



Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών.

Τμήμα Φυσικής,

Τομέας Ηλεκτρονικής, Υπολογιστών, Τηλεπικοινωνιών και Αυτοματισμού.

**«Διάδοση Σήματος στις Επίγειες Οπτικές
Ασύρματες Ζεύξεις με Πολυπλεξία και Τεχνικές
Διαφορικής Λήψης»**

Διδακτορική Διατριβή

Μιχάλης Νίνος, B.Sc., M.Sc.

Αθήνα

2019

Η Τριμελής Επιτροπή

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ: Ε.Ε. Νισταζάκης, Αναπληρωτής
Καθηγητής ΕΚΠΑ

ΣΥΜΒΟΥΛΟΣ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ: Γ.Σ. Τόμπρας, Καθηγητής ΕΚΠΑ

ΣΥΜΒΟΥΛΟΣ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ: Χ.Γ. Σανδαλίδης, Αναπληρωτής
Καθηγητής Παν/μίου Θεσσαλίας

Γ.Σ. Τόμπρας
Καθηγητής ΕΚΠΑ

Χ.Γ. Σανδαλίδης
Αναπλ. Καθηγητής
Παν/μίου Θεσσαλίας

Ε.Ε. Νισταζάκης
Αναπλ. Καθηγητής
ΕΚΠΑ

Διδακτορική Διατριβή με τίτλο: «Διάδοση Σήματος στις Επίγειες Οπτικές
Ασύρματες Ζεύξεις με Πολυπλεξία και Τεχνικές Διαφορικής Λήψης».

Doctoral Dissertation title: «Signal Propagation in Terrestrial Optical Wireless
Links with Multiplexing and Spatial Diversity Techniques».

Δηλώνω υπεύθυνα ότι δεν έχω υποπέσει σε περιπτώσεις λογοκλοπής ή αντιγραφής, όπως αυτές διασαφηνίζονται παρακάτω:

Δρ. Μιχαήλ Νίνος

Οδηγίες αποφυγής Λογοκλοπής και Αντιγραφής [απόσπασμα από <http://www.samos.aegean.gr/actuar/dlekkas/reports/OdigiesEPO12.pdf>]

- 1) Μην παραθέτετε κομμάτια βιβλίων ή άρθρων ή εργασιών άλλων αυτολεξεί χωρίς να τα περικλείετε σε εισαγωγικά και χωρίς να αναφέρετε το συγγραφέα, τη χρονολογία, τη σελίδα. Η αυτολεξεί παράθεση χωρίς εισαγωγικά χωρίς αναφορά στην πηγή, είναι λογοκλοπή. Πέραν της αυτολεξεί παράθεσης, λογοκλοπή θεωρείται και η παράφραση εδαφίων από έργα άλλων, συμπεριλαμβανομένων και έργων συμφοιτητών σας, καθώς και η παράθεση στοιχείων που άλλοι συνέλεξαν ή επεξεργάστηκαν, χωρίς αναφορά στην πηγή. Πρέπει να αναφέρετε πάντοτε με πληρότητα την πηγή κάτω από τον πίνακα ή σχέδιο, όπως στα παραθέματα.
- 2) Η αυτολεξεί παράθεση χωρίς εισαγωγικά, ακόμα κι αν συνοδεύεται από αναφορά στην πηγή σε κάποιο άλλο σημείο του κειμένου ή στο τέλος του, είναι αντιγραφή. Η αναφορά στην πηγή στο τέλος π.χ. μιας παραγράφου ή μιας σελίδας, δεν δικαιολογεί συρραφή εδαφίων έργου άλλου συγγραφέα, έστω και παραφρασμένων, και παρουσίασή τους ως δική σας εργασία. Αυτό τιμωρείται ως αντιγραφή.
- 3) Υπάρχει επίσης περιορισμός στο μέγεθος και στη συχνότητα των παραθεμάτων που μπορείτε να εντάξετε στην εργασία σας εντός εισαγωγικών. Κάθε μεγάλο παράθεμα (π.χ. σε πίνακα ή πλαίσιο, κλπ), προϋποθέτει ειδικές ρυθμίσεις, και όταν δημοσιεύεται προϋποθέτει την άδεια του συγγραφέα ή του εκδότη. Το ίδιο και οι πίνακες και τα σχέδια. Εσείς μπορείτε να χρησιμοποιείτε τέτοιο υλικό, με μέτρο, γιατί οι εργασίες είναι μικρού μεγέθους και πρέπει πάντα να κυριαρχούν οι δικές σας ιδέες.
- 4) Αυστηρά τιμωρείται επίσης η παρουσίαση έργου άλλων ως προσωπικής εργασίας.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η παρούσα διδακτορική διατριβή εκπονήθηκε στο τμήμα Φυσικής, στο τομέα Ηλεκτρονικής, Υπολογιστών, Τηλεπικοινωνιών και Αυτοματισμού του Εθνικού και Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών υπό την επίβλεψη του Αναπληρωτή Καθηγητή Έκτορα Ε. Νισταζάκη. Θα ήθελα να τον ευχαριστήσω θερμά για την δυνατότητα που μου παρείχε να ασχοληθώ με τον εντυπωσιακό, μελλοντικό και συγχρόνως πολυεπιστημονικό τομέα των Ασύρματων Οπτικών Επικοινωνιών. Η καθοδήγησή του ήταν άριστη, και σε συνδυασμό με την προηγμένη τεχνογνωσία του στο συγκεκριμένο πεδίο έρευνας, τα αποτελέσματα που προέκυψαν έχουν την καθοριστική συμβολή του. Επίσης, ένα μεγάλο ευχαριστώ οφείλω στον Καθηγητή και Πρόεδρο του τμήματος Φυσικής Γεώργιο Σ. Τόμπρα, στο εργαστήριο του οποίου εκπονήθηκε η συγκεκριμένη διατριβή. Καθοριστική ήταν η συμβολή του Αναπληρωτή Καθηγητή Χαρίλαου Γ. Σανδαλίδη. Τον ευχαριστώ πολύ για την πολύτιμη καθοδήγησή του και την συνεργασία μας όλα αυτά τα χρόνια. Ευχαριστώ πολύ επίσης τον Αναπληρωτή Καθηγητή Ανδρέα Τσιγκόπουλο για την άψογη ερευνητική συνεργασία μας. Τέλος, ένα μεγάλο ευχαριστώ οφείλω στην οικογένεια μου για την συνεχή υποστήριξη που μου παρείχαν όλα αυτά τα χρόνια, δίνοντάς μου τη δυνατότητα ολοκλήρωσης και απόκτησης αυτού του διδακτορικού τίτλου.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ	11
ABSTRACT	14
ΑΓΓΛΙΚΑ ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ (ACRONYMS)	17
1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	20
1.1 Τεχνολογίες Τηλεπικοινωνιών.....	20
1.2 Ιστορική Αναδρομή.....	29
1.3 Τι είναι η FSO Τεχνολογία.....	30
1.4 Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα των FSO Συστημάτων.....	32
1.5 Πεδία Εφαρμογών των FSO Συστημάτων.....	34
1.6 Κανονισμοί Ασφαλείας για τα Laser.....	37
1.7 Επισκόπηση Διατριβής.....	38
2 ΤΟ ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΟ ΚΑΝΑΛΙ	44
2.1 Απώλειες Ισχύος.....	44
2.2 Η Γκαουσιανή Οπτική Δέσμη.....	55
2.3 Η Ατμοσφαιρική Τυρβώδης Ροή (Atmospheric Turbulence).....	59
2.4 Οι Διακυμάνσεις της Έντασης.....	67
2.4.1 Η Λογαριθμοκανονική Κατανομή (Lognormal Distribution).....	71
2.4.2 Η Γάμμα Κατανομή (Gamma Distribution).....	71
2.4.3 Η Γάμμα-Γάμμα Κατανομή (Gamma-Gamma Distribution).....	72
2.4.4 Η K Κατανομή (K Distribution).....	73
2.4.5 Η Εκθετική Κατανομή (Negative Exponential).....	74
2.4.6 Η Malaga Κατανομή (Malaga Distribution).....	74
2.5 Τα Σφάλματα Σκόπευσης (Pointing Errors).....	77
2.6 Η Περιπλάνηση της Δέσμης.....	80
3 ΤΥΧΑΙΕΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΕΣ ΚΑΙ ΔΙΕΡΓΑΣΙΕΣ	85
3.1 Η Συνεχής Τυχαία Μεταβλητή.....	85
3.2 Μέσες ή Αναμενόμενες Τιμές.....	87
3.3 Διασπορά Τυχαίας Μεταβλητής.....	88
3.4 Στάσιμες και Εργοδικές Τυχαίες Διεργασίες.....	88
3.5 Συναρτήσεις Τυχαίας Μεταβλητής.....	90
3.6 Κατανομή Γινομένου (Product Distribution).....	92

3.7 Το Κανάλι Προσθετικού Λευκού Γκαουσιανού Θορύβου (AWGN).....	94
3.8 Πιθανότητες Σφάλματος σε AWGN.....	95
4 ΔΟΜΗ ΤΩΝ FSO ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ	98
4.1 Δομή του Ασύρματου Οπτικού Συστήματος.....	98
4.2 Ο Εκπομπός.....	100
4.2.1 Η Δίοδος Laser (LD).....	100
4.2.2 Ο Οδηγός Laser.....	101
4.3 Ο Δέκτης.....	104
4.4 Η Φωτοδίοδος (PD).....	105
4.4.1 Πηγές Θορύβου στις Φωτοδιόδους.....	107
4.5 Ο Ενισχυτής Διεμπέδησης (TIA).....	112
4.6 Ο Κύριος Ενισχυτής (MA).....	116
4.7 Το Κύκλωμα Απόφασης (CDR).....	117
4.8 Εύρος Ζώνης και Διασυμβολική Παρεμβολή.....	118
5 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΕ FSO ΖΕΥΞΕΙΣ ΜΕ	
ΧΡΗΣΗ ΔΙΑΦΟΡΙΚΗΣ ΛΗΨΗΣ ΣΤΟ ΔΕΚΤΗ ΥΠΟ ΣΥΝΘΗΚΕΣ	
ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΗΣ ΤΥΡΒΩΔΟΥΣ ΡΟΗΣ ΜΕ ΣΦΑΛΜΑΤΑ	
ΣΚΟΠΕΥΣΗΣ	121
5.1 Σχήματα Διαμόρφωσης (Modulation Formats).....	121
5.1.1 Διαμόρφωση Πλάτους Παλμού (PAM).....	121
5.1.2 On-Off Κωδικοποίηση (OOK).....	124
5.1.3 Διαμόρφωση Θέσης Παλμού (PPM).....	125
5.2 Διαφορική Λήψη (Spatial Diversity).....	127
5.3 BER Απόδοση FSO Ζεύξεων με Διαφορική Λήψη στον Δέκτη	
Επηρεαζόμενες από Ατμοσφαιρική Τυρβώδη Ροή και Σφάλματα	
Σκόπευσης.....	129
5.3.1 Το Μοντέλο του Διαύλου (The Channel Model).....	130
5.3.2 Σφάλματα Σκόπευσης και Τυρβώδης Ροής.....	132
5.3.3 Ο Μέσος BER του FSO Συστήματος με Διαφορική Λήψη.....	133
5.3.4 Αριθμητικά Αποτελέσματα.....	138
5.4 BER Εκτίμηση για FSO Ζεύξεις με Διαφορική Λήψη και Σφάλματα	
Σκόπευσης σε Συνθήκες Κ Ατμοσφαιρικής Τυρβώδους Ροής.....	143
5.4.1 Αριθμητικά Αποτελέσματα.....	144

5.5 SIMO PPM FSO Συστήματα σε Συνθήκες Gamma Ατμοσφαιρικής Τυρβώδους ροής με Γενικευμένα Σφάλματα Σκόπευσης.....	147
5.5.1 Αριθμητικά Αποτελέσματα.....	148
5.6 Αξιολόγηση του Μέσου Ηλεκτρικού SNR ανά Δέκτη.....	151
5.7 Συμπεράσματα.....	153
6 ΑΠΟΔΟΣΗ BLER ΓΙΑ ΟΟΚ FSO ΖΕΥΞΕΙΣ ΜΕ ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΗ ΤΥΡΒΩΔΗ ΡΟΗ ΚΑΙ ΣΦΑΛΜΑΤΑ ΣΚΟΠΕΥΣΗΣ	154
6.1 Εισαγωγή.....	154
6.2 Το Μοντέλο του Διαύλου.....	156
6.3 Ο Μέσος BLER (average BLER).....	157
6.4 Αριθμητικά Αποτελέσματα.....	161
6.5 Αξιολόγηση του Μέσου Ηλεκτρικού SNR.....	165
6.6 Συμπεράσματα.....	167
7 ΑΝΑΛΟΓΙΚΕΣ ΟΠΤΙΚΕΣ ΖΕΥΞΕΙΣ	168
7.1 Εφαρμογές των Αναλογικών Οπτικών Ζεύξεων.....	168
7.2 Λειτουργία Αναλογικών Οπτικών Ζεύξεων.....	173
7.3 Εικόνα Θορύβου (Noise Figure).....	178
7.4 Θόρυβος Παραμορφώσεων (Distortion).....	179
7.5 Ζωνοπερατή Προσαρμογή και Απόκριση Συχνότητας.....	182
7.6 Εξωτερική Διαμόρφωση.....	187
8 OFDM RoFSO ΖΕΥΞΗ ΣΕ ΤΥΡΒΩΔΗ ΡΟΗ ΣΕ ΣΥΝΔΕΣΗ ΜΕΣΩ DF ΑΝΑΓΕΝΝΗΤΗ ΜΕ IM/DD DCO-OFDM ΟΠΤΙΚΗ ΙΝΑ ΜΕ ΜΗ- ΓΡΑΜΜΙΚΟ ΦΑΙΝΟΜΕΝΟ ΨΑΛΙΔΙΣΜΟΥ	190
8.1 Πολυπλεξία Διαίρεσης Ορθογώνιων Συχνοτήτων (OFDM).....	190
8.2 BER Εκτίμηση για Διπλού-Άλματος Σύστημα με OFDM RoFSO Ζεύξη σε Τυρβώδη Ροή και IM/DD DCO-OFDM Οπτική Ίνα με Μη-Γραμμικό Φαινόμενο Ψαλιδισμού.....	200
8.2.1 Η OFDM RoFSO Ζεύξη και το Μοντέλο του Διαύλου.....	201
8.2.2 Η Οπτική Ίνα και το Μοντέλο του Διαύλου.....	204
8.2.3 Ο Μέσος BER της OFDM RoFSO Ζεύξης.....	206
8.3 Συνολικός BER για OFDM RoFSO και DCO-OFDM Ζεύξη Οπτικής Ίνας με DF Αναμετάδοση.....	208
8.4 Αριθμητικά Αποτελέσματα.....	209

8.5	PtP OFDM RoFSO Ζεύξη σε Συνθήκες Ισχυρής και Κορεσμένης Ατμοσφαιρικής Τυρβώδους Ροής.....	214
8.5.1	Αριθμητικά Αποτελέσματα.....	216
8.6	Συμπεράσματα.....	219
9	ΜΕΛΕΤΗ ΕΠΙΔΟΣΕΩΝ ΕΠΙΓΕΙΩΝ OFDM RoFSO ΖΕΥΞΕΩΝ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΑΛΜΑΤΩΝ ΣΕ ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΗ ΤΥΡΒΩΔΗ ΡΟΗ ΜΕ ΣΦΑΛΜΑΤΑ ΣΚΟΠΕΥΣΗΣ	220
9.1	Εισαγωγή.....	220
9.2	Διάταξη του Συστήματος και το Μοντέλο του Διαύλου.....	221
9.2.1	Η Gamma-Gamma και η Gamma Κατανομή με Σφάλματα Σκόπευσης.....	224
9.3	Μέσος BER για OFDM RoFSO Ζεύξη με Σειριακή DF Αναμετάδοση.....	224
9.4	Πιθανότητα Διακοπής με DF Αναμετάδοση.....	228
9.5	Αριθμητικά Αποτελέσματα.....	229
9.6	PSK OFDM RoFSO Σύστημα με DF Αναμετάδοση σε Κορεσμένη Τυρβώδη Ροή με Σφάλματα Σκόπευσης.....	237
9.6.1	Αριθμητικά Αποτελέσματα.....	237
9.7	BER Εκτίμηση για PSK OFDM RoFSO Σύστημα με DF Αναμετάδοση σε Gamma-Gamma Τυρβώδη Ροή με Σφάλματα Σκόπευσης.....	240
9.7.1	Αριθμητικά Αποτελέσματα.....	241
9.8	Συμπεράσματα.....	243
10	ΔΙΑΦΟΡΙΚΗ ΛΗΨΗ ΓΙΑ OFDM RoFSO ΖΕΥΞΕΙΣ ΣΕ ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΗ ΤΥΡΒΩΔΗ ΡΟΗ ΜΕ ΜΗ-ΜΗΛΕΝΙΚΗΣ ΑΠΟΚΛΙΣΗΣ ΣΦΑΛΜΑΤΑ ΣΚΟΠΕΥΣΗΣ	245
10.1	Διαφορική Λήψη Δεκτών για OFDM RoFSO Σύστημα.....	245
10.2	Τυρβώδης Ροή και Σφάλματα Σκόπευσης.....	248
10.3	BER Εκτίμηση για OFDM RoFSO Ζεύξη με Διαφορική Λήψη.....	248
10.4	Πιθανότητα Διακοπής της RoFSO Ζεύξης με Διαφορική Λήψη.....	251
10.5	Αριθμητικά Αποτελέσματα.....	252
10.6	Συμπεράσματα.....	260
11	CDMA RoFSO ΖΕΥΞΕΙΣ ΜΕ \mathcal{M}-(MALAGA) ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΗ ΤΥΡΒΩΔΗ ΡΟΗ ΚΑΙ ΣΦΑΛΜΑΤΑ ΣΚΟΠΕΥΣΗΣ ΜΗ-ΜΗΛΕΝΙΚΗΣ ΑΠΟΚΛΙΣΗΣ	261
11.1	Εισαγωγή.....	261

11.2	Πολλαπλή Πρόσβαση με Διαίρεση Κώδικα (CDMA).....	263
11.3	Η CDMA RoFSO Ζεύξη.....	270
11.3.1	Η Εμπρόσθια Ζεύξη (Forward Link).....	270
11.3.2	Η Αντίστροφη Ζεύξη (Reverse Link).....	274
11.4	Το Μοντέλο του Διαύλου.....	276
11.5	Ανάλυση της Απόδοσης.....	277
11.5.1	Εκτίμηση του Μέσου BER.....	277
11.5.2	Πιθανότητα Διακοπής.....	279
11.6	Αριθμητικά Αποτελέσματα.....	280
11.7	Συμπεράσματα.....	286
12	ΔΙΑΦΟΡΙΚΗ ΛΗΨΗ ΓΙΑ CDMA RoFSO ΖΕΥΞΕΙΣ ΜΕ \mathcal{M}-(MALAGA)	
	ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΗ ΤΥΡΒΩΔΗ ΡΟΗ ΚΑΙ ΣΦΑΛΜΑΤΑ ΣΚΟΠΕΥΣΗΣ	
	ΜΗ-ΜΗΔΕΝΙΚΗΣ ΑΠΟΚΛΙΣΗΣ	288
12.1	Εισαγωγή.....	288
12.2	Διαφορική Λήψη για CDMA RoFSO Σύστημα.....	289
12.2.1	Εμπρόσθια Ζεύξη.....	289
12.2.2	Αντίστροφη Ζεύξη.....	290
12.2.3	Διαφορική Λήψη Δεκτών.....	291
12.3	<i>M(alaga)</i> Κατανομή και Σφάλματα Σκόπευσης Μη-Μηδενικής Απόκλισης.....	292
12.4	Εκτίμηση του Μέσου BER.....	293
12.5	Εκτίμηση της Πιθανότητας Διακοπής.....	295
12.6	Αριθμητικά Αποτελέσματα.....	296
12.7	Συμπεράσματα.....	300
13	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	302
13.1	Ατμοσφαιρική Τυρβώδης Ροή και Σφάλματα Σκόπευσης.....	302
13.2	Τεχνικές Διαφορικής Λήψης.....	304
13.3	BLER Απόδοση OOK FSO Ζεύξης.....	305
13.4	Συστήματα Αναμετάδοσης (Relay Systems).....	305
13.5	Τεχνικές Πολυπλεξίας (Multiplexing Techniques).....	306
13.6	Μελλοντικοί Στόχοι.....	307
A	Meijer's G Συνάρτηση	308
B	ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ	312
B.1	Δημοσιεύσεις σε Διεθνή Επιστημονικά Περιοδικά.....	312

B.2 Δημοσιεύσεις σε Πρακτικά Επιστημονικών Συνεδρίων.....	312
B.3 Δημοσιεύσεις σε Επιστημονικούς Συλλογικούς Τόμους.....	313
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	314

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Οι ασύρματες οπτικές επικοινωνίες ελευθέρου χώρου (Free-Space Optical, FSO) έχουν κερδίσει σημαντικό εμπορικό και ερευνητικό ενδιαφέρον τα τελευταία χρόνια ως αποτέλεσμα των διαφόρων πλεονεκτικών χαρακτηριστικών τους. Είναι σε θέση να ανταποκριθούν στις σημαντικά αυξανόμενες ανάγκες μεταφοράς τεράστιου όγκου πληροφοριακών δεδομένων στα υφιστάμενα και μελλοντικά τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Τα συστήματα FSO λειτουργούν στη ζώνη συχνοτήτων μεταξύ 300 GHz - 430 THz η οποία δεν απαιτεί ειδικές άδειες για τη χρήση της, προσφέροντας ένα σημαντικό οικονομικό πλεονέκτημα σε σύγκριση με τα αντίστοιχα συστήματα ραδιοσυχνοτήτων (RF). Τα FSO συστήματα δεν επηρεάζονται από ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές και παρουσιάζουν υψηλό επίπεδο ασφάλειας λόγω των στενών οπτικών δεσμών laser. Επίσης, θεωρούνται φιλικές προς το περιβάλλον λόγω της χαμηλής κατανάλωσης ηλεκτρικής ενέργειας κατά τη λειτουργία τους.

