλαπλών δεσμών. Τα Σχήματα 4.12 και 4.13 παρουσιάζουν καμπύλες BER σαν συνάρτηση του ρυθμού συμβόλων για σήμα 16-QAM και 64-QAM αντίστοιχα στα 28.5 GHz. Ο παράγοντας roll-off παραμένει 1 και για τα δύο σχήματα διαμόρφωσης. Ο Blass matrix τροφοδοτεί μια γραμμική στοιχειοκεραία με είτε 8 είτε 16 στοιχεία, και ρυθμίζεται ώστε να κατευθύνει την δέσμη σε γωνία 30° , 60° ή 90° . Στην περίπτωση των 8 AEs, θέτουμε SNR 22 dB για 16-QAM σήμα και 28-dB για 64-QAM σήμα. Για να λάβουμε υπόψη μας την αύξηση της κατευθυντικότητας της δέσμης για 16 AEs, το SNR υπολογίζεται 25 dB για 16-QAM σήμα και 31-dB για 64-QAM σήμα.



Σχήμα 4.12: (α) Καμπύλη BER σαν συνάρτηση του ρυθμού συμβόλων για σήμα 16-QAM με παράγοντα roll-off ίσο με 1, για την περίπτωση στοιχειοκεραίας με 8 ή 16 AEs. (β) Φάσμα ηλεκτρικού σήματος στην λήψη για σήμα με 2 Gbaud ρυθμό συμβόλων και 16 AEs. (γ) το αντίστοιχο διάγραμμα αστερισμού μετά από DSP. Το SNR είναι 22 dB για την περίπτωση των 8 AEs και 25 dB για την περίπτωση των 16 AEs.



Σχήμα 4.13: (α) Καμπύλη BER σαν συνάρτηση του ρυθμού συμβόλων για σήμα 64-QAM με παράγοντα roll-off ίσο με 1, για την περίπτωση στοιχειοκεραίας με 8 ή 16 AEs. (β) Φάσμα ηλεκτρικού σήματος στην λήψη για σήμα με 2 Gbaud ρυθμό συμβόλων και 16 AEs. (γ) το αντίστοιχο διάγραμμα αστερισμού μετά από DSP. Το SNR είναι 28 dB για την περίπτωση των 8 AEs και 31 dB για την περίπτωση των 16 AEs.

Ο κύριος λόγος για την υψηλή εξάρτηση του BER από τον ρυθμό συμβολών, και κατ' επέκταση το εύρος ζώνης του σήματος, είναι το φαινόμενο του beam-squinting. Αυτό μπορεί να διαπιστωθεί εύκολα από το γεγονός ότι στην γωνία των 90° , όπου δεν υπάρχει φαινόμενο beam-squinting, έχουμε μετάδοση χωρίς λάθη για κάθε περίπτωση ακόμα και σε πολύ υψηλά εύρη ζώνης. Οι μικρές διαφοροποιήσεις σε σχέση με το επίπεδο του κάτω επίπεδο του BER δεν σχετίζονται με το beam-squinting αλλά οφείλονται στις διαφορετικές παραμέτρους της μετάδοσης, δηλαδή σχήμα διαμόρφωσης και SNR. Καθώς όμως η γωνία στόχευσης ξεφεύγει από τις 90° , η επίδραση του φαινομένου του beam-squinting είναι εμφανής. Η επίδραση είναι μεγαλύτερη για την περίπτωση μικρότερων γωνιών στόχευσης (π.χ. για 30°) και για υψηλότερο ρυθμό συμβόλων. Ειδικά, το δεύτερο είναι λογικό διότι όσο αυξάνεται το εύρος ζώνης, τόσο περισσότερη διαφορά φάσης υπάρχει ανάμεσα στις φασματικές συνιστώσες του κάθε σήματος. Επιπρόσθετα, τα αποτελέσματα του beam-squinting είναι πιο έντονα στην περίπτωση των 16 AEs καθώς η ασύρματη δέσμη ακτινοβολίας είναι πολύ πιο λεπτή. Ως αποτέλεσμα, η μεγάλη βελτίωση του BER για χαμηλό ρυθμών συμβόλων για την περίπτωση των 16 AEs λόγω του υψηλότερου SNR αντιστρέφεται στην πορεία για πολύ υψηλότερους ρυθμούς συμβόλων εξαιτίας του κυρίαρχου ρόλου του beam-squinting. Αυτή η αντιστροφή φαίνεται και για 30° και για 60° , απλά συμβαίνει πολύ νωρίτερα στην περίπτωση των 30° .

Παρόλες αυτές τις διαφοροποιήσεις, ένα σημαντικό συμπέρασμα είναι πως για οποιοδήποτε συνδυασμό των παραπάνω παραμέτρων, το BER παραμένει χαμηλότερο από 10^{-3} , και επομένως χαμηλότερο από τα όρια που θέτουν οι τεχνικές FEC (Forward Error-Correction), όταν ο ρυθμός συμβόλων παραμένει χαμηλότερος από 3 Gbaud. Αφού η τιμή αυτή είναι αρκετά μεγάλη ακόμα και για τα συστήματα 5G, φαίνεται πως το σύστημα έχει αντοχή στο beam-squinting. Στα Σχήματα 4.12 και 4.13, στην κάτω μεριά, φαίνονται ενδεικτικά το φάσμα και το διάγραμμα αστερισμού για κάποιες περιπτώσεις.

Τέλος πρέπει επίσης να σημειωθεί πως όλα τα παραπάνω αποτελέσματα αντιστοιχούν όλα σε περιπτώσεις όπου ο δέκτης βρίσκεται στην γωνία στόχευσης της αντίστοιχης δέσμης. Όταν υπάρχει μία διαφοροποίηση στην γωνία που λαμβάνεται το σήμα, το beam-squinting δρα σε συνδυασμό με την πτώση της ισχύος λήψης που οδηγεί σε περαιτέρω μείωση της ποιότητας του λαμβανόμενου σήματος.

Επίδραση πιθανής ασυμμετρίας των MZIs

Στο δεύτερο μέρος της μελέτης προσομοίωσης, θα επικεντρωθούμε στην επίδραση της επιπλέον εξάρτησης από την συχνότητα που μπορεί να προκύψει λόγω της πιθανής ασυμμετρίας των δύο βραχιόνων των MZIs, το οποίο σχετίζεται με την υλοποίηση του οπτικού κυκλώματος της εργασίας αυτής. Αναφερόμαστε και πάλι στο Σχήμα 4.3, υποθέτοντας αυτή την φορά πως το οπτικό μονοπάτι των δύο δρόμων μέσα στα MZIs δεν είναι ακριβώς το ίδιο εξαιτίας ατελειών στην κατασκευή του κυκλωμάτων. Μοντελοποιούμε αυτήν την αναπόφευκτη ασυμμετρία σαν ένα επιπλέον μήκος μέσα στον πάνω βραχίονα, το οποίο μπορεί να έχει θετικές ή αρνητικές τιμές, καλύπτοντας όλες τις

πιθανές περιπτώσεις. Χρησιμοποιώντας τον ίδιο συμβολισμό της Ενότητας 4.2, βρίσκουμε τις εκφράσεις για τους συντελεστές self-coupling και cross-coupling στην περίπτωση των εισόδων από την πρώτη και την δεύτερη θύρα ως εξής:

$$r1 = \frac{1}{2} \left[\exp \left(j \cdot \left(\varphi i + \frac{2\pi \cdot f \cdot \Delta L \cdot n_g}{c} \right) \right) - 1 \right] \quad (4.33)$$

$$k1 = \frac{1}{2} \exp \left(j \frac{\pi}{2} \right) \left[\exp \left(j \cdot \left(\varphi i + \frac{2\pi \cdot f \cdot \Delta L \cdot n_g}{c} \right) \right) + 1 \right] \quad (4.34)$$

$$r2 = \frac{1}{2} \left[1 - \exp \left(j \cdot \left(\varphi i + \frac{2\pi \cdot f \cdot \Delta L \cdot n_g}{c} \right) \right) \right] \quad (4.35)$$

$$k2 = \frac{1}{2} \exp \left(j \frac{\pi}{2} \right) \left[\exp \left(j \cdot \left(\varphi i + \frac{2\pi \cdot f \cdot \Delta L \cdot n_g}{c} \right) \right) + 1 \right] \quad (4.36)$$