Σε αντίθεση με τα ευεργετικά χαρακτηριστικά τους, οι επίγειες οπτικές ασύρματες ζεύξεις είναι ευάλωτες στις ατμοσφαιρικές επιδράσεις. Το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής (atmospheric turbulence) είναι ένας από τους σημαντικότερους επιβλαβείς παράγοντες κατά τη διάδοση του οπτικού ηλεκτρομαγνητικού κύματος διαμέσου της ατμόσφαιρας. Η ατμοσφαιρική τυρβώδης ροή δημιουργείται ως αποτέλεσμα των ανομοιογενειών στον δείκτη διάθλασης μεταξύ των αέριων μαζών στην ατμόσφαιρα, οδηγώντας σε διακυμάνσεις της λαμβανόμενης έντασης και φάσης και τελικώς σε απώλεια ισχύος στην πλευρά του δέκτη. Λόγω των ραγδαίων διακυμάνσεων που προκαλούνται στο λαμβανόμενο οπτικό σήμα, η επίδραση της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής μελετάται μέσω στατιστικών μοντέλων για την συνάρτηση της πυκνότητας πιθανότητας της λαμβανόμενης οπτικής έντασης, φαινόμενο γνωστό και ως σπινθηρισμός.

Τα συστήματα FSO συνήθως εγκαθίστανται στις στέγες υψηλών κτιρίων ή σε μεγάλα υψόμετρα πάνω από το έδαφος. Έτσι, αυτά τα συστήματα είναι ευάλωτα σε ριπές ανέμου, σε πιθανή ταλάντευση των κτιρίων π.χ. λόγω μικρών σεισμών και σε θερμικές συστολές και διαστολές. Κατά αυτό το τρόπο, μπορούν να προκληθούν επιπρόσθετες διακυμάνσεις στο οπτικό σήμα. Αυτό το φαινόμενο είναι γνωστό στην τεχνική βιβλιογραφία ως σφάλματα σκόπευσης (pointing errors) και μελετάται με κατάλληλα στατιστικά μοντέλα σε σύνδεση με το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής

τυρβώδους ροής. Αξίζει να σημειωθεί ότι στην πλειονότητα των περιπτώσεων χρησιμοποιείται ένα προσεγγιστικό μοντέλο της κατανομής του Beckmann, η οποία λαμβάνει υπόψη την πιθανή σταθερή μη μηδενική απόκλιση του κέντρου της οπτικής δέσμης από το κέντρο του δέκτη και διαφορετικές τυπικές αποκλίσεις για την ακτινική μετατόπιση στους κατακόρυφους άξονες στο επίπεδο του δέκτη.

Εκτός από τα προαναφερθέντα στατιστικά φαινόμενα, οι FSO ζεύξεις υποφέρουν από διάφορες προκαθοριστικές επιπτώσεις, όπως ο θόρυβος περιβάλλοντος, απώλειες οπτικής ισχύος λόγω διαφόρων ατμοσφαιρικών συστατικών (σωματιδίων, μορίων) και από ποικίλες καιρικές συνθήκες όπως ομίχλη, βροχή, χαλάζι κλπ., και απώλειες διάδοσης ελεύθερου χώρου. Όλα τα μαθηματικά μοντέλα που περιγράφουν την επίδραση αυτών των φαινομένων, με πολύ υψηλή ακρίβεια, περιλαμβάνονται στη διατριβή και ο αντίκτυπός τους μελετάται στην τελική αξιολόγηση των επιδόσεων των ασύρματων οπτικών ζεύξεων.

Οι τεχνικές διαφορικής λήψης έχουν αποδειχθεί πολύ αποτελεσματικές στην καταπολέμηση διαλείψεων και εξασθενίσεων στα RF τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Στην παρούσα διατριβή μελετάται η εφαρμογή διαφορικής λήψης στα FSO συστήματα. Συγκεκριμένα, διερευνάται η διαφορική λήψη στο δέκτη μαζί με τη βέλτιστη περίπτωση χρήσης του συνδυαστή μέγιστης αναλογίας (MRC). Η διαφορική λήψη δεκτών μελετάται για ένα FSO σύστημα μονής εισόδου πολλαπλής εξόδου (SIMO) με χρήση τεχνικών ψηφιακής διαμόρφωσης. Μελετώνται οι πιο συχνά εφαρμοζόμενες τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης στα συστήματα οπτικών επικοινωνιών, όπως η κωδικοποίηση on-off (OOK), η διαμόρφωση πλάτους παλμού (PAM) και η διαμόρφωση θέσης παλμού (PPM). Η απόδοση της SIMO FSO ζεύξης με διαφορική λήψη εκτιμάται με βάση την μέτρηση του μέσου ρυθμού σφάλματος δυαδικών ψηφίων (average BER), υπό την επίδραση της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής που μοντελοποιείται είτε μέσω της Gamma-Gamma (GG) κατανομής είτε μέσω της εκθετικής κατανομής (NE).

Ο ρυθμός σφάλματος μπλοκ πληροφορίας (BLER) αποτελεί μια βασική μετρική απόδοσης για κάθε τηλεπικοινωνιακή ζεύξη που λειτουργεί σε σχετικά υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Είναι μια μετρική που έχει ερευνηθεί κυρίως στις RF επικοινωνίες. Στο πλαίσιο της παρούσας διδακτορικής διατριβής, διερευνάται η μέση απόδοση BLER ενός OOK FSO συστήματος σε συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής που μοντελοποιείται μέσω των κατανομών GG και NE με σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης.

Η τεχνική αναλογικής διαμόρφωσης έντασης (AIM) έχει διερευνηθεί εκτενώς στις επικοινωνίες οπτικών ινών μέσω των πεδίων της μικροκυματικής φωτονικής (MWP) και των ραδιοσυχνοτήτων μέσω οπτικών ινών (RoF). Ωστόσο, η εφαρμογή της στις ασύρματες οπτικές συνδέσεις βρίσκεται ακόμη σε πρώιμο στάδιο. Σε αυτή τη διατριβή διεξάγεται εκτενής έρευνα για την εφαρμογή των τεχνικών AIM στις FSO ζεύξεις και ειδικότερα στη τεχνική μεταφοράς RF σήματος μέσω των FSO συστημάτων, μια τεχνική γνωστή ως Radio-over-FSO (RoFSO). Έτσι, οι συνδέσεις RoFSO εξετάζονται για τη μετάδοση σημάτων με πολυπλεξία όπως OFDM και CDMA σε κανάλια ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με σφάλματα σκόπευσης. Αξίζει να σημειωθεί ότι για την περίπτωση της CDMA RoFSO μετάδοσης, η απόδοση ενός τέτοιου συστήματος διερευνάται για πρώτη φορά στις κατευθύνσεις της εμπρόσθιας και της αντίστροφης ζεύξης σε συνθήκες τυρβώδους ροής που μοντελοποιούνται από το ενοποιητικό μοντέλο της $M(alaga)$ κατανομής.

Μια από τις πιο ελπιδοφόρες λύσεις, προκειμένου να βελτιωθεί η απόδοση, να ξεπεραστούν οι επιβλαβείς ατμοσφαιρικές επιπτώσεις και να επεκταθεί τελικά η απόσταση κάλυψης των FSO συστημάτων, είναι η χρήση αρχιτεκτονικών αναμετάδοσης. Εξετάζεται η εφαρμογή αρχιτεκτονικής πολλαπλών αλμάτων με σειριακούς κόμβους αποκωδικοποίησης και προώθησης (DF) για ένα σύστημα OFDM RoFSO. Οι συγκεκριμένοι DF κόμβοι δρουν ως αναγεννητές για το σήμα πληροφορίας και έτσι επιτυγχάνεται μια βέλτιστη απόδοση. Η βελτίωση της απόδοσης για το σύστημα πολλαπλών αλμάτων αξιολογείται μέσω του μέσου ρυθμού σφάλματος δυαδικών ψηφίων και της εκτίμησης της πιθανότητας διακοπής.

Τέλος, μελετάται η διαφορική λήψη δεκτών για OFDM και CDMA RoFSO ζεύξεις, όπου οι συγκεκριμένες χωρικά ποικιλόμορφες ζεύξεις χρησιμοποιούν πολλαπλές πηγές laser. Σε αυτό το σύστημα διαφορικής λήψης, κάθε μία από τις πηγές laser συνδέεται με ένα συγκεκριμένο δέκτη, μέσω της χρήσης πολύ στενών οπτικών δεσμών. Τα αποτελέσματα που προκύπτουν αποκαλύπτουν την αποτελεσματικότητα αυτής της διαμόρφωσης καθιστώντας αυτά τα συστήματα RoFSO με διαφορική λήψη δεκτών πολύ αξιόπιστα ακόμη και στις πιο δυσμενείς συνθήκες λειτουργίας τους υπό ισχυρή επίδραση της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής, των σφαλμάτων σκόπευσης και μη γραμμικών φαινομένων που σχετίζονται με τα συστήματα RoFSO.

ABSTRACT

Free-Space Optical (FSO) communication systems have been gaining significant commercial and research interest in the last few years as a result of their various advantageous features. They are capable of meeting the fast-paced growing needs for transferring huge amounts of data in the existing and future telecommunications networks. FSO systems operate in the unlicensed band of frequencies between 300 GHz – 430 THz, offering a significant economic advantage compared to their radio frequency (RF) counterparts. They are immune to electromagnetic interference and exhibit high-security level due to their narrow optical laser beams. Also, they are considered as environmental-friendly due to their low electrical energy consumption.

Unlike their beneficial characteristics, the terrestrial FSO links are vulnerable to atmospheric effects. The atmospheric turbulence phenomenon is one of the main degradation factors for the electromagnetic optical-wave propagation in the atmospheric medium. Atmospheric turbulence arises as a result of inhomogeneities in the refractive index between air masses in the atmosphere, leading to intensity and phase fluctuations and eventually to amplitude loss on the receiver side. Due to the rapid fluctuations induced to the optical signal, the atmospheric turbulence effect is studied in a statistical manner through probability density functions for the characterization of irradiance fluctuations or the commonly referred to as scintillations.

FSO systems are usually installed at the rooftops of tall buildings or at high altitudes above the ground. Thus, these systems are susceptible to gusts of wind, potential sway of the buildings e.g. due to small earthquakes and thermal contraction and expansion. In a similar vein, additional irradiance fluctuations can be provoked to the optical signal. This phenomenon is well-known in the technical literature as pointing errors and is studied statistically in conjunction with the atmospheric turbulence effect. It is worth noting that an approximation of the Beckmann's distribution model is employed in most cases, which takes account of the potential fixed non-zero deviation of the optical beam centre from the receiver centre and different standard deviations for the radial displacement for the vertical axes at the receiver.

Apart from the foregoing statistical phenomena, FSO links suffer from various deterministic effects such as background noise, optical power losses due to various atmospheric constituents and weather conditions such as fog, haze, rain, hail etc and free-space loss. All the mathematical models that describe the behavior of the aforementioned effects, with very high accuracy, are included in the thesis and their impact is studied to the final performance evaluation of the wireless optical links.

Spatial diversity techniques have been proved very effective in combating fading in RF wireless communication systems. In the present thesis, the application of spatial diversity to the FSO systems is studied. Specifically, the spatial diversity of the receivers is investigated along with the optimum case of using the maximum ratio combiner (MRC). The spatial diversity of the receivers is studied for a single-input multiple-output (SIMO) FSO link employing some of the most widely used modulation schemes in optical communications, such as on-off keying (OOK), pulse amplitude modulation (PAM) and pulse position modulation (PPM). The performance of the link is assessed in terms of the average bit error rate (BER) metric estimation, under the influence of the atmospheric turbulence effect modeled either by the gamma-gamma (GG) or the negative exponential (NE) distribution with pointing errors.

The block error rate (BLER) constitutes an essential performance measure for every communication link operating at relatively high throughput conditions. It's a metric which has been investigated mostly in RF communications. In the context of the current thesis, the average BLER performance of an OOK FSO link is investigated over atmospheric turbulent conditions modeled by the GG and NE distributions with non-zero boresight pointing errors.

Analogue intensity modulation (AIM) technique has been extensively researched in optical fibre communications through the fields of microwave photonics (MWP) and radio over fibre (RoF). However, its application to the wireless optical links is at an immature stage. In this thesis, extensive research is conducted for the application of AIM techniques to the FSO links and especially of the RF signal transport scheme over FSO links, a technique known as Radio-over-FSO (RoFSO). Thus, RoFSO links are examined for transmission of OFDM and CDMA RF signals over atmospheric turbulence channels with pointing errors. It is worth mentioning that for the case of the CDMA RoFSO link, the performance is investigated for the first time for both

directions of the forward and the reverse link over atmospheric turbulent conditions modeled by the M (alaga) distribution.

One of the most promising solutions, in order to enhance the performance, overcome the harmful atmospheric effects and eventually extend the distance coverage of FSO systems, is the use of relay architectures. The application of multi-hop architecture with serial decode-and-forward (DF) relay nodes to an OFDM RoFSO system is investigated. The specific DF relay nodes act as regenerators for the information signal and thus an optimum performance is achieved. The performance improvement for the multi-hop system is evaluated through the average bit error rate and the outage probability estimation.

Finally, the spatial diversity of the receivers is studied for OFDM and CDMA RoFSO links, where the specific spatially diverse links employ multiple laser sources. In this scheme, each one of the laser sources is linked to a specific receiver, through the use of very narrow optical beams. The derived results reveal the effectiveness of this configuration, rendering the links very reliable even in the most adverse operating conditions under the strong influence of the atmospheric turbulence and the pointing errors and the enhanced impact of the nonlinear distortion effects related to the RoFSO systems.

ΑΓΓΛΙΚΑ ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ (ACRONYMS)

AA	Aperture Averaging factor
ACO	Asymmetrically-clipped optical
ADC	Analog-to-Digital converter
AGC	Automatic Gain Control
AF	Amplify and Forward
AIM	Analogue IM
AOL	Analogue Optical Links
APD	Avalanche PD
ASE	Amplified Spontaneous Emission
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BAC	Biasing and Clipping
BER	Bit Error Rate
BEP	Bit Error Probability
BJT	Bipolar Junction Transistor
BLER	Block Error Rate
BPSK	Binary PSK
BS	Base Station
C	Coherent
CATV	Cable Television
CBS	Central Base Station
CDMA	Code Division Multiple Access
CDR	Clock and Data Recovery
CF	Crest Factor
CFO	Carrier frequency offset
CK	Clock
CNDR	Carrier to Noise plus Distortion Ratio
CNIR	Carrier to Noise plus Interference Ratio
CP	Cyclic Prefix
C-PCCF	Continuous Partial Cross-Correlation Function
CPRI	Common Radio Public Interface
C-RAN	Centralized Radio Access Network
CSI	Channel State Information
CSO	Composite Second Order
CTB	Composite Triple Beat
CW	Continuous Wave
D-AACF	Discrete Aperiodic Auto-Correlation Function
D-ACCF	Discrete Aperiodic Cross-Correlation Function
DAC	Digital-to-Analog Converter
DCO	DC-biased Optical
DD	Direct Detection
DF	Decode and Forward
DFB	Distributed Feedback
DFT	Discrete Fourier Transform
DEMUX	Demultiplexer
DMT	Discrete Multitone
D-PCCF	Discrete Periodic Cross-Correlation Function
DPSK	Differential PSK
DS	Direct Sequence
DSL	Digital Subscriber Line
DTTV	Digital Terrestrial Television
DWDM	Dense WDM
EGC	Equal Gain Combiner
E/O	Electrical-to-Optical
FDM	Frequency Division Multiplexing
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FEC	Forward Error Correction
FF	Flip-Flop

FFT	Fast Fourier Transform
FOV	Field of View
FSK	Frequency-Shift Keying
FSO	Free-Space Optics
G	Gamma
GG	Gamma-Gamma
ICI	Inter-carrier Interference
IDFT	Inverse DFT
IF	Intermediate Frequency
IFFT	Inverse FFT
i.i.d.	Independent and Identically-Distributed
IS	Interim Standard
ISI	Inter-symbol Interference
IM	Intensity Modulation
IMD	Intermodulation Distortion
IMD3	3 rd order IMD
IR	Infrared
ITU	International Telecommunications Union
LAN	Local Area Network
Laser	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
LD	Laser Diode
LED	Light Emitting Diode
LO	Local Oscillator
LiFi	Light Fidelity
LOS	Line-of-sight
LTE	Long-Term Evolution
MA	Main Amplifier
MAI	Multiple Access Interference
MAN	Metropolitan Area Network
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
MMF	Multi-mode Fiber
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
MPE	Maximum Permissible Exposure
MRC	Maximum Ratio Combiner
MUX	Multiplexer
MWP	Microwave Photonics
MZM	Mach-Zehnder Modulator
NB	Nonzero Boresight
NC	Noncoherent
NE	Negative Exponential
NF	Noise Figure
NLCD	Nonlinear Clipping Distortion
NRZ	Non-return-to-zero
OBPF	Optical Bandpass Filter
OC	Optimal Combiner
O/E	Optical-to-Electrical
OFDM	Orthogonal FDM
OFDMA	Orthogonal FDMA
OLO	Optical LO
OMD	Optical Modulation Depth
OMI	Optical Modulation Index
OIP	Output Intercept Point
OOK	On-Off Keying
OP	Outage Probability
Opamp	Operational Amplifier
OWC	Optical Wireless Communications
PAM	Pulse Amplitude Modulation

PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PCB	Printed Circuit Board
PD	Photodetector
PDF	Probability Density Function
PEs	Pointing Errors
POF	Plastic Optical Fiber
PPM	Pulse Position Modulation
P/S	Parallel-to-Serial
PSD	Power Spectral Density
PSK	Phase-Shift Keying
PtP	Point-to-Point
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature PSK
RAU	Remote Antenna Unit
RF	Radio Frequency
RFI	RF Interference
RIN	Relative Intensity Noise
RoF	Radio over Fiber
RoFSO	Radio over FSO
RRH	Remote Radio Head
RV	Rytov Variance
SC	Selection Combiner
SC-FDMA	Single-Carrier FDMA
SCM	Subcarrier Multiplexing
SEP	Symbol Error Probability
SER	Symbol Error Rate
SFDR	Spurious-Free Dynamic Range
SI	Scintillation Index
SIM	Subcarrier IM
SIMO	Single-Input Multiple-Output
SNR	Signal-to-Noise Ratio
S/P	Serial-to-Parallel
SS	Spread Spectrum
TDMA	Time Division Multiple Access
TIA	Transimpedance Amplifier
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UOWC	Urban OWC
VCSEL	Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser
VLC	Visible Light Communications
WCDMA	Wideband CDMA
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WLAN	Wireless LAN
ZB	Zero Boresight

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Τεχνολογίες Τηλεπικοινωνιών

Τα τελευταία χρόνια έχει σημειωθεί μια αυξημένη ερευνητική δραστηριότητα στο πεδίο των ασύρματων οπτικών επικοινωνιών (Optical Wireless Communications, OWC). Πολλές είναι οι αιτίες που έχουν οδηγήσει προς αυτή τη κατεύθυνση. Η κυριότερη αιτία έχει να κάνει με το συνωστισμό που παρατηρείται πλέον στο φάσμα των ραδιοσυχνοτήτων (radio frequency, RF), αλλά και στις σημαντικές δυσκολίες που παρουσιάζονται στην εκτεταμένη χρησιμοποίηση τηλεπικοινωνιών οπτικών ινών [1]–[7].

Το φάσμα των RF συχνοτήτων εκτείνεται στην περιοχή των 30 Hz - 300 GHz. Η διεθνής ένωση τηλεπικοινωνιών (International Telecommunications Union, ITU) διαιρεί το RF φάσμα στις ζώνες που απεικονίζονται στον Πίνακα 1.1 [8]–[10]. Πολλές υπηρεσίες αυτή τη στιγμή λειτουργούν υπό τη χρήση αυτού του φάσματος με τις πιο διαδεδομένες να είναι η κινητή τηλεφωνία, η ψηφιακή επίγεια τηλεόραση (digital terrestrial television, DTTV), τα ασύρματα τοπικά δίκτυα (wireless local area networks, WLAN), δορυφορικές επικοινωνίες (satellite communications) κ.α [9].

Συχνότητα (f)	Μήκος κύματος (λ)	Ζώνη	Περιγραφή
30-300 Hz	10^4 - 10^3 km	ELF	Extremely-low frequency
300- 3000 Hz	10^3 - 10^2 km	VF	Voice frequency
3-30 kHz	100-10 km	VLF	Very low frequency
30-300 kHz	10-1 km	LF	Low frequency
0.3-3 MHz	1-0.1 km	MF	Medium frequency
3-30 MHz	100-10 m	HF	High frequency
30-300 MHz	10-1 m	VHF	Very high frequency
300-3000 MHz	100-10 cm	UHF	Ultra-high frequency
3-30 GHz	10-1 cm	SHF	Super-high frequency
30-300 GHz	10-1 mm	EHF	Extremely high frequency

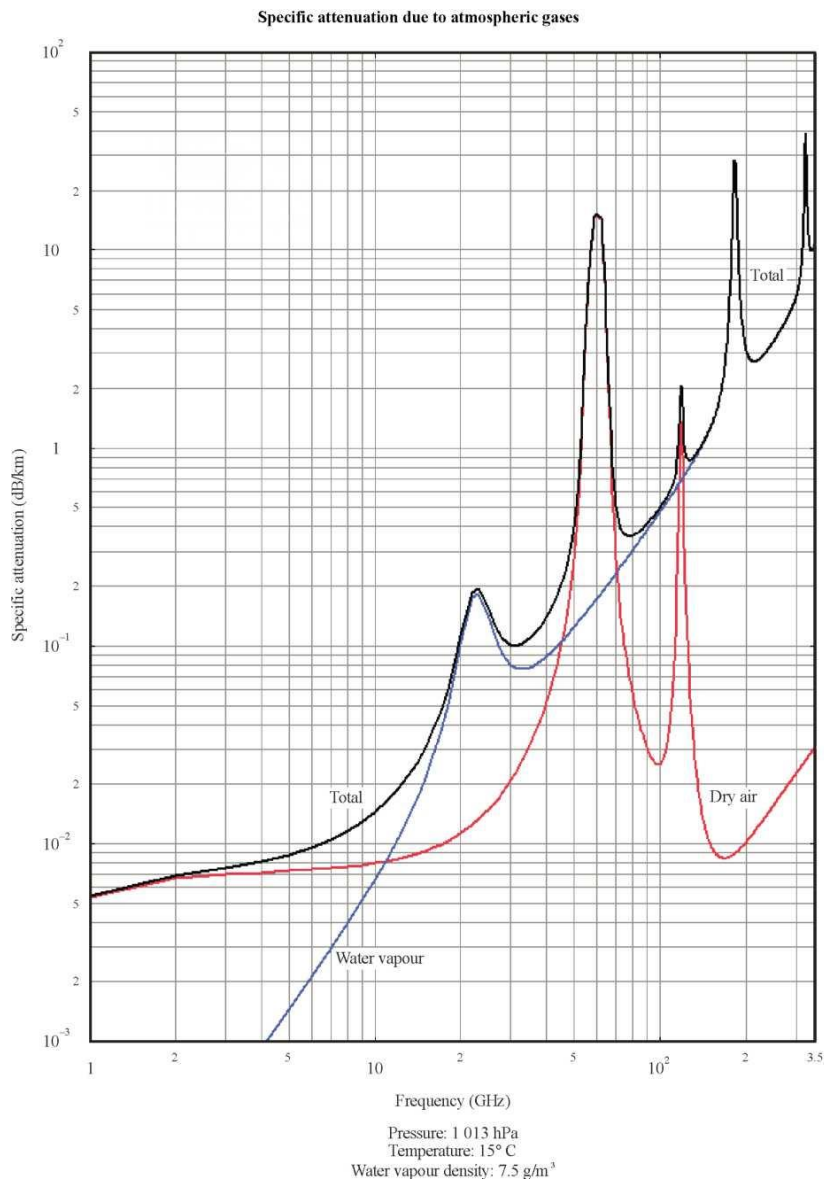
Πίνακας 1.1. Το φάσμα RF συχνοτήτων και η ταξινόμησή του στις αντίστοιχες ζώνες.

Η τεχνολογία των RF συστημάτων έχει αναπτυχθεί σημαντικά αφού είναι αυτή που χρησιμοποιείται κατά κύριο λόγο για τηλεπικοινωνιακές ζεύξεις τον τελευταίο αιώνα

μετά την πρώτη πρακτική εφαρμογή των RF επικοινωνιών από τον Guglielmo Marconi το 1895-6 [8]. Τη σημερινή εποχή υπάρχουν διαθέσιμες τεχνολογίες RF και συγκεκριμένα μικροκυματικές ζεύξεις (ζώνες SHF & EHF, 2-40 GHz), οι οποίες έχουν λειτουργικό εύρος που κυμαίνεται στα 48-64 km και χωρητικότητες που φτάνουν και τα 4 Gbps ή και μεγαλύτερες με χρήση σχημάτων διαμόρφωσης (modulation format) πολύ υψηλής φασματικής αποδοτικότητας (spectral efficiency) όπως η διαμόρφωση ολίσθησης φάσης (phase-shift keying, PSK) και η ορθογώνια διαμόρφωση πλάτους (quadrature amplitude modulation, QAM) [8], [9], [11].

Μεγάλη ανάπτυξη επίσης γνωρίζουν και οι τεχνολογίες RF στα χιλιοστομετρικά (millimeter wave, MMW) μήκη κύματος (ζώνη EHF, 40-100 GHz). Μεγάλοι ρυθμοί μετάδοσης μπορούν να επιτευχθούν και σε αυτή τη ζώνη δεδομένου των μεγαλύτερων συχνοτήτων και ότι δεν παρατηρείται σημαντική συμφόρηση. Ωστόσο, μπορούν να καλύψουν σημαντικά μικρότερες αποστάσεις. Όπως παρατηρείται και από το Σχ. 1.1 η απορρόφηση στην ατμόσφαιρα είναι μεγαλύτερη συγκριτικά με τις χαμηλότερες συχνότητες (6 GHz και μικρότερες) και η επιρροή των διαλείψεων (fading) λόγω βροχόπτωσης [12], μπορεί να επηρεάσει σημαντικά την απόδοση αυτών των ζεύξεων. Έτσι, η λειτουργία τους περιορίζεται σε αποστάσεις μερικών χιλιομέτρων, επιτυγχάνοντας ρυθμούς μετάδοσης που μπορεί να φτάνουν και τα 10 Gbps με τις προβλέψεις να δείχνουν ταχύτητες μεγαλύτερες από 25 Gbps στο μέλλον. Αυτή τη στιγμή υπάρχουν διαθέσιμα εμπορικά συστήματα στις ζώνες μεταξύ 40-90 GHz [13], [14]. Αξίζει να σημειωθεί ότι η λειτουργία των επόμενων γενιών κινητής τηλεφωνίας θα πραγματοποιηθεί με χρήση RF χιλιοστομετρικών μηκών κύματος, σε συχνότητες των 26-28 GHz και 60 GHz [15]–[18].

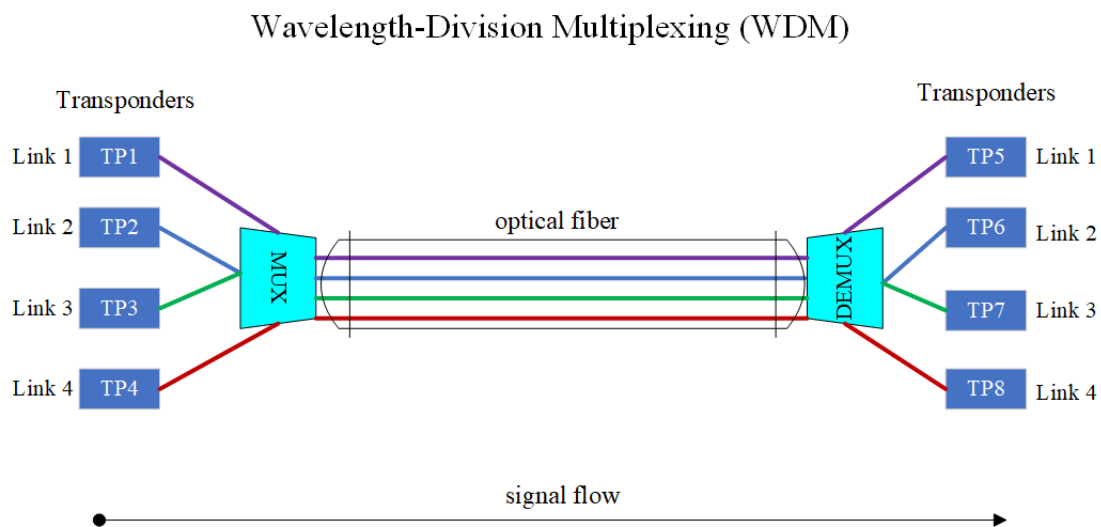
Ωστόσο, το RF φάσμα αποτελεί πλέον έναν σπάνιο πόρο. Η ζήτηση για διαθέσιμο RF φάσμα έχει αυξηθεί σημαντικά, με αποτέλεσμα πλέον αυτό να μην επαρκεί [9]. Έτσι, οι επικοινωνίες RF συχνοτήτων παρουσιάζουν τα βασικά μειονεκτημάτα: α) Υψηλός συνωστισμός στο διαθέσιμο RF φάσμα β) απαιτούν ειδικές άδειες που πρέπει να χορηγηθούν για τη χρήση του συγκεκριμένου φάσματος, οι οποίες μπορεί να ανέλθουν και στις τάξεις των εκατομμυρίων δολαρίων γ) υποφέρουν από την σημαντική υποβάθμιση της ποιότητας επικοινωνίας από τις παρεμβολές (RF interference, RFI), που παρατηρούνται λόγω συνωστισμού στα υπάρχοντα ή γειτονικά φάσματα και ιδίως σε αυτά που δεν απαιτούνται άδειες για τη χρήση τους [19], και δ) επιτυγχάνουν σχετικά χαμηλότερους ρυθμούς μετάδοσης συγκριτικά με τις τεχνολογίες οπτικών ινών αλλά και τις ασύρματες οπτικές επικοινωνίες [3].



Σχήμα 1.1. Εξασθένιση των διαφόρων RF συχνοτήτων κατά την διάδοσή τους στην ατμόσφαιρα [20].

Με γνώμονα τους επιτεύξιμους ρυθμούς μετάδοσης, οι πιο αποδοτικές, διαθέσιμες τηλεπικοινωνιακές ζεύξεις αυτή τη στιγμή είναι οι επικοινωνίες οπτικών ινών [21], [22]. Οι επικοινωνίες οπτικών ινών χρησιμοποιούν σαν εκπομπούς πηγές LEDs (light emitting diodes) ή lasers (light amplification by stimulated emission of radiation) και σαν δέκτες ημιαγώγιμες φωτοδιόδους (photodetectors, PD). Αρχή λειτουργίας τους βασίζεται στην ηλεκτρο-οπτική μετατροπή (electrical-to-optical, E/O) όπου ένα ηλεκτρονικό σήμα θέτει σε διέγερση την πηγή (LED ή laser) και το οπτικό σήμα πληροφορίας διαδίδεται μέσω κυματοδήγησης, που βασίζεται στο φαινόμενο της ολικής εσωτερικής ανάκλασης, στη μεριά του δέκτη όπου πραγματοποιείται οπτικό-ηλεκτρική (optical-to-electrical, O/E) μετατροπή και επανάκτηση του εκπεμπόμενου

σήματος. Τη σημερινή εποχή έχουν κατασκευαστεί οπτικοί κυματοδηγοί όπου η εξασθένιση του οπτικού σήματος στα μήκη κύματος των 1.55 μm μπορεί να αγγίζει τα 0.2 dB/km. Κάτι τέτοιο σημαίνει ότι οι πολλοί υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης μπορούν να επιτευχθούν και σε αρκετά μεγάλες αποστάσεις των εκατοντάδων χιλιομέτρων. Το λειτουργικό τους εύρος επίσης έχει αυξηθεί σημαντικά με τη χρήση οπτικών ενισχυτών (optical amplifiers) όπως π.χ. έρβιου (erbium-doped fiber amplifier, EDFA) που λειτουργούν κυρίως στην C-ζώνη δηλ. στα μήκη κύματος μεταξύ των 1.53-1.57 μm [23]. Με την ανάπτυξη των τεχνολογιών της πολυπλεξίας διαίρεσης μήκους κύματος (wavelength division multiplexing, WDM) (Σχ. 1.2) πολλά μήκη κύματος από μια πληθώρα εκπομπών μπορούν να διαδοθούν μέσω μιας μόνο οπτικής ίνας και να ακολουθήσει ανίχνευση από μια διάταξη φωτο-ανιχνευτών που ανιχνεύουν ένα συγκεκριμένο μήκος κύματος [24], [25]. Έτσι με χρήση πολλαπλών καναλιών μέσω μιας οπτικής ίνας οι ταχύτητες που έχουν επιτευχθεί έχουν ξεπεράσει το 1 Tbps [26], [27].



Σχήμα 1.2. Αρχές λειτουργίας WDM τεχνολογίας (MUX: multiplexer, DEMUX: demultiplexer).

Μεγάλη εξέλιξη για τις οπτικές επικοινωνίες αποτέλεσε και η ανακάλυψη των σύμφωνων οπτικών επικοινωνιών (coherent optical communications) [28]. Η συνήθης τεχνική διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης που χρησιμοποιείται στις οπτικές επικοινωνίες είναι η διαμόρφωση έντασης/απευθείας φώρασης (intensity modulation/direct detection, IM/DD). Υπό αυτή την τεχνική, η δίοδος laser τίθεται σε διέγερση από το διαμορφώνον σήμα και στη μεριά του δέκτη ακολουθεί η ανίχνευσή του με Ο/Ε μετατροπή μέσω της φωτοδίοδου. Αντιθέτως, στις σύμφωνες οπτικές επικοινωνίες, στη μεριά του δέκτη γίνεται χρήση ενός οπτικού τοπικού ταλαντωτή

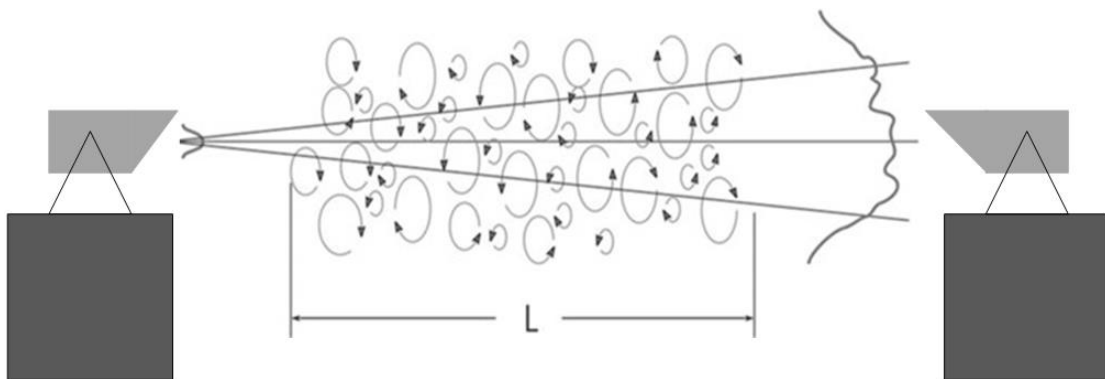
(optical local oscillator, OLO) δηλ. μιας πηγής laser, της οποίας η ακτινοβολία συνδυάζεται με το εισερχόμενο οπτικό σήμα πληροφορίας από τον εκπομπό. Έτσι, οι σύμφωνες οπτικές επικοινωνίες κατηγοριοποιούνται σε δύο βασικές κατηγορίες που αντιστοιχούν στην ετερόδυνα (heterodyne) και στην ομόδυνα (homodyne) ανίχνευση. Η ετερόδυνα ανίχνευση είναι αυτή κατά την οποία η συχνότητα του OLO είναι ελαφρώς διαφορετική από τη συχνότητα του εκπεμπόμενου οπτικού φορέα, ενώ κατά την ομόδυνα ανίχνευση η συχνότητα του OLO είναι η ίδια με αυτή του εκπεμπόμενου οπτικού σήματος. Η εκμετάλλευση των σύμφωνων οπτικών επικοινωνιών δίνει τη δυνατότητα αύξησης της ευαισθησίας και πολύ αποτελεσματικής αξιοποίησης τόσο της φάσης του οπτικού φορέα, όσο και της κατάστασης πόλωσής του (state of polarization), αυξάνοντας έτσι τους βαθμούς ελευθερίας και άρα τη χωρητικότητα του καναλιού. Έτσι, μαζί με τη χρήση τεχνολογιών WDM, κάθε κανάλι μπορεί να μεταδώσει σε ρυθμούς της τάξης των 100 Gbps [28]–[30].

Άλλη μια σημαντική εφαρμογή των επικοινωνιών οπτικών ινών, που έχει προκύψει τα τελευταία χρόνια, είναι η χρήση τους για μεταφορά RF σημάτων. Αυτό το ερευνητικό πεδίο συνήθως επονομάζεται ως μικροκυματική φωτονική (microwave photonics, MWP) ή αλλιώς RF μετάδοση διαμέσου οπτικών ινών (RF over fiber ή Radio over Fiber, RoF) [31]–[36]. Είναι σύνηθες η μεταφορά RF σημάτων να πραγματοποιείται μέσω γραμμών μεταφοράς (transmission lines) και συγκεκριμένα ομοαξονικών καλωδίων (coaxial cables) [10]. Ωστόσο, στις υψηλές συχνότητες και μεγαλύτερες του 1 GHz οι απώλειες ισχύος του σήματος ανέρχονται και ξεπερνούν τα 100 dB/km [34]. Με γνώμονα τις πολύ μικρές τιμές εξασθένησης του οπτικού σήματος στις οπτικές ίνες, RF σήματα υψηλών συχνοτήτων μπορούν να μεταδοθούν σε πολύ μεγάλες αποστάσεις κάτι που σημαίνει αποφυγή χρήσης κόμβων αναμετάδοσης σε μικρές αποστάσεις και μειωμένη κατανάλωση ηλεκτρικής ενέργειας [34], [37].