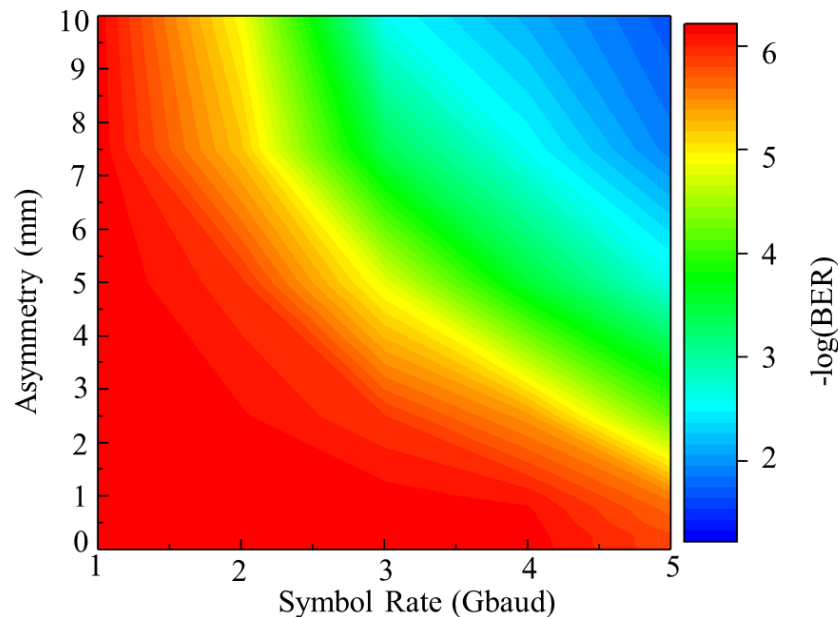
όπου f η οπτική συχνότητα που εξετάζεται και n_g ο δείκτης διάθλασης του κυματοδηγού, ο οποίος υποθέτουμε πως είναι σταθερός. Φαίνεται λοιπόν από τις παραπάνω εκφράσεις πως η πιθανή ασυμμετρία των MZIs εισάγει μια εξάρτηση από την συχνότητα στους συντελεστές σύζευξης. Αποτέλεσμα είναι η κάθε φασματική συνιστώσα των σημάτων εισόδου των MZIs, που είναι οπτικά SSB σήματα με συνεχές φασματικό περιεχόμενο, να υπόκειται σε διαφορετικό συντελεστή σύζευξης. Ο αλγόριθμος που παρουσιάστηκε στην ενότητα 4.2 μπορεί να λάβει υπόψη την ασυμμετρία αυτή και να την αντισταθμίσει για την οπτική συχνότητα $f_0 + f_c$, διασφαλίζοντας έτσι ότι η μικροκυματική συχνότητα f_c θα λάβει σωστά πλάτη και φάσεις. Για όλες όμως τις υπόλοιπες συχνότητες η ασυμμετρία των MZIs θα εισάγει κάποιο σφάλμα στην επιθυμητή σύζευξη.

Πρέπει να σημειώσουμε πως η απουσία αντιστάθμισης για την συχνότητα $f_0 + f_c$ μέσω κατάλληλης ρύθμισης των ολισθητών φάσης μέσα στα MZIs δεν θα είναι καταστροφική, καθώς θα οδηγήσει σε μία στροφή του διαγράμματος αστερισμού του ασύρματου σήματος. Αυτή η στροφή μπορεί να αντισταθμιστεί εύκολα με χρήση ενός απλού αλγορίθμου ανάκτησης φέροντος (carrier phase recovery, CPR) στην αλυσίδα DSP του δέκτη.