Παρόλα αυτά, για την εκμετάλλευσή των τεχνολογιών οπτικών ινών, απαιτούνται εκτεταμένες υποδομές καλωδίων οπτικών ινών. Η έκδοση αδειών για εργασίες εκσκαφής και τοποθέτησης καλωδίων οπτικών ινών μπορεί να χρειαστεί μήνες έως και χρόνια, που με τη σειρά τους μπορεί να είναι και αρκετά δαπανηρές, ιδίως για εγκαταστάσεις σε μεγάλα αστικά κέντρα όπου δημιουργούν αναστάτωση και αποδιοργάνωση [3]. Σε μεγάλες αποστάσεις αυτή τη στιγμή, και συγκεκριμένα για υπερ-μακράς διαδρομής (ultra-long haul) εφαρμογές, αποτελούν την εξέχουσα επιλογή, όπου συνδέσεις μεταξύ μεγάλων πόλεων, μεταξύ χωρών, αλλά και μεταξύ

Ηπείρων εποφελούνται από το απεριόριστο διαθέσιμο εύρος ζώνης που προσφέρουν οι οπτικές ίνες [3], [38]–[40].

Από την άλλη μεριά, τα OWC συστήματα με το τωρινό χρησιμοποιούμενο φάσμα στην περιοχή των υπέρυθρων ακτινοβολιών (IR, 300 GHz – 430 THz), προσφέρουν τη δυνατότητα για χρήση φάσματος που δεν απαιτεί ειδικές άδειες [4], [41]–[44]. Αρχή λειτουργίας τους είναι παρόμοια με αυτή των οπτικών ινών, με μόνη διαφορά ότι το μέσο διάδοσής τους είναι η ατμόσφαιρα ή ο ελεύθερος χώρος [6], [7], [45]. Έτσι, πάλι σαν πηγές χρησιμοποιούνται LEDs ή lasers για E/O μετατροπή και φωτοδίοδοι για O/E μετατροπή και ανάκτηση του μεταδιδόμενου σήματος. Τα OWC που έχουν αναπτυχθεί μέχρι στιγμής, λειτουργούν με χρήση μηκών κύματος κυρίως στην περιοχή των 750-1550 nm (400 – 194 THz). Τα OWC συστήματα διαιρούνται σε δύο βασικές κατηγορίες α) ανοιχτού χώρου και β) κλειστού χώρου [2]. Τα οπτικά συστήματα ανοιχτού χώρου ή αλλιώς ελεύθερου χώρου (free-space optical, FSO) (Σχ. 1.3) κάνουν χρήση κυρίως πηγών lasers ώστε να επιτύχουν υψηλή κατευθυντικότητα του οπτικού σήματος, υπερνικώντας έτσι τα επιβλαβή φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα κατά τη διάδοση των οπτικών μηκών κύματος στο ατμοσφαιρικό μέσο, όπως η ατμοσφαιρική εξασθένηση και το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής (atmospheric turbulence) [7], [46], [55]–[57], [47]–[54].



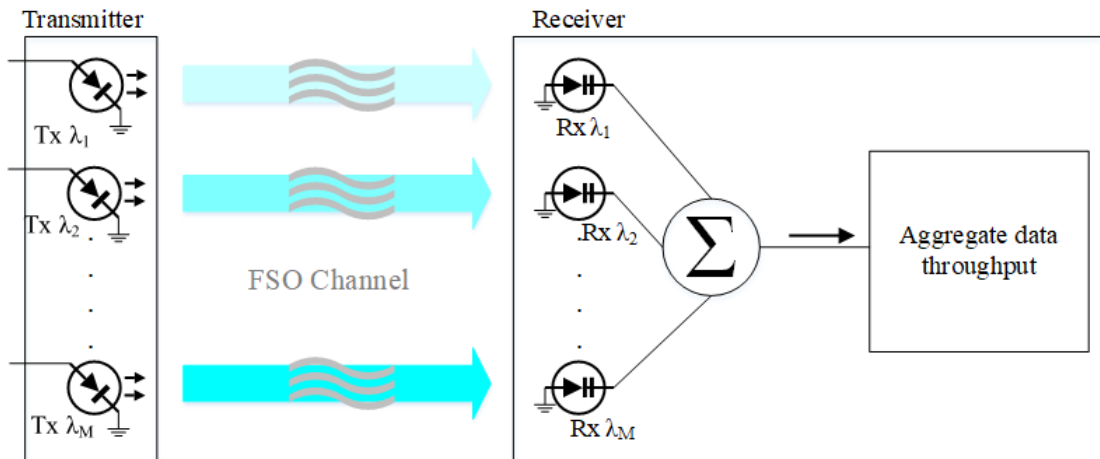
Σχήμα 1.3. FSO ζεύξη με διάδοση σήματος στην ατμόσφαιρα.

Το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής προκαλείται από τυχαίες ανομοιογένειες του δείκτη διάθλασης του ατμοσφαιρικού μέσου λόγω θερμοκρασιακών βαθμίδων και της τυρβώδους ροής του ατμοσφαιρικού αέρα [50], [51], [58]–[61]. Έχει σαν αποτέλεσμα να οδηγεί σε διαλείψεις του λαμβανόμενου οπτικού σήματος στη μεριά του δέκτη και συγκεκριμένα στους επονομαζόμενους σπινθηρισμούς (scintillation), που εκδηλώνονται σαν ταχείες διακυμάνσεις στην

λαμβανόμενη οπτική ηλεκτρομαγνητική ένταση και τελικώς σε απώλεια οπτικής ισχύος [53], [62]–[68]. Επίσης σημαντική επίδραση στην απόδοση των FSO συστημάτων μπορεί να έχει και το φαινόμενο των σφαλμάτων σκόπευσης (pointing errors effect) [69]–[72]. Τα σφάλματα σκόπευσης εγείρονται από τις αναπόφευκτες μικρές κινήσεις που μπορούν να υποβληθούν τα τερματικά εκπομπής και λήψης. Αιτίες κίνησης του εκπομπού ή και του δέκτη μπορεί να είναι οι ισχυρές ριπές ανέμου, κάποιες μικρές κινήσεις των κτιρίων (building sway) (σημ. τα FSO συστήματα συνήθως εγκαθίστανται στις ταράτσες υψηλών κτιρίων) στα οποία είναι εγκατεστημένα, λόγω μικρών σεισμών κτλ [7], [71], [81], [82], [73]–[80]. Μαζί με τα σφάλματα σκόπευσης, η ευθυγράμμιση της οπτικής δέσμης μεταξύ πομπού και δέκτη μπορεί να διαταραχτεί και από το φαινόμενο της περιπλάνησης της δέσμης (beam wander effect) [83]–[86]. Το φαινόμενο της περιπλάνησης της δέσμης σχετίζεται με τις τυχαίες ανομοιογένειες του δείκτη διάθλασης του ατμοσφαιρικού μέσου και εκδηλώνεται κυρίως σε συνθήκες μέτριας και ασθενούς επίδρασης της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής [51].

Σύμφωνα με όλα τα παραπάνω φαινόμενα και βάσει των αυστηρών ορίων έκθεσης του ανθρώπου σε ορατή και υπέρυθη ακτινοβολία από laser πηγές [87], τα FSO συστήματα περιορίζονται σε ένα εύρος επίγειων εφαρμογών που καλύπτουν αποστάσεις από δεκάδες μέτρα έως μερικά χιλιόμετρα [6], [41], [42], [88]. Αυτή τη στιγμή τα διαθέσιμα FSO συστήματα από τους περισσότερους κατασκευαστές επιτυγχάνουν ρυθμούς μετάδοσης στα 1.5 Gbps με χρήση διαμόρφωσης non-return-to-zero (NRZ) on-off keying (OOK). Το 2008 η εταιρεία MRV είχε ανακοινώσει την έναρξη πωλήσεων FSO συστήματος στα 10 Gbps για 2 km, που όμως αποσύρθηκε από την αγορά μετά από δύο μήνες [88]. Νέες τεχνικές διαμόρφωσης υψηλής φασματικής αποδοτικότητας μπορούν να αυξήσουν περαιτέρω τη χωρητικότητα των FSO συστημάτων [89]–[94]. Επίσης, ανάλογα με την τεχνική WDM που εφαρμόζεται στις τηλεπικοινωνίες οπτικών ινών, WDM-FSO συστήματα μπορούν να υλοποιηθούν ακριβώς στην ίδια βάση (Σχ. 1.4) αυξάνοντας σημαντικά τη χωρητικότητα του ασύρματου οπτικού καναλιού [95]–[97].

WDM FSO



Σχήμα 1.4. WDM-FSO σύστημα.

Όπως έχει ήδη ειπωθεί, οι επικοινωνίες οπτικών ινών βρίσκουν ευρεία εφαρμογή και για μεταφορά RF σημάτων. Λόγω των δυσκολιών όμως που παρουσιάζονται ως προς το κομμάτι της ευρείας χρήσης οπτικών ινών, FSO ζεύξεις μπορούν να χρησιμοποιηθούν εξίσου για μεταφορά RF σημάτων [98], [99], [108], [100]–[107]. Το ερευνητικό πεδίο αυτών των εφαρμογών γνωστό ως Radio on FSO (RoFSO) βρίσκεται ακόμη σε πρώιμα στάδια. Ωστόσο, αυτή η προοπτική μπορεί να επιφέρει σημαντικά οικονομικά οφέλη για εφαρμογές σε σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα κινητών υπηρεσιών [109], [110].

Αντίστοιχα με τις τεχνικές διαφορικής λήψης που έχουν ερευνηθεί και εφαρμόζονται στις επικοινωνίες RF, τεχνικές διαφορικής λήψης ερευνούνται και στο πεδίο των FSO συστημάτων [42], [44], [94]. Οι πιο διαδεδομένες αφορούν τη διαφορική λήψη χρόνου (time diversity) [111]–[114], τη διαφορική λήψη συχνότητας (frequency diversity) [113], [115], [116] και τη χωρική διαφορική λήψη (spatial diversity) [117], [118], [127], [128], [119]–[126]. Η χρήση αυτών των τεχνικών μπορεί να βελτιώσει σημαντικά τις επιδόσεις των FSO συστημάτων, υπερνικώντας όλα τα προαναφερθέντα φαινόμενα υποβάθμισης που συμβαίνουν στο ατμοσφαιρικό κανάλι βάσει των αποτελεσμάτων που έχουν προκύψει [2], [42].

Μεγάλο ερευνητικό ενδιαφέρον παρουσιάζει και η χρήση κόμβων αναμετάδοσης (relay nodes) στα FSO συστήματα [129]–[133]. Όπως έχει αναφερθεί το ωφέλιμο εύρος λειτουργίας τους περιορίζεται σε μερικά χιλιόμετρα. Έτσι, με χρήση κόμβων αναμετάδοσης το λειτουργικό τους εύρος μπορεί να αυξηθεί σημαντικά. Δύο βασικές

τοπολογίες κόμβων αναμετάδοσης υπάρχουν. Η μια αφορά κόμβους αποκωδικοποίησης και προώθησης (decode and forward, DF) του σήματος, όπου το σήμα πληροφορίας ανακτάται σε κάθε κόμβο και προωθείται για επανεκπομπή [134]–[137]. Αυτή η τοπολογία προϋποθέτει αυξημένη πολυπλοκότητα στους κόμβους, αφού πραγματοποιούνται όλα τα στάδια διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης. Επίσης, λόγω χρήσης αυτής της τοπολογίας εισάγονται και μεγαλύτερες καθυστερήσεις στη μετάδοση του σήματος. Ωστόσο, η απόδοση της συνολικής ζεύξης αγγίζει τα βέλτιστα επίπεδα με χαμηλότερους ρυθμούς σφάλματος, μειωμένη πιθανότητα διακοπής. Η άλλη τοπολογία αφορά κόμβους ενίσχυσης και προώθησης (amplify and forward, AF) του σήματος [138]–[143]. Σε αυτή τη περίπτωση, το σήμα πληροφορίας ανιχνεύεται, ενισχύεται και προωθείται για επανεκπομπή. Δεν απαιτούνται σημαντικές λειτουργικές μονάδες για την υλοποίηση αυτής της τοπολογίας αναμετάδοσης και δεν εισάγονται σημαντικές καθυστερήσεις κατά τη μετάδοση. Παρόλα αυτά, σε κάθε κόμβο πραγματοποιείται και ενίσχυση του εισαγόμενου θορύβου, με αποτέλεσμα στο τελικό στάδιο αποδιαμόρφωσης να υπάρχει πιθανότητα ο εισαγόμενος θόρυβος να είναι σχετικά αυξημένος. Επίσης, έρευνα πραγματοποιείται και για χρήση ενίσχυσης του οπτικού σήματος (χωρίς O/E και E/O στάδια) με χρήση οπτικών ενισχυτών, όπως π.χ. EDFA, στους κόμβους (all-optical relay nodes) [144]–[146].

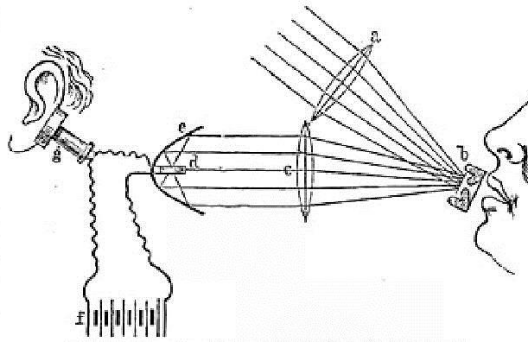
Όσον αφορά το κομμάτι των OWC συστημάτων κλειστού χώρου, οι έρευνες δείχνουν ότι η αξιοποίησή τους θα επιφέρει πολλά πλεονεκτήματα. Με χρήση πηγών LEDs στο ορατό φάσμα των 400-700 nm, οι επικοινωνίες ορατού φωτός (visible light communications, VLC) θα μπορέσουν να συνδυάσουν ανάγκες φωτισμού και επικοινωνιών ταυτόχρονα σε κλειστούς χώρους λειτουργώντας ευεργετικά ως προς το κομμάτι της εξοικονόμησης ενέργειας. Αρκετά υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης προβλέπονται για τη χρήση τους ως νέα WLANs [147]–[152]. Επίσης, τα συστήματα VLC μελετώνται για εφαρμογή και σε ανοιχτούς χώρους και συγκεκριμένα για φωτισμό και επικοινωνίες σε δρόμους, λεωφόρους, αυτοκινητοδρόμους κτλ. για αυτόνομα αυτοκίνητα κ.α. [153].

Συμπερασματικά, τα OWC προσφέρουν το πολύ σημαντικό πλεονέκτημα των υψηλών ρυθμών μετάδοσης, που μπορεί να είναι συγκρίσιμοι με αυτούς των οπτικών ινών και μεγαλύτεροι από αυτούς που επιτυγχάνουν τα αντίστοιχα συστήματα RF σε ίδιες συγκριτικά αποστάσεις. Επίσης, πολύ σημαντικό πλεονέκτημα αποτελεί και το γεγονός ότι τα OWC μπορούν να καταναλώνουν σημαντικά μειωμένα ποσά ενέργειας

σε σύγκριση με τα RF συστήματα επικοινωνιών για ίδιους ρυθμούς μετάδοσης, καθιστώντας τα πολύ ελκυστικά με γνώμονα πάντα την στροφή προς αποδοτικότερα δίκτυα όσον αφορά την κατανάλωση ηλεκτρικής ενέργειας. Έτσι, η χρήση των OWC, και συγκεκριμένα των FSO τεχνολογιών, προσφέρει μια πληθώρα πλεονεκτικών χαρακτηριστικών οδηγώντας έτσι προς τον βασικό στόχο της παρούσας διδακτορικής διατριβής, δηλαδή στην αξιολόγηση των επιδόσεων τους σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας εξωτερικού χώρου με παράλληλο στόχο την ανεύρεση τρόπων βελτιώσεις τους. Η βασικότερη ερευνητική δραστηριότητα επικεντρώνεται στη βελτίωση της απόδοσης τους με χρήση τεχνικών διαφορικής λήψης και χρήσης κόμβων αναμετάδοσης που δρουν ως αναγεννητές του σήματος πληροφορίας.

1.2 Ιστορική Αναδρομή

Οι επικοινωνίες οπτικού φάσματος έχουν τις ρίζες τους από την αρχαιότητα. Ο Ομηρος στην Ιλιάδα κάνει αναφορά για οπτικά σήματα που χρησιμοποιήθηκαν για τη μεταφορά μηνυμάτων περίπου στα 1200 π.Χ. κατά την πολιορκία της Τροίας από τους Έλληνες. Συγκεκριμένα, γίνεται αναφορά για σήματα καπνού μέσω φωτιάς τα οποία άναβαν στις κορυφές βουνών ώστε να μεταδοθούν σε μακρινές αποστάσεις [154]. Ίδια καταγραφή γίνεται για Έλληνες και Ρωμαίους στα 800 π.Χ. αλλά και Ινδιάνων στην Αμερική στα 150 π.Χ. που χρησιμοποιούσαν την ίδια τεχνική του καπνού για μετάδοση σημάτων. Το 1972 εφευρέθηκε ο σηματοφόρος (semaphore) στη Γαλλία από τον Claude Chappe που αποτελείτο από περιστρεφόμενα πτερύγια πάνω σε ψηλούς πύργους. Η θέση των πτερυγίων καθόριζε ένα συγκεκριμένο γράμμα, αριθμό ή λέξη. Έτσι, μηνύματα μπορούσαν να μεταδοθούν μέσα σε λίγα λεπτά [155]. Η πρώτη εφεύρεση που μπορεί να χαρακτηριστεί ασύρματη οπτική επικοινωνία ήταν το φωτόφωνο (photophone) από τον Alexander Graham Bell (Σχ. 1.5) το 1880 μ.Χ.. Στο πείραμα του A.G. Bell η ηλιακή ακτινοβολία διαμορφωνόταν από σήματα φωνής μέσω ενός μεταλλικού πλέγματος πάνω σε διάφραγμα και διαδιδόταν σε απόσταση 213 μέτρων. Μέσω ενός παραβολικού καθρέφτη συλλεγόταν το διαμορφωμένο φως και γινόταν η μετατροπή του σε ηλεκτρικό σήμα μέσω ενός αποδέκτη από σελήνιο [156].

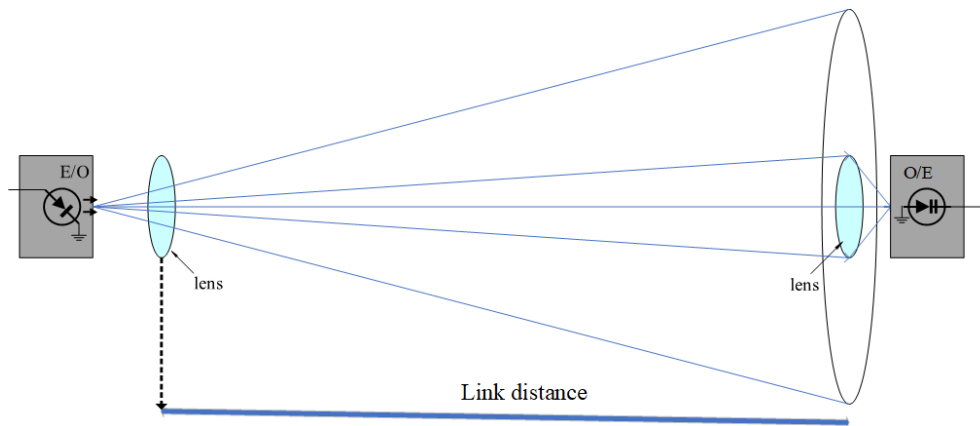


Σχήμα 1.5. Το φωτόφωνο του A.G. Bell [156].

Η επανάσταση για τις ασύρματες οπτικές επικοινωνίες ήρθε με την ανακάλυψη των οπτικών πηγών και ιδίως του laser το 1960 και του LED το 1962 [157], [158]. Από τότε πολλά πειράματα πραγματοποιήθηκαν και απέδειξαν τις τεράστιες δυνατότητες των OWC με αξιοσημείωτη τη μετάδοση τηλεοπτικού σήματος σε απόσταση 48 χιλιομέτρων (km) με χρήση LED GaAs στο MIT Lincoln Laboratory το 1962. Το 1963 επιτεύχθηκε η μετάδοση φωνητικών μηνυμάτων μέσω ενός He-Ne laser μεταξύ των Panamint Range και San Gabriel οροσειρών (Η.Π.Α) σε απόσταση 190 km. Η πρώτη εμπορική ζεύξη υλοποιήθηκε στην Ιαπωνία από την Nippon Electric Company (NEC) το 1970. Έκτοτε, τα OWC συστήματα συνέχισαν να ερευνώνται και να χρησιμοποιούνται κυρίως σε στρατιωτικές εφαρμογές επικοινωνιών υψηλής προστασίας [2], [42], [159]. Στα νεότερα χρόνια πλέον, έχουν κατασκευασθεί OWC εμπορικά συστήματα με χρήση πηγών laser, γνωστά και ως ασύρματες οπτικές επικοινωνίες ελευθέρου χώρου (FSO) με ρυθμούς μετάδοσης στα 1.5 Gbps για ζεύξεις που φτάνουν και τα 2 km [6], [160]–[162]. Η έρευνα σε αυτό το πεδίο συνεχίζεται με αμείωτο ρυθμό και οι ενδείξεις αναφέρουν μια πολύ μεγάλη εξέλιξη σε αυτό το ερευνητικό πεδίο μέσα στα επόμενα χρόνια.