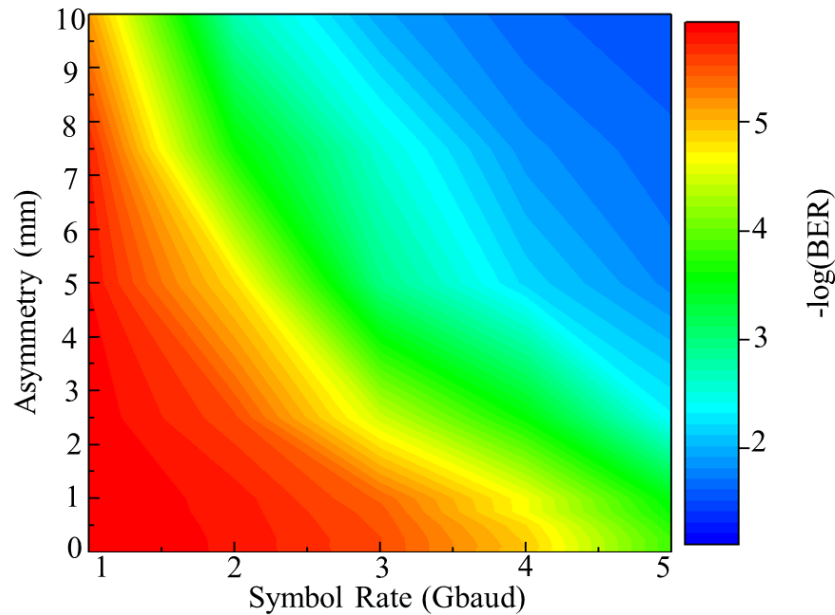
Για να ποσοτικοποιήσουμε την επίδραση της ασυμμετρίας των MZIs, χρησιμοποιούμε την διάταξη του Σχήματος 4.10 για λειτουργία μονής δέσμης, χρησιμοποιώντας έναν Blass matrix 4x16 και κρατώντας ενεργή μόνο την 4^η θύρα εισόδου. Από την στιγμή που η ασυμμετρία των MZIs είναι τυχαία, χρησιμοποιούμε μια στατιστική κατανομή για να καθορίσουμε την τιμή της ασυμμετρίας σε κάθε MZI της διάταξής μας. Χωρίς να χρησιμοποιήσουμε πραγματικά στατιστικά δεδομένα για τις κατασκευαστικές ατέλειες, χρησιμοποιούμε την ομοιόμορφη κατανομή σαν ένα «κακό» σενάριο για να χαρακτηρίσουμε την ασυμμετρία ΔL των MZIs. Διαλέγουμε την κατανομή να κινείται γύρω από το 0 και χρησιμοποιούμε το ΔL_{HW} (half-width) σαν ελεύθερη παράμετρο στην μελέτη μας. Για παράδειγμα, θέτοντας την τιμή ΔL_{HW} ίση με 10 μm σημαίνει πως η πραγματική ασυμμετρία των MZIs κινείται μέσα στα όρια $[-10 + 10]$ μm με πιθανότητα που αντιστοιχεί σε ομοιόμορφη κατανομή. Για κάθε τιμή ΔL_{HW} και περίπτωση διαμόρφωσης, χρησιμοποιούμε την μέθοδο

προσομοίωσης Monte-Carlo και επαναλαμβάνουμε την προσομοίωση 200 φορές την μέση τιμή του BER για το αποκωδικοποιημένο σήμα. Παρουσιάζονται 2 περιπτώσεις με QAM διαμόρφωση στα 28.5 GHz και κατεύθυνση δέσμης στις 60° με ομοιόμορφη διέγερση της στοιχειοκεραίας. Η μία περίπτωση είναι για σήμα 16-QAM ενώ η άλλη για 64-QAM, ενώ ο παράγοντας roll-off διατηρείται ίσος με 1. Το SNR στην λήψη είναι 22 dB για 16-QAM σήμα και 28 dB για 64-QAM σήμα. Τέλος, ο ρυθμός συμβόλων εκτείνεται από 1 έως 5 Gbaud, η οποία είναι πολύ υψηλή τιμή για σύστημα 5G που λειτουργεί στα 28.5 GHz. Σε κάθε περίπτωση, ο αλγόριθμος ρύθμισης παραμέτρων αντισταθμίζει την ασυμμετρία στα MZIs για την συχνότητα των 28.5 GHz.