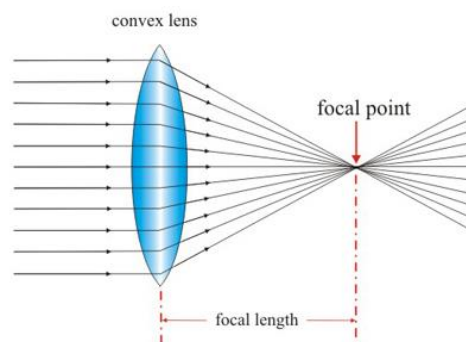
1.3 Τι είναι η FSO Τεχνολογία

Τα FSO συστήματα χρησιμοποιούν πολύ στενές δέσμες φωτός μέσω lasers, με μήκη κύματος κυρίως στο εύρος 785-1550 nm της υπέρυθρης ακτινοβολίας, για την αποστολή του σήματος πληροφορίας. Ένας εκπομπός και ένας δέκτης για τη δημιουργία μια ζεύξης από σημείο σε σημείο (Point-to-Point, PtP) είναι απαραίτητοι, με τη βασική προϋπόθεση ότι μεταξύ τους υπάρχει γραμμή οπτικής επαφής (Line of Sight, LOS) χωρίς εμπόδια. Ένα απλό σχεδιάγραμμα μιας FSO ζεύξης απεικονίζεται στο Σχ. 1.6.



Σχήμα 1.6. Βασικό σχεδιάγραμμα μιας FSO ζεύξης με τα κυριότερα μέρη από τα οποία αποτελείται.

Στην μεριά του εκπομπού, όπως έχει αναφερθεί, η πηγή φωτός είναι ένα laser που διεγείρεται από το ηλεκτρονικό σήμα διαμόρφωσης ώστε να πραγματοποιηθεί η ηλεκτρο-οπτική (E/O) μετατροπή του σήματος. Ένας φακός χρησιμοποιείται ώστε να εστιάσει την οπτική δέσμη προς τον δέκτη και το οπτικό σήμα διαδίδεται διαμέσου του ατμοσφαιρικού μέσου μέχρι να φτάσει στη μεριά του δέκτη. Στη μεριά του δέκτη χρησιμοποιείται πάλι ένας συγκλίνων φακός (Σχ. 1.7), με χαρακτηριστικό εμβαδόν που κυμαίνεται μεταξύ 25-350 cm², ώστε να συλλέξει το μέρος της εκπεμπόμενης οπτικής ακτινοβολίας που φτάνει στη μεριά του δέκτη και να το εστιάσει προς την επιφάνεια μιας φωτοδιόδου (PD) διαμέτρου περίπου της τάξης των 0.5 mm.

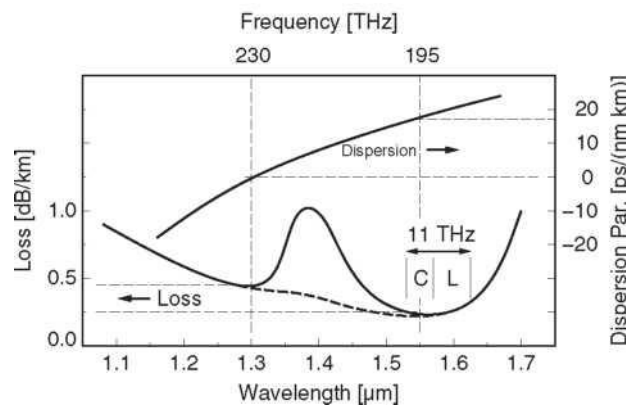


Σχήμα 1.7. Απεικόνιση ενός συγκλίνοντος φακού [163].

Αφού η προσπίπτουσα οπτική ακτινοβολία προσπέσει στη φωτοδίοδο, έχουμε την οπτικο-ηλεκτρική (O/E) μετατροπή και την εξαγωγή του σήματος εκπομπής. Συνήθως κάθε τερματικό περιλαμβάνει έναν εκπομπό και ένα δέκτη, εξασφαλίζοντας έτσι αμφίδρομες (full-duplex) συνδεσιμότητες.

1.4 Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα των FSO Συστημάτων

Τα laser FSO συστήματα σαν μια μορφή οπτικών επικοινωνιών, με διάδοση του οπτικού σήματος διαμέσου της ατμόσφαιρας ή του ελεύθερου χώρου, παρέχουν τα ακόλουθα βασικά πλεονεκτήματα 1) Άφθονο φάσμα για χρήση χωρίς ειδικές άδειες (200 THz στο εύρος 0.7-1.55 μm) 2) Αποφυγή παρεμβολών λόγω πολύδιόδευσης (multipath) 3) Υψηλής ασφάλειας μετάδοση πληροφορίας λόγω των στενών οπτικών δεσμών που είναι δύσκολο να μπλοκαριστούν από επιτήδειους χωρίς την διακοπή της ζεύξης 4) Επίτευξη υψηλού κατευθυντικού κέρδους (directional gain) (>100 dBi) για laser συστήματα με μικρές γωνίες απόκλισης δέσμης (βλέπε Σχ. 2.9) 5) Αποφυγή δαπανηρής και χρονοβόρας εγκατάστασης καλωδίων οπτικών ινών 6) Πολύ εύκολη και γρήγορη εγκατάσταση των FSO μονάδων 7) Πολύ χαμηλή κατανάλωση ηλεκτρικής ισχύος 8) Ασυλία σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές 9) Υψηλό εύρος ζώνης στα οπτικά μήκη κύματος π.χ. (>10 THz) στα 1.55 μm . Όπως απεικονίζεται στο Σχ. 1.8, οι ζώνες C και L, γύρω από την περιοχή του μήκους κύματος $\lambda=1.55 \mu\text{m}$ (οι συγκεκριμένες ζώνες ανήκουν επίσης και στα λεγόμενα ‘ατμοσφαιρικά παράθυρα’, (βλέπε Κεφ. 2) προσφέρουν ένα εύρος ζώνης κοντά στα 11 THz.



Σχήμα 1.8. Διαθέσιμο εύρος ζώνης στις ζώνες C και L, γύρω από την περιοχή του μήκους κύματος των 1.55 μm [164].

Είναι προφανές ότι το διαθέσιμο εύρος ζώνης σε αυτά τα μήκη κύματος είναι τεράστιο. Βάσει του θεωρήματος Shannon-Hartley, ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης πληροφορίας (capacity in bits per second, bps) [165], [166] που μπορεί να επιτευχθεί με αυθαίρετα χαμηλή πιθανότητα σφάλματος, διαμέσου καναλιού εύρους ζώνης B , με μέση ισχύ σήματος S και παρουσία λευκού προσθετικού Γκαουσιανού θορύβου (additive white Gaussian noise, AWGN) N , είναι ίσος με [9], [167]:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.1)$$

Έτσι, βάσει αυτού του θεωρήματος, ο θεωρητικά υπολογιζόμενος ρυθμός μετάδοσης μπορεί να ξεπερνάει τα 11 Tbps. Ωστόσο, κάτι τέτοιο είναι αδύνατον να επιτευχθεί μέχρι στιγμής μέσω ενός μοναδικού καναλιού, αφού όλα τα τωρινά ηλεκτρονικά κυκλώματα και η οπτο-ηλεκτρονικές συσκευές όπως π.χ lasers, φωτοδίοδοι κτλ. μπορούν να επιτύχουν ταχύτητες μερικών δεκάδων GHz [168].

Εν αντιθέσει, ένας πιο αποδοτικός τρόπος αξιοποίησης αυτού του διαθέσιμου εύρους ζώνης είναι με χρήση πολλαπλών οπτικών φορέων με διακριτά μήκη κύματος σε αυτή τη περιοχή, δηλαδή την γνωστή τεχνική της πολυπλεξία διαίρεσης μήκους κύματος (WDM) (Σχ. 1.4). Κατά αυτό το τρόπο, πολλαπλοί οπτικοί φορείς μπορούν να εκπεμφθούν, κάθε ένας διαμορφωμένος σε πιο λογικές ταχύτητες της τάξεως των 10 Gbps, που είναι επιτεύξιμες βάσει των τωρινών τεχνολογιών. Το πρότυπο ITU-T G.698.1 προτείνει για μήκη κύματος στην ζώνη C (1530-1565 nm) μια χωρική απόσταση μεταξύ των πολλαπλών μηκών κύματος ίση με 100 GHz (0.78 nm) ή και 50 GHz (0.39 nm). Αυτή η προσέγγιση είναι γνωστή ως πυκνή πολυπλεξία διαίρεσης μήκους κύματος (dense WDM, DWDM) [25].

Όπως επισημαίνεται παραπάνω, τα FSO συστήματα προσφέρουν πολύ χαμηλότερο κόστος συγκριτικά με τις οπτικές επικοινωνίες μέσω οπτικών ινών. Οι τιμές για εγκατάσταση καλωδίων οπτικών ινών μπορεί να παρουσιάζουν μεγάλη διακύμανση. Ωστόσο, τα κόστη για νέες εργασίες εγκατάστασης οπτικών ινών σε κεντρικούς δρόμους μεγάλων αστικών κέντρων όπως π.χ. το Λονδίνο, μπορεί να ανέρχονται σε τιμές της τάξεως των 120£/m. Για μια ζεύξη των 200m η τιμή μόνο για την εγκατάσταση οπτικών ινών μπορεί να ανέλθει στα 24000£. Αντιστοίχως, το κόστος για μια FSO ζεύξη για το ίδιο μήκος λειτουργίας είναι σημαντικά χαμηλότερο. Είναι φανερό δηλ. ότι και ως προς το οικονομικό κομμάτι, τα FSO συστήματα παρέχουν σημαντικά πλεονεκτήματα.

Παρόλα αυτά, τα FSO συστήματα μπορεί να θεωρηθεί ότι παρουσιάζουν μερικά μειονεκτήματα, που περιορίζονται κυρίως στις επίγειες ασύρματες εφαρμογές. Το κυριότερο μειονέκτημά τους αφορά την απόδοσή τους που επηρεάζεται από τις υπάρχουσες κλιματολογικές συνθήκες. Τα FSO συστήματα μπορούν να επηρεαστούν από 1) Εξασθένηση της οπτικής ακτινοβολίας λόγω των φαινομένων πρωτίστως της σκέδασης και δευτερευόντως της απορρόφησης. Η ομίχλη είναι ένα καταστρεπτικό

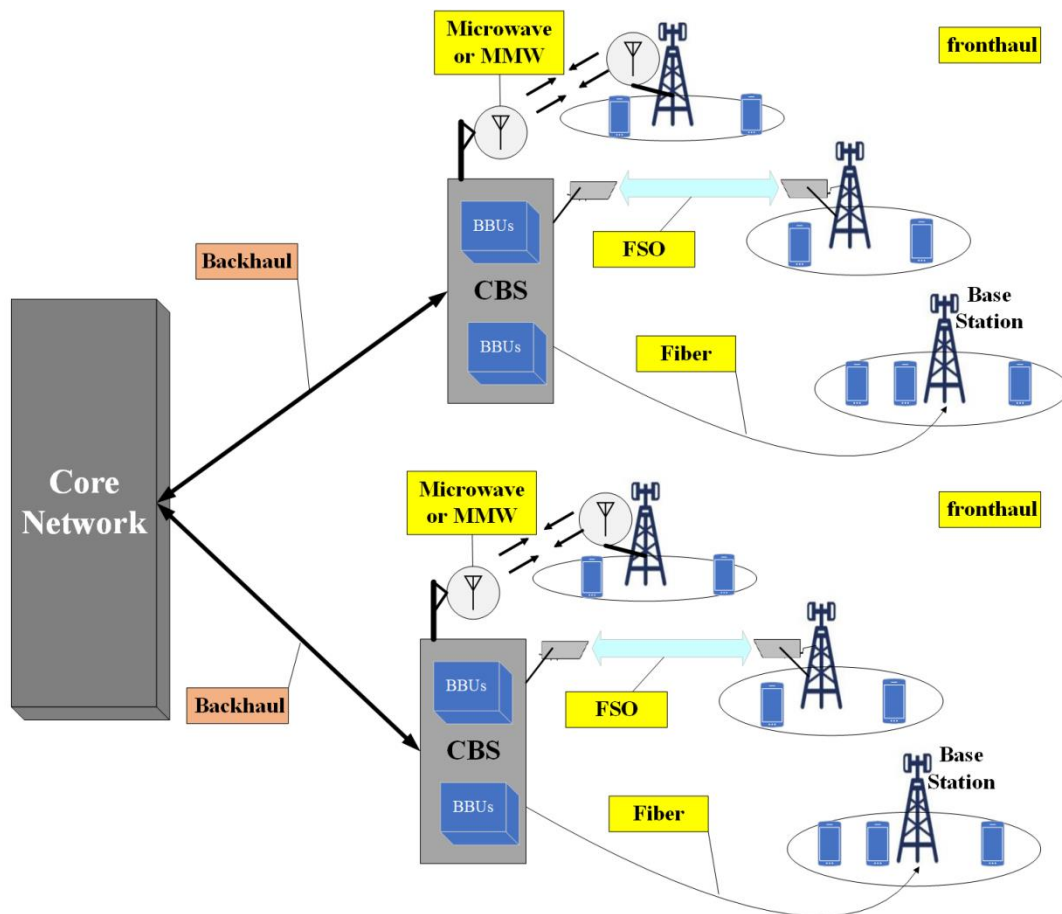
φαινόμενο για το οπτικό σήμα, αφού μπορεί να επιφέρει εξασθένηση μεγαλύτερη από 60 dB/km [169], 2) Το φαινόμενο του σπινθηρισμού, που προκαλείται από ανομοιογένειες του δείκτη διάθλασης του ατμοσφαιρικού μέσου λόγω θερμοκρασιακών μεταβολών και ανέμου, οδηγώντας έτσι σε διαλείψεις και απώλεια ισχύος [53], 3) Την περιπλάνηση της οπτικής δέσμης λόγω του μεταβαλλόμενου δείκτη διάθλασης [83], 4) Σφάλματα σκόπευσης λόγω επαγόμενων κινήσεων είτε του εκπομπού είτε του δέκτη σαν αποτέλεσμα δυνατών ανέμων, μικρών κινήσεων των κτιρίων, σεισμών κτλ. [69] 5) Κακής ευθυγράμμισης της οπτικής δέσμης μεταξύ πομπού και δέκτη [74]. Όλα τα παραπάνω φαινόμενα περιγράφονται λεπτομερώς στο Κεφ. 2 και μελετώνται εκτενώς σε όλα τα επόμενα κεφάλαια ως προς την επίδρασή τους στην απόδοση των επίγειων FSO ζεύξεων.

1.5 Πεδία Εφαρμογών των FSO Συστημάτων

Τα FSO συστήματα, σαν μορφή οπτικών επικοινωνιών, έχουν μια πληθώρα εφαρμογών στα σημερινά δίκτυα τηλεπικοινωνιών. Πιο αξιοσημείωτες από αυτές αφορούν τις εφαρμογές τους στα μητροπολιτικά δίκτυα (metropolitan area networks, MAN) [3], [41] και είναι: 1) Για συνδέσεις του τελευταίου μιλίου (last-mile access). Οι συνδέσεις αυτές πραγματοποιούνται μεταξύ ενός δικτύου κορμού (backbone ή core network) συνήθως οπτικών ινών και των τελικών χρηστών, 2) Στα δίκτυα κορμού με ταχύτητες συγκρίσιμες με αυτές των οπτικών ινών για αποστάσεις μερικών km. Επίσης, για επεκτάσεις των δικτύων κορμού όπου είναι ανέφικτο, 3) Για fronthaul συνδέσεις μεταξύ των μονάδων βασικής ζώνης (baseband units, BBUs), που στεγάζονται σε έναν κεντρικό σταθμό (central base station, CBS ή central office, CO), και των μεμακρυσμένων μονάδων κεραίας (remote antenna units, RAUs), 4) Σε backhaul συνδέσεις π.χ. στα κυψελωτά δίκτυα, που αφορούν συνδέσεις μεταξύ ενός CBS και του δικτύου κορμού [170], [171] 5) Για backup ζεύξεις σε ήδη υπάρχουσες συνδέσεις οπτικών ινών, 6) Συνδέσεις μεταξύ κτιρίων, παρέχοντας πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης όπου είναι αναγκαίο.

Οι έννοιες των fronthaul και backhaul συνδέσεων αφορούν συνδέσεις στα κυψελωτά δίκτυα (cellular network) κινητών υπηρεσιών. Οι νέες αρχιτεκτονικές των κυψελωτών δικτύων έχουν ως βασικό στόχο τη μεταφορά βασικών λειτουργιών επεξεργασίας των σημάτων μακριά από τις RAUs, ώστε αυτές να υλοποιούνται με όσο το δυνατόν λιγότερο εξοπλισμό εξοικονομώντας έτσι από πρόσθετη κατανάλωση

ενέργειας, με ταυτόχρονη μείωση, των καθυστερήσεων στη μετάδοση σημάτων. Επίσης, η μείωση των διαστάσεων των RAUs αποτελεί πολύ βασικό στόχο αφού στα δίκτυα νέας γενιάς η χρήση τους θα είναι αρκετά πυκνή, για λόγους αύξησης της χωρητικότητας με χρήση υψηλότερων συχνοτήτων όπως τα χιλιοστομετρικά μήκη κύματος [15]–[17]. Έτσι, ο μεγαλύτερος όγκος διεργασιών επεξεργασίας των σημάτων πραγματοποιείται στους κεντρικούς σταθμούς βάσης (CBSs ή COs) που στεγάζουν μια κεντρική πισίνα από BBUs. Κατά αντιστοιχία αυτές οι αρχιτεκτονικές των δικτύων έχουν την ονομασία centralized ως προς το δίκτυο πρόσβασης με ραδιοσυχνότητες (radio access network, RAN). Το δίκτυο RAN αντιστοιχεί στο κομμάτι του δικτύου μεταξύ δικτύου κορμού και τελικού χρήστη [172]. Μια βασική τμηματική απεικόνιση της C-RAN αρχιτεκτονικής απεικονίζεται στο Σχ. 1.9.



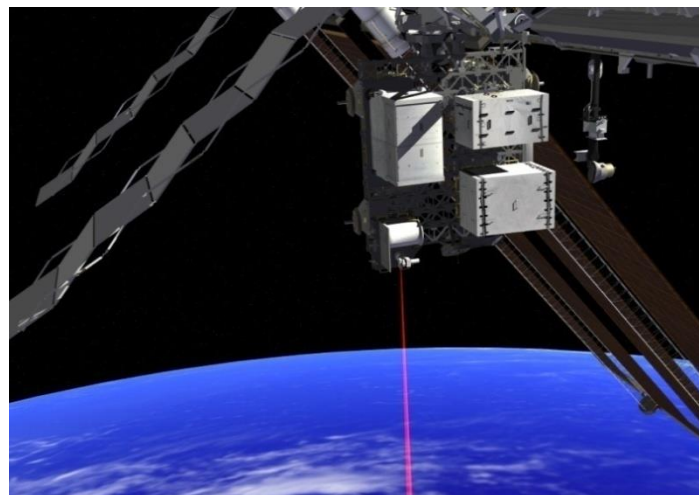
Σχήμα 1.9. Η C-RAN (centralized RAN) αρχιτεκτονική στα κυψελωτά δίκτυα, όπου απεικονίζονται οι διασυνδέσεις μεταξύ των αντίστοιχων τμημάτων της.

Υπό έρευνα επίσης βρίσκεται η εφαρμογή των FSO συστημάτων στις διασυνδέσεις μεταξύ κέντρων δεδομένων (Σχ. 1.10) με στόχο την αντικατάσταση της μαζικής χρήσης καλωδίων οπτικών ινών [173].