Τα Σχήματα 4.14 και 4.15 απεικονίζουν τα γραφήματα που αντιστοιχούν στις δύο προαναφερθείσες περιπτώσεις στον χώρο των δύο ελεύθερων παραμέτρων (ρυθμός συμβόλων και ασυμμετρίας (ΔL_{HW}))



Σχήμα 4.14: BER του αποκωδικοποιημένου σήματος 16-QAM (roll-off ίσο με 1) στην γωνία 60°, σαν συνάρτηση του ρυθμού συμβόλων και της ασυμμετρίας των MZIs (ΔL_{HW}) εσωτερικά ενός 4x16 οπτικού Blass matrix.



Σχήμα 4.15: BER του αποκωδικοποιημένου σήματος 64-QAM (roll-off ίσο με 1) στην γωνία 60° , σαν συνάρτηση του ρυθμού συμβόλων και της ασυμμετρίας των MZIs (ΔL_{HW}) εσωτερικά ενός 4x16 οπτικού Blass matrix.

Όπως μπορεί να παρατηρήσει κανείς, η πρόσθετη εξάρτηση του BER στην ασυμμετρία του MZI υπάρχει και προστίθεται στην συχνотική εξάρτηση από το φαινόμενο του beam-squinting. Αντίστοιχα και με το beam-squinting, η εξάρτηση αυτή είναι εντονότερη για σήματα με μεγαλύτερο εύρος ζώνης, όταν δηλαδή ο ρυθμός συμβόλων μεγαλώνει. Από την άλλη, θα πρέπει να τονιστεί ότι οι κατασκευαστικές αυτές ατέλειες των MZIs έχουν σημαντική επίδραση για τιμές ασυμμετρίας εξωπραγματικά μεγάλες (π.χ. για ΔL_{HW} μεγαλύτερο από 500 μm ή μεγαλύτερο από 1 mm). Δεδομένου ότι σε όλα τα ολοκληρωμένα φωτονικά κυκλώματα, η ασυμμετρία των τυπικών MZI δομών δεν ξεπερνάει στην χειρότερη περίπτωση τα 5 μm , αυτή η μελέτη επιβεβαιώνει πως από πρακτικής άποψης, αυτή η κατασκευαστική ατέλεια δεν αποτελεί πρόβλημα στην οπτική υλοποίηση ενός κυκλώματος σχηματοποίησης δέσμης με Blass matrix.

5.

Συμπεράσματα και Προοπτικές

Χρησιμοποιώντας θεωρητική ανάλυση και μελέτη προσομοίωσης, έχουμε θέσει ένα στέρεο υπόβαθρο για την οπτική υλοποίηση του Blass matrix χρησιμοποιώντας MZIs και ολισθητές φάσεις, και έχουμε περιγράψει την πιθανή χρήση του σαν ένα δίκτυο σχηματοποίησης πολλαπλών δεσμών για ασύρματα δίκτυα επόμενης γενιάς. Δουλεύοντας με οπτικά σήματα που είναι διαμορφωμένα κατά πλάτος από μικροκυματικούς τόνους, έχουμε εξακριβώσει την δυνατότητα να μετατρέπονται οι οπτικές στροφές φάσεις που εισάγονται εσωτερικά του Blass matrix σε ισοδύναμες ηλεκτρικές. Με βάση αυτή την αρχή, έχουμε παρουσιάσει έναν αλγόριθμο για την ρύθμιση των παραμέτρων ενός $M \times N$ Blass matrix, λαμβάνοντας υπόψη τις ιδιότητες και τους περιορισμούς των MZIs σαν ρυθμιζόμενοι οπτικοί συζεύκτες. Επιπλέον, έχοντας στήσει ένα περιβάλλον προσομοίωσης που μοντελοποιεί την λειτουργία ενός οπτικού Blass matrix στην περίπτωση οπτικών εισόδων που φέρουν μικροκυματικά QAM σήματα, έχουμε διαπιστώσει την λειτουργία για πολλαπλές δέσμες στα 28.5 GHz και έχουμε εκτιμήσει την απόδοση του συστήματος σε όρους BER, λαμβάνοντας υπόψη την τάξη της QAM διαμόρφωσης, τον ρυθμό συμβόλων και την μορφοποίηση των παλμών. Παρόλη την ύπαρξη του φαινομένου του beam-squinting, σε όλες τις περιπτώσεις όπου ο ρυθμός συμβόλων ήταν χαμηλότερος από 3 Gbaud, το BER κρατήθηκε χαμηλότερο από 10^{-3} , αποδεικνύοντας έτσι την αντοχή του συστήματος στο φαινόμενο αυτό. Τέλος, ερευνήθηκε η επίδραση πρόσθετης συχνοτικής εξάρτησης του οπτικού Blass matrix εξαιτίας αναπόφευκτων κατασκευαστικών ασυμμετριών που μπορούν να προκύψουν ανάμεσα στους βραχίονες των MZIs. Σε κάθε περίπτωση, διασφαλίζεται υψηλή επίδοση του συστήματος με τις υπαρκτές τεχνικές φωτονικής ολοκλήρωσης.

Μια πραγματική υλοποίηση του συγκεκριμένου οπτικού κυκλώματος θα απαιτούσε την χρήση μιας ολοκληρωμένης φωτονικής πλατφόρμας ώστε να τυπωθεί το κύκλωμα σαν μια συσκευή μικρού μεγέθους με σταθερές σχέσεις φάσεων. Η πλατφόρμα TriPlex της Ολλανδικής εταιρείας Lionix παρουσιάζεται σαν μια ιδανική πλατφόρμα για το κεντρικό κομμάτι του κυκλώματος χάρις στις χαμηλές απώλειες διάδοσης και της δυνατότητας που προσφέρει για «πυκνή» φωτονική ολοκλήρωση που οδηγεί σε κυκλώματα μεγάλης κλίμακας.

Το έναυσμα για την διπλωματική αυτή εργασία ήταν το Ευρωπαϊκό Ερευνητικό Πρόγραμμα ICT-HAMLET (Contract number 688750), το οποίο στοχεύει στην ανάπτυξη οπτικών κυκλωμάτων σχηματοποίησης δέσμης χρησιμοποιώντας την πλατφόρμα TriPlex και κάνοντας χρήση ολισθητών φάσης που βασίζεται σε πιεζοηλεκτρικά φαινόμενα (PZT-elements).

Βιβλιογραφία

- [1] Huawei (2013), *5G, A Technology Vision*, Huawei Technologies, Version No: M3-023985-20131104-C-1.0
- [2] Dutta, S., Barati, C., Dhananjay, A. and Rangan, S. (2017). 5G millimeter wave cellular system capacity with fully digital beamforming. *2017 51st Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*.
- [3] Haug, T. (n.d.). Overview of the GSM project (mobile communications in Europe). *8th European Conference on Electrotechnics, Conference Proceedings on Area Communication*.
- [4] Liu, X., Zhang, Q., Chen, W., Feng, H., Chen, L., Ghannouchi, F. and Feng, Z. (2018). Beam-Oriented Digital Predistortion for 5G Massive MIMO Hybrid Beamforming Transmitters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp.1-14.
- [5] Jones, R. and Katzis, K. (2018). 5G and wireless body area networks. *2018 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW)*.
- [6] Yao, J. (2009). Microwave Photonics. *Journal of Lightwave Technology*, 27(3), pp.314-335.
- [7] Jager, D. and Stohr, A. (2001). Microwave Photonics. *31st European Microwave Conference, 2001*.
- [8] Rahmema, M. (1993). Overview of the GSM system and protocol architecture. *IEEE Communications Magazine*, 31(4), pp.92-100.
- [9] Simonsson, A., Thurfjell, M., Halvarsson, B., Furuskog, J., Wallin, S., Itoh, S., Murai, H., Kurita, D., Tateishi, K., Harada, A. and Kishiyama, Y. (2017). Beamforming Gain Measured on a 5G Test-Bed. *2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*.
- [10] Tsokos, C., Groumas, P., Katopodis, V., Avramopoulos, H. and Kouloumentas, C. (2017). Enabling photonic integration technology for microwave photonics in 5G systems. *2017 19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*.
- [11] Maurizio Burla, Advanced Intergrated Optical Beam Forming Networks for Broadband Phased Array Antenna Systems, PhD Thesis
- [12] Ahmed, M. and Vorobyov, S. (2009). Collaborative beamforming for wireless sensor networks with Gaussian distributed sensor nodes. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8(2), pp.638-643.