Σχήμα 1.10. Κέντρα δεδομένων [174].

Όσον αφορά εφαρμογές εκτός της γήινης ατμόσφαιρας και συγκεκριμένα εφαρμογές στο διάστημα, τα FSO συστήματα θεωρούνται ως εξέχουσα επιλογή για συνδέσεις επίγειων σταθμών με δορυφόρους, καθώς και σε συνδέσεις μεταξύ δορυφόρων. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί ο δορυφόρος OPALS (Optical Payload for Lasercomm Science) που αναπτύχθηκε από τη NASA, ο οποίος λειτούργησε για 30 μέρες, με σκοπό την έρευνα για αντικατάσταση των ήδη υφιστάμενων RF συνδέσεων μεταξύ δορυφόρων και μεταξύ δορυφόρων και σταθμών εδάφους, με laser συστήματα για την αύξηση της χωρητικότητας επικοινωνιών από 10 έως 100 φορές περισσότερο [175]. Ο συγκεκριμένος δορυφόρος απεικονίζεται στο Σχ. 1.11.



Σχήμα 1.11. Ο δορυφόρος OPALS της NASA που χρησιμοποιήθηκε για την εφαρμογή διασύνδεσης δορυφόρων και δορυφόρων με επίγειους σταθμούς με τη χρήση laser συστημάτων [175].

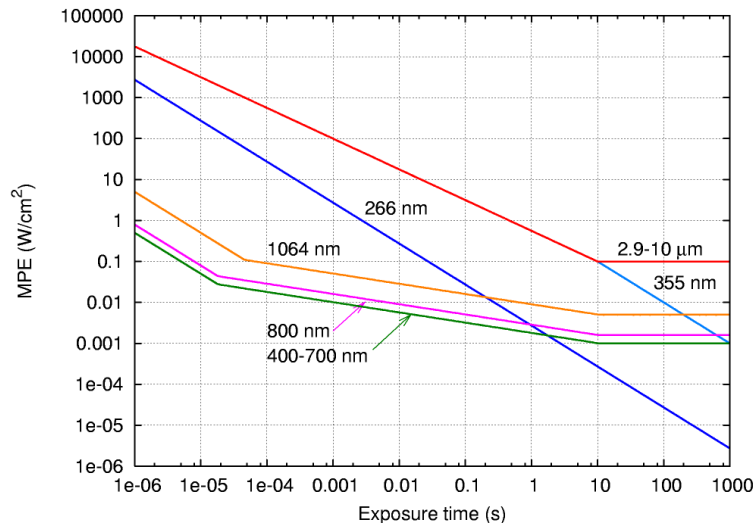
Οι συνδέσεις μεταξύ δορυφόρων (inter-satellite communications) επωφελούνται σημαντικά από τη χρήση FSO επικοινωνιών (Σχ. 1.12), λόγω των πολύ υψηλών αποστάσεων διάδοσης του οπτικού σήματος στο διάστημα, που μπορεί να φτάνει και τα χιλιάδες χιλιόμετρα, με ταυτόχρονη επίτευξη πολύ υψηλών ρυθμών μετάδοσης. Το Φεβρουάριο του 2016, η εταιρεία X Development πραγματοποίησε σταθερή laser επικοινωνία σε όλη τη διάρκεια της ημέρας μεταξύ δύο μπαλονιών στην στρατόσφαιρα σε απόσταση 100 km με σύνδεση στα 155 Mbps [176].



Σχήμα 1.12. Διασύνδεση δορυφόρων με FSO συστήματα [175].

1.6 Κανονισμοί Ασφαλείας για τα Laser

Ως προς το κομμάτι των επίγειων εφαρμογών των FSO συστημάτων, πρέπει να θεωρούνται επίσης και τα μέγιστα επιτρεπτά όρια ακτινοβολίας στα οποία είναι πιθανό να εκτεθεί ο άνθρωπος. Η υπέρυθη ακτινοβολία μπορεί να προκαλέσει βλάβες στο ανθρώπινο μάτι αλλά και στο δέρμα. Συγκεκριμένα, μπορεί να προκαλέσει μη αναστρέψιμες βλάβες στον αμφιβληστροειδή χιτώνα του ματιού. Τα μέγιστα επιτρεπτά όρια έκθεσης (maximum permissible exposure, MPE) ποικίλουν, με τα μήκη κύματος στο εύρος 700-1000 nm να περιορίζονται περισσότερο αφού το μάτι παρουσιάζει πολύ υψηλή απορρόφηση σε αυτά. Τα μεγαλύτερα μήκη κύματος όπως στα 1550 nm περιορίζονται σημαντικά λιγότερο, επιτρέποντας έτσι υψηλότερη εκπεμπόμενη ισχύ [42], [87]. Μερικά ενδεικτικά MPEs, για τα διάφορα μήκη κύματος και τα αντίστοιχα χρονικά διαστήματα στα οποία μπορεί να εκτεθεί ο άνθρωπος, παρουσιάζονται στο Σχ. 1.13.



Σχήμα 1.13. Μέγιστα επιτρεπτά όρια έκθεσης του ανθρώπου σε ορατή και υπέρυθη ακτινοβολία από laser πηγές διαφόρων μηκών κύματος [87].

1.7 Επισκόπηση Διατριβής

Η παρούσα διδακτορική διατριβή διαρθρώνεται σε 13 κεφάλαια. Συγκεκριμένα στο Κεφ. 1, γίνεται μια εισαγωγή στις κυριότερες τεχνολογίες τηλεπικοινωνιών που χρησιμοποιούνται κατά κύριο λόγο μέχρι στιγμής, όπως επικοινωνίες RF, επικοινωνίες οπτικών ινών και ασύρματες οπτικές επικοινωνίες. Γίνεται μια εκτενής περιγραφή της υπάρχουσας ερευνητικής τους εξέλιξης, των πλεονεκτημάτων και μειονεκτημάτων που παρουσιάζει η χρήση τους και των σημαντικών πλεονεκτημάτων που προσφέρει η εκμετάλλευση των ασύρματων οπτικών επικοινωνιών. Επίσης, γίνεται μια ιστορική αναδρομή της εξέλιξης των ασύρματων οπτικών επικοινωνιών και παρουσιάζονται τα βασικά χαρακτηριστικά των FSO συστημάτων. Τέλος, παρουσιάζονται τα πεδία εφαρμογών των FSO συστημάτων σε σύγχρονα δίκτυα, όσο και σε εξωγήινες εφαρμογές.

Στο Κεφ. 2, παρουσιάζονται τα κυριότερα φαινόμενα που επηρεάζουν τη διάδοση της υπέρυθρης ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας στο ατμοσφαιρικό κανάλι. Γίνεται μια εκτενής παρουσίαση των μαθηματικών μοντέλων που περιγράφουν τις απώλειες ισχύος του οπτικού σήματος, ανάλογα με το μήκος κύματος της ακτινοβολίας, λόγω των καιρικών συνθηκών που επικρατούν στη περιοχή της ζεύξης όπως π.χ. ομίχλη, βροχόπτωση, χιόνι αλλά και των γεωμετρικών απωλειών. Εισάγονται όλες οι παράμετροι περιγραφής της οπτικής Γκαουσιανής δέσμης. Γίνεται εκτενής περιγραφή του φαινομένου της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και όλου του στοχαστικού υπόβαθρου στο οποίο βασίζεται η μελέτη του συγκεκριμένου στοχαστικού

φαινομένου. Επίσης, στα πλαίσια του κεφαλαίου παρουσιάζεται και το φαινόμενο της περιπλάνησης της δέσμης που σχετίζεται επίσης με τις στοχαστικές ανομοιογένειες του ατμοσφαιρικού δείκτη διάθλασης. Στη συνέχεια, παρουσιάζονται τα βασικότερα στατιστικά μοντέλα που έχουν εισαχθεί στο πεδίο των FSO συστημάτων που στόχο έχουν την ακριβή περιγραφή των διακυμάνσεων της λαμβανόμενης οπτικής έντασης υπό διάφορες συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής. Τέλος, παρουσιάζεται και το στατιστικό μοντέλο των σφαλμάτων σκόπευσης με δύο μοντέλα περιγραφής. Ένα αφορά την περιγραφή του μέσω της κλασσικής Rayleigh κατανομής, που βασίζεται σε ταυτόσημες χωρικές διακυμάνσεις στους κατακόρυφους άξονες στο επίπεδο του δέκτη, και το άλλο μοντέλο που προκύπτει από μια προσέγγιση της Beckmann κατανομής. Το προσεγγιστικό μοντέλο της Beckmann κατανομής λαμβάνει υπόψη διαφορετικές χωρικές διακυμάνσεις στους δυο κατακόρυφους άξονες και την ύπαρξη μη-μηδενικής απόκλισης (non-zero boresight, NB) της οπτικής δέσμης από το κέντρο του δέκτη.

Στο Κεφ. 3, γίνεται μια περιληπτική αναφορά στις τυχαίες διεργασίες και τυχαίες μεταβλητές. Παρουσιάζεται το βασικό στατιστικό υπόβαθρο γύρω από το οποίο πραγματοποιείται η μελέτη των ασύρματων επικοινωνιών όταν λειτουργούν σε διαύλους με στοχαστικά (τυχαία) χαρακτηριστικά. Εισάγονται οι έννοιες της στάσιμης και εργοδικής τυχαίας διεργασίας, πολύ βασικές έννοιες κατά την μελέτη πολλαπλών παράλληλων διαύλων. Επίσης, παρουσιάζεται η μεθοδολογία εξαγωγής της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας (probability density function, PDF) μιας μεταβλητής η οποία είναι συνάρτηση μιας άλλης τυχαίας μεταβλητής με καλά καθορισμένη PDF. Παρουσιάζεται η μεθοδολογία εξαγωγής της κατανομής μιας τυχαίας μεταβλητής η οποία ισούται με το γινόμενο δυο στατιστικά ανεξάρτητων τυχαίων μεταβλητών και αποτελεί τη βάση για τη συνδυαστική στατιστική μελέτη των δύο ανεξάρτητων φαινομένων της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης που επηρεάζουν την απόδοση των FSO συστημάτων. Τέλος, εισάγεται η έννοια του καναλιού AWGN και εξάγονται μερικές βασικές πιθανότητες σφάλματος σε κανάλι AWGN.

Στο Κεφ. 4, γίνεται μια περιγραφή των βασικών κυκλωμάτων των FSO συστημάτων. Παρουσιάζονται τα βασικά κυκλώματα που απαρτίζουν τον εκπομπό και τον δέκτη μιας FSO ζεύξης με χρήση διαμόρφωσης NRZ-OOK. Συγκεκριμένα, εξετάζεται το κύκλωμα του οδηγού laser, μαζί με την διασύνδεσή του με τη δίοδο laser. Όσον αφορά τον δέκτη μιας FSO ζεύξης, παρουσιάζεται το θεμελιώδες μοντέλο

στο οποίο βασίζεται η λειτουργία του. Εισάγονται όλες οι παράμετροι περιγραφής που σχετίζονται με την διαδικασία φωτοανίχνευσης στην ημιαγώγιμη διάταξη της φωτοδιόδου, καθώς και όλων των πηγών θορύβου που σχετίζονται με την φωτοδίοδο όπως ο θερμικός θόρυβος και ο θόρυβος βολής συμπεριλαμβανομένου και του θορύβου περιβάλλοντος, που καθορίζουν την απόδοση μιας ασύρματης οπτικής ζεύξης. Στη συνέχεια παρουσιάζεται η δομή των διαδοχικών σταδίων ενίσχυσης, με τον ενισχυτή διεμπέδησης και τον κύριο ενισχυτή. Παρουσιάζεται η απόκριση συχνότητας αυτών των κυκλωματικών στοιχείων και η εισαγωγή θορύβου σε αυτά τα στάδια ενίσχυσης. Τέλος, παρουσιάζεται η βασική δομή του κυκλώματος συγχρονισμού και επανάκτησης δεδομένων με τις βασικές λειτουργίες του.

Στο Κεφ. 5, παρουσιάζεται η χρήση διαφορικής λήψης στο δέκτη για FSO συστήματα. Το FSO σύστημα υπό ερεύνηση κάνει χρήση τεχνικών ψηφιακής διαμόρφωσης όπως η NRZ-OOK, η διαμόρφωση θέσης παλμού (pulse position modulation, PPM) και η διαμόρφωση πλάτους παλμού (pulse amplitude modulation, PAM). Λαμβάνεται υπόψη η επίδραση του φαινομένου της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης. Η εκτίμηση της απόδοσης της συγκεκριμένης ζεύξης για κάθε τεχνική διαμόρφωσης, πραγματοποιείται με την εκτίμηση του μέσου ρυθμού σφάλματος bit (average bit error rate, average BER). Λαμβάνονται μια πληθώρα συνθηκών επίδρασης της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με συνθήκες ισχυρής, κορεσμένης αλλά και ασθενούς έως μέτριας επιρροής μέσω χρήσης των στατιστικών μοντέλων της Gamma-Gamma (GG), της εκθετικής, της K και της Gamma κατανομής.

Στο Κεφ. 6, ερευνάται η απόδοση μιας FSO ζεύξης με OOK διαμόρφωση μέσω της εκτίμησης της μετρικής του μέσου ρυθμού μετάδοσης εσφαλμένου μπλοκ πληροφορίας (average block error rate, average BLER). Η απόδοση της ζεύξης υποβαθμίζεται από την επίδραση της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης. Θεωρούνται συνθήκες ισχυρών και κορεσμένων διακυμάνσεων της οπτικής έντασης με χρήση των κατανομών GG και της εκθετικής κατανομής. Επίσης, ερευνώνται διάφορα σενάρια ασθενούς και ισχυρής επίδρασης του φαινομένου των σφαλμάτων σκόπευσης με ύπαρξη μη-μηδενικής απόκλισης. Εξάγονται σε κλειστή μορφή μαθηματικές εκφράσεις για την εκτίμηση του μέσου BLER της OOK FSO ζεύξης και παρουσιάζονται μια πληθώρα αριθμητικών αποτελεσμάτων υπό τις προαναφερθείσες συνθήκες με τα αντίστοιχα επιβεβαιωτικά αποτελέσματά τους μέσω της μεθόδου Monte Carlo.

Το Κεφ. 7, είναι αφιερωμένο στις αναλογικές οπτικές ζεύξεις που αποτελούν άλλη μια πολύ σημαντική εφαρμογή των οπτικών επικοινωνιών. Γίνεται περιγραφή του τρόπου λειτουργίας τους, των βασικών πλεονεκτημάτων που προσφέρει η εφαρμογή τους στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα και των διαφόρων φαινομένων που χαρακτηρίζουν την απόδοσή τους, όπως ο θόρυβος της οπτικής ζεύξης, ο θόρυβος παραμορφώσεων και ο θόρυβος λόγω του φαινομένου του ψαλιδισμού. Επίσης, παρουσιάζεται η απόκριση συχνότητας μιας μικροκυματικής οπτικής ζεύξης υπό συνθήκες ζωνοπερατής προσαρμογής τόσο για την περίπτωση της διόδου laser όσο και για την περίπτωση της φωτοδόδου, που αποτελεί μια περίπτωση πολύ πρακτικού ενδιαφέροντος. Τέλος, γίνεται μια αναφορά και στη χρήση εξωτερικής διαμόρφωσης στις μικροκυματικές οπτικές ζεύξεις.

Στο Κεφ. 8, γίνεται η εισαγωγή στην πολυπλεξία διαίρεσης ορθογώνιων συχνοτήτων (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) η οποία βρίσκει εφαρμογή σε πολλά σύγχρονα ασύρματα και ενσύρματα πρωτόκολλα επικοινωνιών. Παρουσιάζονται όλα τα βασικά χαρακτηριστικά λειτουργίας της, τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά της καθώς και η εφαρμογή της στις οπτικές επικοινωνίες. Στη συνέχεια, μελετάται ένα οπτικό σύστημα διπλού-άλματος με χρήση DF κόμβου αναμετάδοσης που αποτελείται από μια OFDM RoFSO ζεύξη σε σύνδεση με μια dc-συνιστώσας πόλωσης οπτικής (dc-biased optical, DCO) OFDM ζεύξης οπτικής ίνας. Η απόδοση της συνολικής ζεύξης αξιολογείται μέσω της εκτίμησης του μέσου BER, λαμβάνοντας υπόψη την επίδραση του φαινομένου του σπινθηρισμού για την ασύρματη ζεύξη και την επίδραση του φαινομένου του μη-γραμμικού ψαλιδισμού του OFDM σήματος για το τμήμα της DCO-OFDM οπτικής ίνας. Και για τις δύο ζεύξεις θεωρείται η διαμόρφωση PSK και QAM για κάθε υποφορέα του OFDM. Επίσης, ερευνάται και μια PtP OFDM RoFSO ζεύξη σε συνθήκες ισχυρής και κορεσμένης ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με χρήση των στατιστικών μοντέλων της K και της εκθετικής κατανομής.

Στο Κεφ. 9, γίνεται η μελέτη της επίδοσης μιας OFDM RoFSO ζεύξης πολλαπλών αλμάτων (multi-hop) με χρήση DF κόμβων αναμετάδοσης υπό την επίδραση της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης. Μαθηματικές εκφράσεις σε κλειστή μορφή εξάγονται για την εκτίμηση του μέσου BER και της πιθανότητας διακοπής (outage probability, OP) της ζεύξης θεωρώντας μια πληθώρα συνθηκών ασθενούς, μέτριας και ισχυρής ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με χρήση των στατιστικών μοντέλων της Gamma, της GG και της εκθετικής κατανομής σε

σύνδεση με τα σφάλματα σκόπευσης. Τα αριθμητικά αποτελέσματα που προκύπτουν επιβεβαιώνονται μέσω της μεθόδου Monte Carlo και αναδεικνύουν τα μεγάλα οφέλη χρήσης κόμβων αναμετάδοσης, επεκτείνοντας σημαντικά το αξιόπιστο εύρος λειτουργίας της RoFSO ζεύξης υπό ρεαλιστικές συνθήκες επίδρασης των ατμοσφαιρικών φαινομένων.

Στο Κεφ. 10, παρουσιάζεται για πρώτη φορά μια τοπολογία διαφορικής λήψης στο δέκτη για μια OFDM RoFSO ζεύξη όπου γίνεται χρήση πολλαπλών πηγών laser. Κάθε μια από αυτές τις πηγές αποστέλλει το ίδιο σήμα πληροφορίας προς ένα συγκεκριμένο δέκτη της διαφορικής λήψης. Στη μεριά του δέκτη θεωρείται η χρήση συνδυαστή μέγιστης αναλογίας (maximum ratio combiner, MRC). Έτσι το οπτικό σήμα επηρεάζεται κατά τη διάδοσή του από το φαινόμενο του σπινθηρισμού που μοντελοποιείται μέσω της GG κατανομής και των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης. Εξάγονται σε κλειστή μορφή καινοτόμες μαθηματικές εκφράσεις για την εκτίμηση του μέσου BER και της πιθανότητας διακοπής της OFDM RoFSO ζεύξης με διαφορική λήψη. Τα αποτελέσματα που προκύπτουν φανερώνουν τη μεγάλη αύξηση της αξιοπιστίας και της διαθεσιμότητας της συγκεκριμένης ζεύξης σε αντίξοες ατμοσφαιρικές συνθήκες ισχυρών διακυμάνσεων της έντασης λόγω σπινθηρισμού και σφαλμάτων σκόπευσης με μη-μηδενική απόκλιση.

Στο Κεφ. 11, ερευνάται μια RoFSO ζεύξη για μετάδοση RF σήματος και συγκεκριμένα με πολυπλεξία διαίρεσης κώδικα (code division multiple access, CDMA). Η απόδοση της ζεύξης επηρεάζεται από το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής που μοντελοποιείται μέσω του ενοποιητικού μοντέλου της Malaga κατανομής αλλά και των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης. Μελετάται η απόδοση της PtP ζεύξης για πρώτη φορά, τόσο στην κατεύθυνση της εμπρόσθιας ζεύξης (forward link ή downlink) όσο και στην κατεύθυνση της αντίστροφης ζεύξης (reverse link ή uplink). Η αξιολόγηση της απόδοσής της πραγματοποιείται μέσω εξαγωγής κλειστών μαθηματικών εκφράσεων για την εκτίμηση του μέσου BER και της πιθανότητας διακοπής. Η ακρίβεια των εξαγόμενων αποτελεσμάτων επιβεβαιώνεται μέσω κατάλληλων αριθμητικών προσομοιώσεων.