- [13] Ahmed, M., Haraz, O., Kaddoum, G., Alshebili, S. and Sebak, A. (2014). On using Gaussian excitation amplitudes to improve the antenna array radiation characteristics. *2014 IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APACE)*.
- [14] Bonjour, R., Gebrewold, S., Hillerkuss, D., Hafner, C. and Leuthold, J. (2015). Ultra-Fast Tunable True-Time Delay Using Complementary Phase-Shifted Spectra (CPSS). *Optical Fiber Communication Conference*.
- [15] Mosca, S., Bilotti, F., Toscano, A. and Vegni, L. (2002). A novel design method for Blass matrix beam-forming networks. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 50(2), pp.225-232.
- [16] Casini, F., Gatti, R., Marcaccioli, L. and Sorrentino, R. (2007). A novel design method for blass matrix beam-forming networks. *2007 European Microwave Conference*.
- [17] Y. Lo, S. Lee and Q. Lee, "Optimization of directivity and signal-to-noise ratio of an arbitrary antenna array", *Proceedings of the IEEE*, vol. 54, no. 8, pp. 1033-1045, 1966.
- [18] K. Dietze, B.-K. Kim, W. Stutzman, and C. Dietrich, "Smart antennas in wireless communications: base-station diversity and handset beamforming," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 42, no. 5, pp. 142–151, 2000.
- [19] R. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook* (Artech House antennas and propagation library). Artech House, 2005.
- [20] M. Younis, C. Fischer and W. Wiesbeck, "Digital beamforming in sar systems", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 41, no. 7, pp. 1735-1739, 2003.
- [21] V. Venkateswaran and A. van der Veen, "Analog Beamforming in MIMO Communications With Phase Shift Networks and Online Channel Estimation", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 8, pp. 4131-4143, 2010.
- [22] S. Han, C. I. Z. Xu and C. Rowell, "Large-scale antenna systems with hybrid analog and digital beamforming for millimeter wave 5G", *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 1, pp. 186-194, 2015.
- [23] T. Ohira, "Adaptive array antenna beamforming architectures as viewed by a microwave circuit designer," 2000 *Asia-Pacific Microwave Conference*. Proceedings (Cat. No.00TH8522).
- [24] J. Capmany and D. Novak, "Microwave photonics combines two worlds", *Nature Photonics*, vol. 1, no. 6, pp. 319–330, 2007.

- [25] J.Byung-Min,K.Dong-Hyun, J.In-Pyung, S.Sang-Jin,K.Hyoung-Joo, “Optical true time delay beamformer based on microwave photonics for phased array radar, Synthetic Aperture Radar (AP SAR) ,”2011,pp.1–4.
- [26] B.Jung, J. Shin and B. Kim, "Optical True Time-Delay for Two-Dimensional X-Band Phased Array Antennas", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 19, no. 12, pp. 877-879, 2007.
- [27] X. Yi, T. Huang and R. Minasian, "Photonic Beamforming Based on Programmable Phase Shifters With Amplitude and Phase Control", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 23, no. 18, pp. 1286-1288, 2011
- [28] S. Blais and J. Yao, "Photonic True-Time Delay Beamforming Based on Superstructured Fiber Bragg Gratings With Linearly Increasing Equivalent Chirps", Journal of Lightwave Technology, vol. 27, no. 9, pp. 1147-1154, 2009.
- [29] S. Shi, Jian Bai, G. Schneider and D. Prather, "Optical phase feed network and ultra-wideband phased array", IEEE Photonics Conference 2012, 2012.
- [30] G. Agrawal, Fiber-optic communication systems. Hoboken, N.J.: Wiley, 2010.
- [31] <http://www.ict-hamlet.eu/>
- [32] C. Roeloffzen, et al., "Integrated Optical Beamformers", *Optical Fiber Communication Conference*, 2015
- [33] C. Roeloffzen et al, “Low-Loss Si3N4 TriPleX Optical Waveguides: Technology and Applications Overview,” IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 24, no. 4, pp. 1-21, 2018.
- [34] R. Heideman et al, “Large-scale integrated optics using TriPleX waveguide technology: from UV to IR,” Photonics Packaging, Integration, and Interconnects IX, 2009.