Τέλος, στο Κεφ. 12, μελετάται η χρήση διαφορικής λήψης, παρόμοιας με αυτής του Κεφ. 10, για μια CDMA RoFSO ζεύξη υπό την επίδραση Malaga κατανεμημένης ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης. Η αξιολόγηση της απόδοσης της ζεύξης με διαφορική λήψη πραγματοποιείται μέσω

της εκτίμησης του μέσου BER και της πιθανότητας διακοπής. Μαθηματικές εκφράσεις σε κλειστή μορφή εξάγονται για την εκτίμηση των προαναφερθέντων μετρικών υπό την επίδραση αυτών των φαινομένων του σπινθηρισμού και των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης. Τα αποτελέσματα που προκύπτουν αποκαλύπτουν τη σημαντική αύξηση της απόδοσης της ασύρματης οπτικής ζεύξης σε συνθήκες ισχυρών διακυμάνσεων λόγω των φαινομένων της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης, αλλά και σε συνθήκες όπου μη-γραμμικά φαινόμενα εκδηλώνονται εμφατικά λόγω υψηλής πρόσβασης του δικτύου από μεγάλο αριθμό χρηστών. Αυτά τα φαινόμενα αντιστοιχούν, σε υψηλό θόρυβο παραμορφώσεων λόγω ενδοδιαμόρφωσης, μη-γραμμικού ψαλιδισμού και θορύβου λόγω παρεμβολής πολλαπλής πρόσβασης.

Στο Κεφ. 13, παρουσιάζονται τα συμπεράσματα των αποτελεσμάτων που προέκυψαν καθώς και οι μελλοντικοί στόχοι.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΤΟ ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΟ ΚΑΝΑΛΙ

Η διάδοση του οπτικού σήματος διαμέσου του ατμοσφαιρικού καναλιού επηρεάζεται από μια πληθώρα φαινομένων που οι επιπτώσεις τους μπορεί να είναι από αμελητέες, έως καταστρεπτικές στη λειτουργία των FSO συστημάτων. Σε αυτό το κεφάλαιο λοιπόν, γίνεται μια εκτενής περιγραφή όλων αυτών των φαινομένων και παρουσιάζονται όλα τα μαθηματικά μοντέλα που έχουν αναπτυχθεί, τα οποία ως στόχο έχουν την λεπτομερή περιγραφή των επιδράσεων τους.

2.1 Απώλειες Ισχύος

Το ατμοσφαιρικό κανάλι αποτελείται από συστατικά μέρη όπως αιωρούμενα σωματίδια και μόρια τα οποία οδηγούν την οπτική ένταση ακτινοβολίας σε εξασθένηση και σκέδαση. Ο νόμος των Beer-Lambert περιγράφει με ακρίβεια την διαπερατότητα (transmittance) του ατμοσφαιρικού μέσου και δίνεται από τη σχέση [169], [177], [178]:

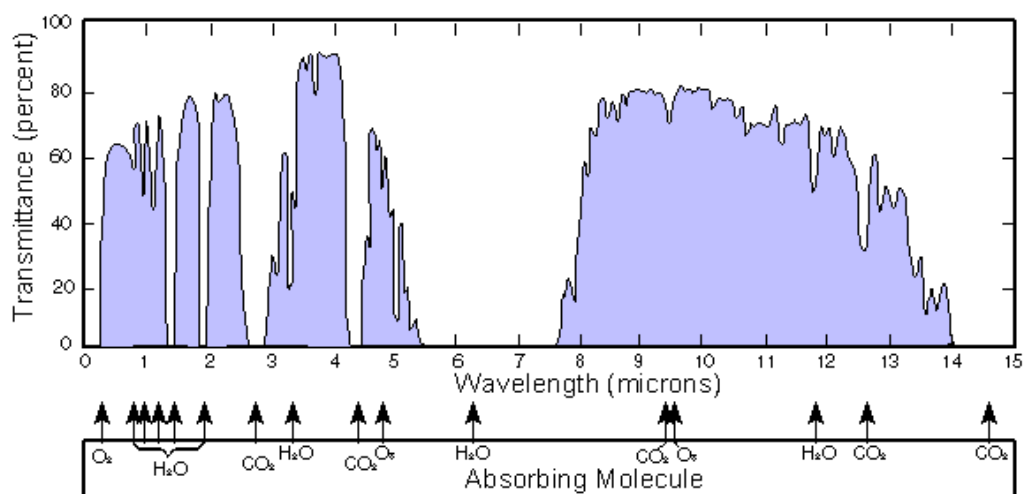
$$\tau(\lambda, L) = \frac{P_R}{P_0} = \exp[-\gamma(\lambda)L] \quad (2.1)$$

Όπου P_0 είναι η εκπεμπόμενη ισχύς από τον εκπομπό και P_R είναι η λαμβανόμενη ισχύς στον δέκτη. Ο παράγοντας $\gamma(\lambda)$ αντιστοιχεί στον ολικό συντελεστή εξασθένησης (m^{-1} ή km^{-1}) και L είναι το μήκος (m ή km) που διανύει το οπτικό σήμα. Ο συντελεστής εξασθένησης είναι ένα άθροισμα τεσσάρων παραμέτρων, που αφορούν τη μοριακή και σωματιδιακή απορρόφηση ($a_m(\lambda), a_a(\lambda)$) και τη μοριακή και σωματιδιακή σκέδαση ($\beta_m(\lambda), \beta_a(\lambda)$) [3], [169], [177], [179]. Έτσι προκύπτει ότι:

$$\gamma(\lambda) = a_m(\lambda) + a_a(\lambda) + \beta_m(\lambda) + \beta_a(\lambda) \quad (2.2)$$

Όπως έχουμε αναφέρει οι δύο πρώτοι όροι αντιστοιχούν στην απορρόφηση της οπτικής ακτινοβολίας. Η απορρόφηση είναι ένα φαινόμενο που εξαρτάται από το μήκος κύματος λ της οπτικής ακτινοβολίας (δηλ. από τη συχνότητα του φωτονίου)

και από τις συγκεντρώσεις ατμοσφαιρικών αερίων όπως μόρια H_2O , CO_2 , και N_2 . Ένα φωτόνιο στα οπτικά μήκη κύματος μπορεί να απορροφηθεί από κάποιο μόριο, όταν η ενέργεια του φωτονίου αξιοποιηθεί για να διεγείρει κάποιο ηλεκτρόνιο του μορίου κάποιου αερίου σε κάποια διεγερμένη κατάσταση. Στα οπτικά μήκη κύματος και ιδίως όσα υπερβαίνουν τα 2 μm τα μόρια του ατμού του H_2O και του CO_2 μπορούν να απορροφήσουν την οπτική ακτινοβολία ισχυρά. Ωστόσο, τα FSO συστήματα επιλέγονται να λειτουργούν σε μήκη κύματος όπως τα 785 nm, 850 nm, 1550 nm, όπου όπως φαίνεται και από το Σχ. 2.1 αυτά τα μήκη κύματος συμπίπτουν με τα λεγόμενα ‘ατμοσφαιρικά παράθυρα’ και η διαπερατότητα σε αυτά τα μήκη κύματος είναι αρκετά μεγάλη. Έτσι, η μοριακή απορρόφηση μπορεί να λάβει τιμές της τάξης του 0.01 dB/km στα 1550 nm, καθιστώντας την πρακτικά αμελητέα [3], [177], [178]. Έτσι, κατά καλή προσέγγιση ο συντελεστής εξασθένησης εξαρτάται από το φαινόμενο της σκέδασης και συγκεκριμένα από τη σκέδαση Mie, δηλ. $\gamma(\lambda) \cong \beta_a(\lambda)$ [177].

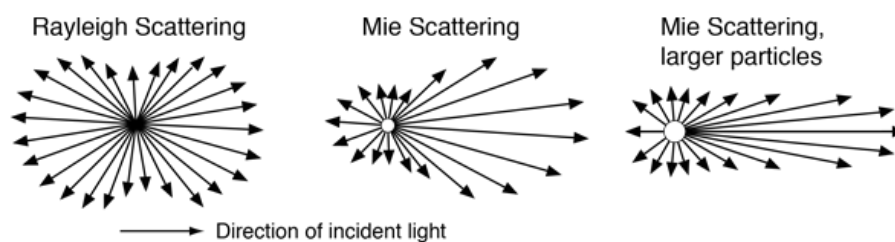


Σχήμα 2.1. Η διαπερατότητα στην ατμόσφαιρα για διάφορα μήκη κύματος (μm) για οριζόντια διάδοση σε μήκος ενός ναυτικού μιλίου (1852 m) πάνω από το επίπεδο της θάλασσας [180].

Το φαινόμενο της σκέδασης αφορά τη διαδικασία κατά την οποία φωτόνια της προσπίπτουσας ηλεκτρομαγνητικής (H/M) ακτινοβολίας αλληλεπιδρούν με άλλα σωματίδια ή μόρια. Τα συγκεκριμένα μόρια τίθενται σε ταλάντωση σύμφωνα με το μοντέλο του ταλαντωτή Lorentz (Lorentz oscillator model) [181], [182]. Η σκέδαση ταξινομείται ανάλογα με το μέγεθος των σωματιδίων που σκεδάζουν την H/M ακτινοβολία. Ένας όρος που ταξινομεί το φαινόμενο της σκέδασης είναι ο

παράγοντας μεγέθους (size parameter) των σκεδαζόντων σωματιδίων που είναι ίσος με $x_0 = 2\pi d/\lambda$, όπου d είναι η διάμετρος των σκεδαστών (σωματιδίων-μορίων) και λ είναι το μήκος κύματος της προσπίπτουσας H/M ακτινοβολίας. Έτσι, στην περίπτωση που $x_0 \ll 1$ η σκέδαση θεωρείται Rayleigh, αν $x_0 \approx 1$ η σκέδαση περιγράφεται Mie ενώ όταν $x_0 \gg 1$ η σκέδαση περιγράφεται από τους νόμους της γεωμετρικής οπτικής και δεν έχει σημαντικές επιπτώσεις, εάν μεγάλοι οπτικοί φακοί χρησιμοποιούνται στη μεριά του δέκτη [3].

Η σκέδαση Rayleigh συμβαίνει κατά την αλληλεπίδραση ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας με σωματίδια που έχουν πολύ μικρότερες διαστάσεις από αυτές του συγκεκριμένου H/M μήκους κύματος. Η σκέδαση Rayleigh εξαρτάται από την ενεργό διατομή σκέδασης σ_{sc} (scattering cross-section) [182]–[184]. Η ενεργός διατομή σκέδασης σ_{sc} αποτελεί ένα μέτρο της πιθανότητας αλληλεπίδρασης των φωτονίων με την ύλη. Η ισχύς της ακτινοβολίας που σκεδάζεται P_{sc} από ένα σύνολο σκεδαστών, όταν προσπίπτει H/M ακτινοβολία έντασης I_e , ισούται με τον αριθμό των σκεδαστών N επί την παράμετρο σ_{sc} δηλ. $P_{sc} = N\sigma_{sc}I_e$ [182], [185]. Οι τιμές της διατομής σκέδασης σ_{sc} για τα μήκη κύματος της υπέρυθρης H/M ακτινοβολίας από 690 nm έως 1550 nm είναι αρκετά μικρές [184], με αποτέλεσμα και η Rayleigh σκέδαση να μην έχει σημαντική επίδραση στην απόδοση των FSO συστημάτων [3], [63].



Σχήμα 2.2. Απεικόνιση της σκέδασης Rayleigh και Mie [186].

Κατά αυτόν το τρόπο, η σκέδαση Mie είναι και η πιο καθοριστική για την εξασθένηση του οπτικού σήματος κατά την διάδοσή του στην ατμόσφαιρα [3], [177], [178]. Η σκέδαση Mie συμβαίνει κατά την αλληλεπίδραση οπτικής H/M ακτινοβολίας με σωματίδια και μόρια της ατμόσφαιρας που έχουν όμοιες διαστάσεις με το οπτικό μήκος κύματος (π.χ. σταγονίδια ομίχλης). Στον Πίνακα 2.1 φαίνονται μερικά ενδεικτικά σωματίδια-μόρια με χαρακτηριστικά μεγέθη d , τον αντίστοιχο

παράγοντα μεγέθους (x_0) και τις αντίστοιχες κατηγορίες σκέδασης που συμβαίνουν με αυτά τα σωματίδια-μόρια για ακτινοβολία με μήκος κύματος $\lambda=850$ nm.

Μια ενδεικτική φόρμουλα για το συντελεστή εξασθένησης, λόγω σκέδασης Mie στο οπτικό φάσμα, δίνεται από την παρακάτω σχέση [63], [177], [178]:

$$\beta_a(\lambda) = \frac{3.91}{V} \left(\frac{\lambda}{550} \right)^{-\delta} \quad (2.3)$$

Τύπος Σωματιδίου	Διάμετρος Σωματιδίου d (μm)	Παράμετρος Μεγέθους (x_0)	Τύπος Σκέδασης
Μόρια Αέρα	0.0001	0.00074	Rayleigh
Σωματίδια Σκόνης, Καπνού	0.01-1	0.074-7.4	Rayleigh-Mie
Σταγονίδια Ομίχλης	1-20	7.4-147.8	Mie-Geometrical
Βροχή	100-10000	740-7400	Geometrical
Χιόνι	1000-5000	7400-37000	Geometrical
Χαλάζι	5000-50000	37000-370000	Geometrical

Πίνακας 2.1. Σωματίδια-μόρια σκέδασης με τις διαμέτρους τους για $\lambda=850$ nm.

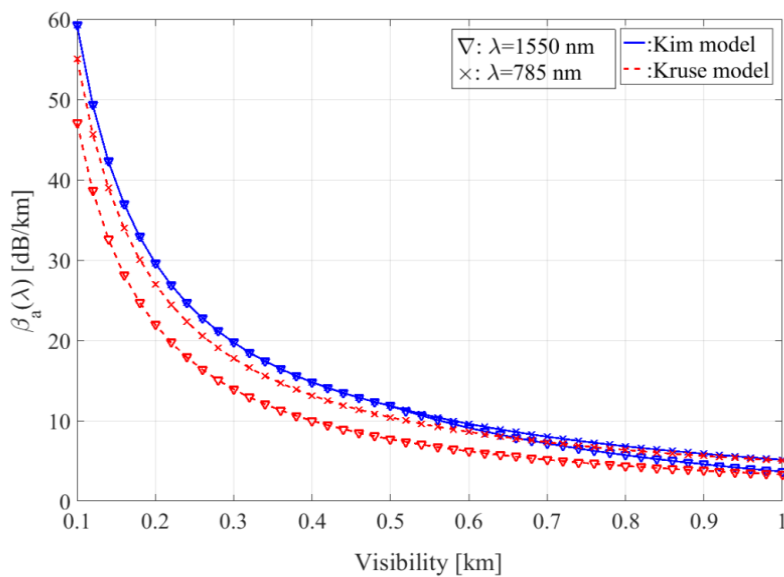
Όπου V είναι η ορατότητα (Visibility ή Meteorological range) στην ατμόσφαιρα [187] και λ είναι το μήκος κύματος της οπτικής ακτινοβολίας σε nm . Η τιμή του εκθέτη δ εξαρτάται από το μέγεθος των σκεδαστών και την ορατότητα. Η τιμή του δ καθορίζεται από διάφορα εμπειρικά μοντέλα που έχουν αναπτυχθεί. Τα δύο πιο δημοφιλή και ευρέως χρησιμοποιούμενα μοντέλα στη βιβλιογραφία των FSO είναι των Kruse και Kim [122]. Κατά το μοντέλο Kruse οι τιμές του δ είναι [63], [177], [178], [188]:

$$\delta = \begin{cases} 1.6 & \text{for } V > 50 \text{ km} \\ 1.3 & \text{for } 6 \text{ km} < V < 50 \text{ km} \\ 0.585V^{1/3} & \text{for } 0 \text{ km} < V < 6 \text{ km} \end{cases} \quad (2.4)$$

Ενώ σύμφωνα με το μοντέλο του Kim οι τιμές του δ είναι [177], [178]:

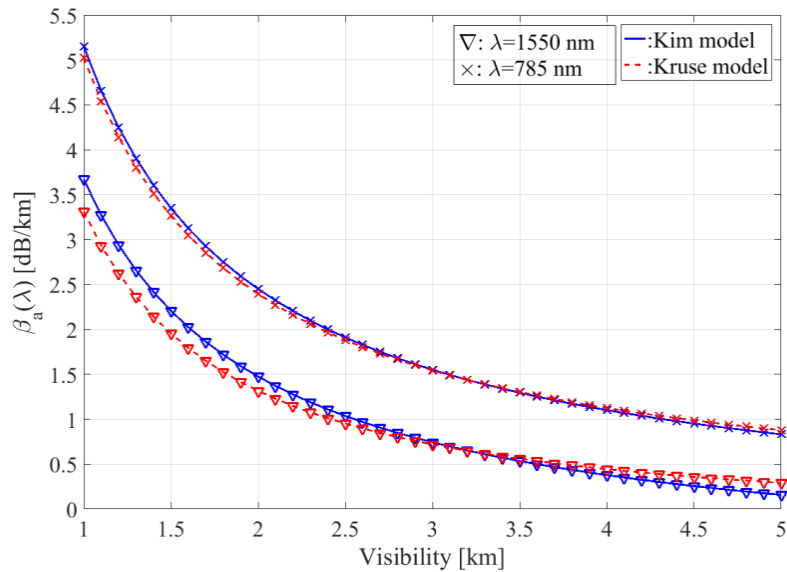
$$\delta = \begin{cases} 1.6 & \text{for } V > 50 \text{ km} \\ 1.3 & \text{for } 6 \text{ km} < V < 50 \text{ km} \\ 0.16V + 0.34 & \text{for } 1 \text{ km} < V < 6 \text{ km} \\ V - 0.5 & \text{for } 0.5 \text{ km} < V < 1 \text{ km} \\ 0 & \text{for } V < 0.5 \text{ km} \end{cases} \quad (2.5)$$

Ανάλογα με τις προαναφερθείσες τιμές του δ για τα δύο αυτά μοντέλα, παρουσιάζονται αναλυτικά αποτελέσματα για το συντελεστή σκέδασης Mie $\beta_a(\lambda)$ σαν συνάρτηση της ορατότητας V .



Σχήμα 2.3. Τα μοντέλα Kim και Kruse για ορατότητα από 0.1 km έως 1 km (dense fog) για δυο ενδεικτικά μήκη κύματος $\lambda=785$ nm και $\lambda=1550$ nm.

Όπως είναι φανερό από το Σχ. 2.3, σε συνθήκες πυκνής ομίχλης με τις τιμές της ορατότητας από 0.1 km έως 1 km, η διάδοση του οπτικού σήματος επηρεάζεται σημαντικά με τιμές εξασθένησης να φτάνουν και τα 60 dB/km για $V=0.1$ km (τιμές έως και 300 dB/km έχουν αναφερθεί [169], [179]). Επίσης, γίνεται φανερό ότι το μοντέλο Kim δείχνει ότι τα δύο μήκη κύματος για τιμές ορατότητας $V < 0.5$ km επηρεάζονται το ίδιο. Άλλο συμπέρασμα που εξάγεται και από τα δύο μοντέλα είναι ότι το οπτικό μήκος κύματος $\lambda=1550$ nm είναι λιγότερο ευάλωτο και εξασθενεί λιγότερο συγκριτικά με το $\lambda=785$ nm. Ενδεικτικές τιμές του % ποσοστού εμφάνισης τιμών ορατότητας V από ωριαίες μετρήσεις παρουσιάζονται στο Πίνακα 2.2 για διάφορες πόλεις (αεροδρόμια) σε διαφορετικά γεωγραφικά πλάτη και με διαφορετικές κλιματολογικές συνθήκες.



Σχήμα 2.4. Τα μοντέλα Kim και Kruse για ορατότητα από 1 km έως 5 km (moderate-light fog) για δυο ενδεικτικά μήκη κύματος $\lambda=785$ nm και $\lambda=1550$ nm.

Visibility (miles)	≥ 0.63	≥ 0.75	≥ 1	≥ 1.25	≥ 1.5	≥ 2	≥ 2.5	≥ 3	≥ 4	≥ 5	≥ 6	≥ 10
New York	99.1	99.1	98.7	98	97.7	96.4	94.3	92	88.3	88.3	77.5	55.2
Los Angeles	98	97.9	97.2	96.3	95.7	93.7	90.9	88.6	83.3	76.3	69.7	49.3
Chicago	98.9	98.9	98.6	97.7	97.6	96.4	94.4	93.4	90.6	85.5	80.6	59.4
Washington	99.4	99.3	99.1	98.7	98.4	97.6	98.3	94.9	91.3	87	82.3	61.8
San Francisco	99.5	99.4	99.2	99	98.9	98.4	97.5	96.9	94.7	92.6	90.2	73.3
Philadelphia	98.6	98.6	98	97	96.7	95.3	93.2	90.8	85.7	80.3	74.2	50.5
Boston	98.3	98.2	97.7	96.9	96.8	95.6	93.9	92.5	89.7	85.7	81.4	66.8
Detroit	98.7	98.6	98	96.9	96.7	95	92.7	90.8	87.7	82.4	76.4	55.1
Dallas	99.5	99.5	99.2	98.8	98.7	98.3	97.5	97.2	95.9	94.6	92.7	64.5
Toronto	98.8	98.7	98.3	97.6	97.1	95.9	94.3	92.6	89.2	85.7	82	70.1
Houston	98.5	98.4	98.1	97.4	97.3	96.5	99.1	94.2	92.1	89.2	85	59.2
Miami	99.8	99.7	99.7	99.6	99.5	99.4	99.8	98.9	98.4	97.7	96.4	50.2
Phoenix	99.9	99.9	99.9	99.9	99.9	99.9	99.8	99.8	99.7	99.5	99.2	98.1
San Juan	100	100	100	99.9	99.9	99.9	99.9	99.8	99.7	99.5	99.1	95.2
Las Vegas	100	100	99.9	99.9	99.9	99.9	99.9	99.8	99.8	99.7	99.6	99.1
Honolulu	100	100	100	100	100	99.9	99.9	99.8	99.7	99.6	99.4	98.8
Tucson	100	100	100	99.9	99.9	99.9	99.9	99.9	99.8	99.8	99.7	99.4

Πίνακας 2.2. Ιστορικά δεδομένα μετρήσεων τιμών % πιθανότητας εμφάνισης ορατότητας (σε μίλια) από ωριαίες μετρήσεις για διάφορα αεροδρόμια παγκοσμίως (1 mile=1.61km) [46].

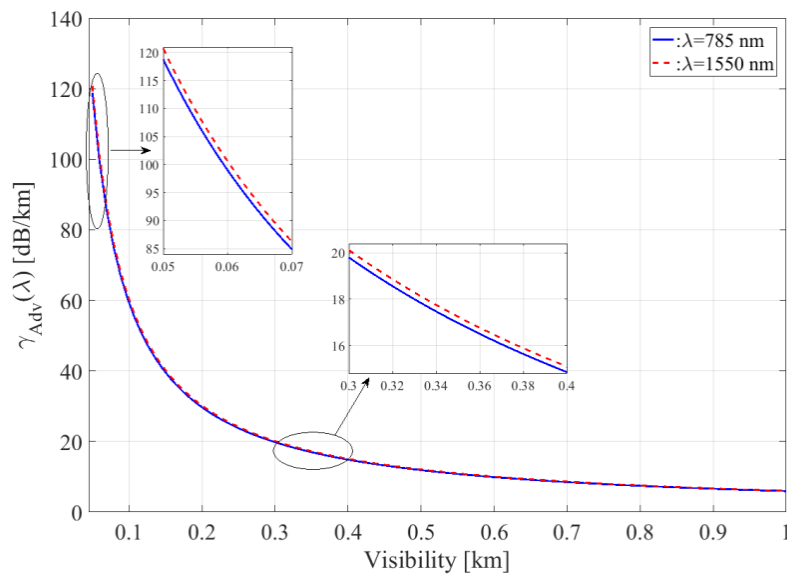
Άλλα μοντέλα για την εξασθένηση της οπτικής ακτινοβολίας λόγω σκέδασης Mie, και ιδίως για συνθήκες ομίχλης, έχουν προταθεί από τους Naboulsi et al. [177]. Συγκεκριμένα, έχουν προταθεί δύο εμπειρικά μοντέλα για δύο τύπους ομίχλης [189], όπως την ομίχλη ακτινοβολίας (radiation fog) και την ομίχλη μεταφοράς (advection

fog). Τα δύο αυτά εμπειρικά μοντέλα για μήκη κύματος από 0.69 μm έως 1.55 μm και για ορατότητα από 50 m έως 1000 m είναι τα εξής [177]:

$$\gamma_{Adv}(\lambda) = \frac{0.11478\lambda + 3.8367}{V} \quad (2.6)$$

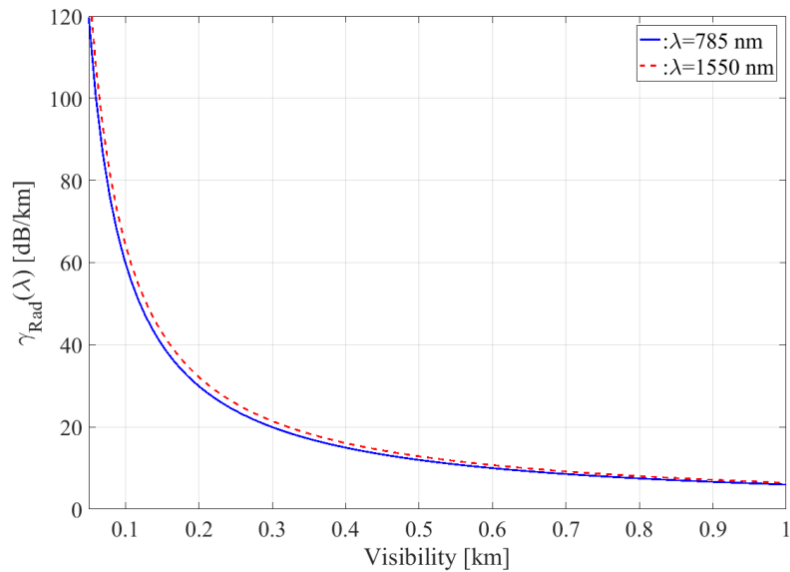
$$\gamma_{Rad}(\lambda) = \frac{0.18126\lambda^2 + 0.13709\lambda + 3.7502}{V} \quad (2.7)$$

Αριθμητικά αποτελέσματα για το συντελεστή εξασθένησης λόγω των δυο αυτών τύπων ομίχλης παρουσιάζονται στα Σχ. 2.5 και 2.6 για δύο μήκη κύματος $\lambda=785$ nm & 1550 nm.



Σχήμα 2.5. Το μοντέλο Naboulsi για ομίχλη μεταφοράς για ορατότητα από 50 m έως 1 km για δυο μήκη κύματος $\lambda=785$ nm και $\lambda=1550$ nm.

Από τα αριθμητικά αποτελέσματα συμπεραίνουμε ότι σε συνθήκες πυκνής ομίχλης και των δύο ειδών (μεταφοράς, ακτινοβολίας) έχουμε μεγαλύτερη εξασθένηση για το μήκος κύματος των $\lambda=1550$ nm συγκριτικά με το $\lambda=785$ nm κάτι που έρχεται σε αντίθεση με τα μοντέλα Kruse και Kim. Πληθώρα τιμών του συντελεστή εξασθένησης και τιμών ορατότητας για διάφορες καιρικές συνθήκες παρουσιάζονται στον Πίνακα 2.3 [46], [94].



Σχήμα 2.6. Το μοντέλο Naboulsi για ομίχλη ακτινοβολίας για ορατότητα από 50 m έως 1 km για δυο μήκη κύματος $\lambda=785$ nm και $\lambda=1550$ nm.

Atmospheric conditions	Visibility (m)	Attenuation (dB/km)
Dense fog	50	315
Thick fog	200	75
Moderate fog	500	28.9
Light fog	770	18.3
Very light fog	1000-1900	6.9-13.8
Light mist	2000	6.6
Very light mist	4000	3.1
Clear air	18100-20000	0.54-0.6
Very clear air	23000-50000	0.19-0.47

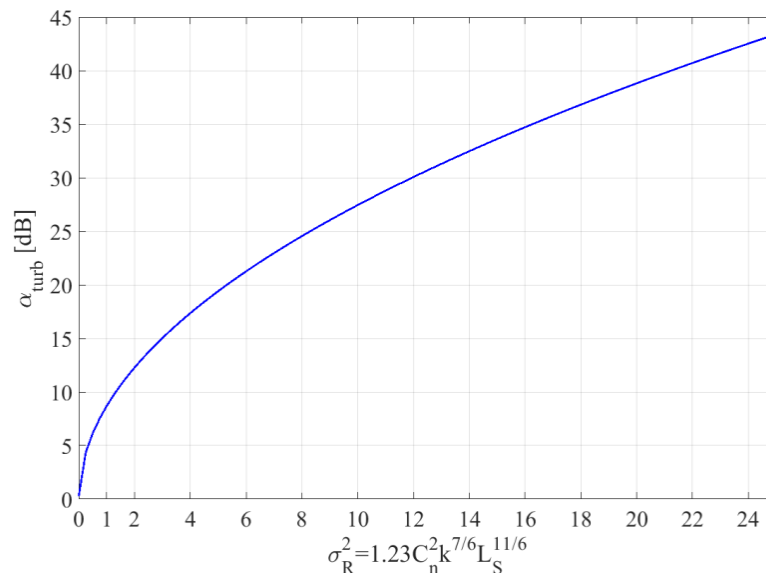
Weather Constituents (mm/h)	Visibility (m)	Attenuation (dB/km)
Storm (100)	770	18.3
Strong Rain (25)	1900	6.9
Average Rain (12.5)	2800	4.6
Light Rain (2.5)	5900	2
Drizzle (0.25)	18100	0.6
Snow (12.5-100)	770-2800	4.6-18.3

Πίνακας 2.3. Διεθνές εύρος ορατότητας και συντελεστές εξασθένησης στην περιοχή των ορατών μηκών κύματος για διάφορες καιρικές συνθήκες [46], [94].

Σημαντική συνεισφορά στις απώλειες ισχύος επιφέρουν οι επαγόμενες απώλειες λόγω του φαινομένου της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής. Για το συντελεστή απωλειών, a_{turb} , λόγω του φαινομένου του σπινθηρισμού έχει αναπτυχθεί η ακόλουθη εμπειρική φόρμουλα [63], [190]:

$$\alpha_{turb} = 2\sqrt{23.17C_n^2 k^{7/6} L_S^{11/6}} \quad [dB] \quad (2.8)$$

Όπου C_n^2 είναι ο παράγοντας δομής του δείκτη διάθλασης που παρουσιάζεται στην Εν. 2.3, $k=2\pi/\lambda$ είναι ο οπτικός κυματαριθμός και L_S αντιστοιχεί στο μήκος της ζεύξης. Στο Σχ. 2.7 παρουσιάζεται ο συντελεστής απωλειών a_{turb} σαν συνάρτηση της διακύμανσης Rytov που παρουσιάζεται στην Εξ. (2.42).



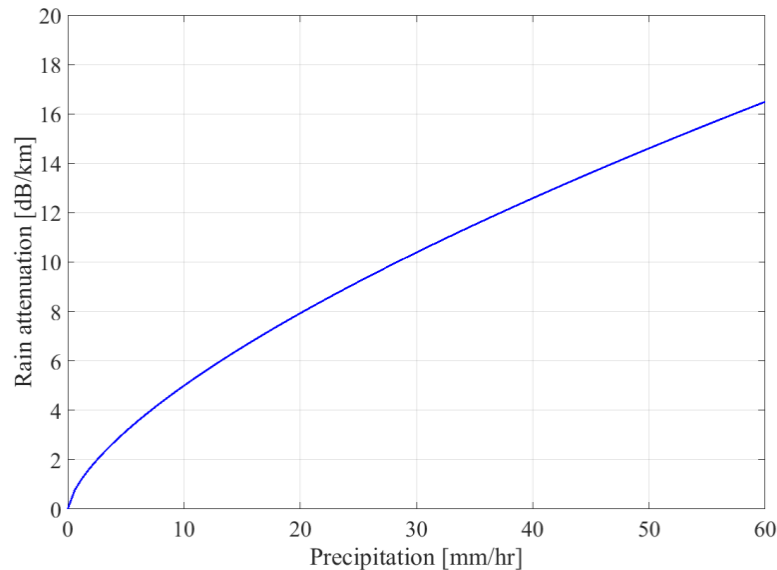
Σχήμα 2.7. Απώλειες ισχύος λόγω του φαινομένου του σπινθηρισμού σαν συνάρτηση της διακύμανσης Rytov.

Όσον αφορά τις βροχοπτώσεις, είναι καιρικό φαινόμενο που επίσης επηρεάζει την απόδοση των OWC εξωτερικού χώρου. Η ένταση των βροχοπτώσεων κατηγοριοποιείται ανάλογα με το ρυθμό βροχόπτωσης (υετός) (precipitation rate, mm/hr) [191]. Όταν ο ρυθμός βροχόπτωσης είναι $precipitation < 2.5 \text{ mm/hr}$ θεωρείται ελαφριά βροχόπτωση, όταν $2.5 \text{ mm/hr} < precipitation < 10 \text{ mm/hr}$ θεωρείται μέτρια και για $10 \text{ mm/hr} < precipitation$ θεωρείται βαριά βροχόπτωση με τιμές να ανέρχονται και πάνω από 50 mm/hr . Έτσι, έχει εξαχθεί η παρακάτω

εμπειρική φόρμουλα για την εκτίμηση των απωλειών λόγω βροχόπτωσης [63], [64], [190]:

$$\alpha_{rain} = 1.076R^{2/3} \quad [dB/km] \quad (2.9)$$

Όπου R είναι ο ρυθμός βροχόπτωσης.



Σχήμα 2.8. Εξασθένηση λόγω βροχόπτωσης [dB/km] σαν συνάρτηση του ρυθμού βροχόπτωσης.

Για το φαινόμενο της χιονόπτωσης και της εξασθένησης που προκαλεί στα οπτικά μήκη κύματος έχει προταθεί η [63], [190]:

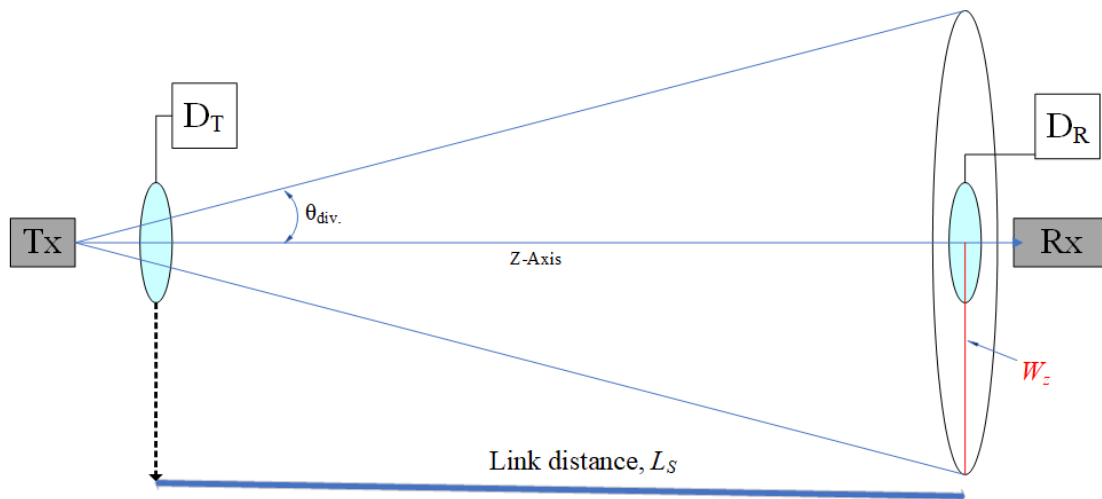
$$\alpha_{snow} = aS^b \quad [dB/km] \quad (2.10)$$

Με τους δύο συντελεστές a, b να παίρνουν και διαφορετικές τιμές ανάλογα με τον τύπο χιονιού (υγρό χιόνι, στεγνό χιόνι) και το μήκος κύματος λ σε nm.

	a	b
Wet snow	$1.023 \times 10^{-4} \lambda + 3.79$	0.72
Dry snow	$5.42 \times 10^{-5} \lambda + 5.5$	1.38

Πίνακας 2.4. Τιμές των συντελεστών a, b για την εξασθένηση λόγω χιονόπτωσης [63], [190].

Για το τέλος έχουμε αφήσει τις γεωμετρικές απώλειες (geometrical loss). Οι γεωμετρικές απώλειες είναι από τους κατεξοχήν πιο δραστικούς παράγοντες απωλειών της εκπεμπόμενης ισχύος στα FSO τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Αυτές οι απώλειες σχετίζονται με μια πολύ βασική παράμετρο που χαρακτηρίζει την οπτική δέσμη και δεν είναι άλλη από τη γωνία απόκλισης δέσμης (beam divergence angle).



Σχήμα 2.9. Σχηματική αναπαράσταση της γωνίας απόκλισης δέσμης θ_{div} , της διαμέτρου της λαμβανόμενης οπτικής δέσμης W_z , και των διαμέτρων των ανοιγμάτων του εκπομπού D_T και του δέκτη D_R .

Στο Σχ. 2.9 απεικονίζεται η γωνία απόκλισης δέσμης (θ_{div}). Η συγκεκριμένη γωνία αναφέρεται στη βιβλιογραφία και ως ημίσεια γωνία απόκλισης (divergence half-angle) [192]. Οι γεωμετρικές απώλειες ορίζονται σαν την ολική ισχύ που φτάνει στη μεριά του δέκτη από την οπτική δέσμη προς το συνολικό ποσό ισχύος που συλλέγει η επιφάνεια (φακός) του δέκτη. Άρα αποδεικνύεται ότι οι γεωμετρικές απώλειες είναι ίσες με [3], [64], [94], [190]:

$$A_{geo} = 20 \log_{10} \left(\frac{D_R}{D_T + L_S 2\theta_{div}} \right) [dB] \quad (2.11)$$

Όπου L_S είναι το μήκος της ζεύξης, D_T είναι η διάμετρος του φακού του εκπομπού και D_R είναι η διάμετρος του φακού του δέκτη. Για τον υπολογισμό των γεωμετρικών απωλειών χρησιμοποιείται επίσης και το μοντέλο απωλειών ελευθέρου χώρου (Free Space Loss) ή αλλιώς εξίσωση μετάδοσης Friis. Έτσι, η λαμβανόμενη ισχύς υπολογίζεται από την [193], [194]:

$$P_R = P_T D_{g,T} D_{g,R} \left(\frac{\lambda}{4\pi L_S} \right)^2 \quad (2.12)$$

Όπου P_R είναι η λαμβανόμενη ισχύς στον δέκτη, P_T είναι η εκπεμπόμενη ισχύς από τον εκπομπό, $D_{g,T}$ είναι το κατευθυντικό κέρδος της κεραίας του εκπομπού, $D_{g,R}$ είναι το κατευθυντικό κέρδος της κεραίας λήψης και λ το μήκος κύματος της οπτικής ακτινοβολίας. Το κατευθυντικό κέρδος της κεραίας του εκπομπού είναι ίσο με

$D_{g,T} = 4\pi/\Omega_A$ όπου Ω_A είναι η στερεά γωνία δέσμης (beam solid angle). Θεωρώντας ότι η κεραία του εκπομπού έχει ένα κύριο λοβό, η στερεά γωνία δέσμης είναι ίση με $\Omega_A \approx \theta_{-3dB}\varphi_{-3dB}$ όπου θ_{-3dB} και φ_{-3dB} είναι οι γωνίες ημίσειας ισχύος (half power beamwidth) . Για τα FSO ισχύει ότι $\theta_{-3dB} \approx \varphi_{-3dB}$. Το κατευθυντικό κέρδος της κεραίας λήψης είναι ίσο με $D_{g,R} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{e,R}$ όπου $A_{e,R}$ είναι η ενεργός επιφάνεια και στη περίπτωση τέλει ευθυγράμμισης για βέλτιστη λήψη είναι ίση με $A_{e,R}=0.25\pi D_R^2$.

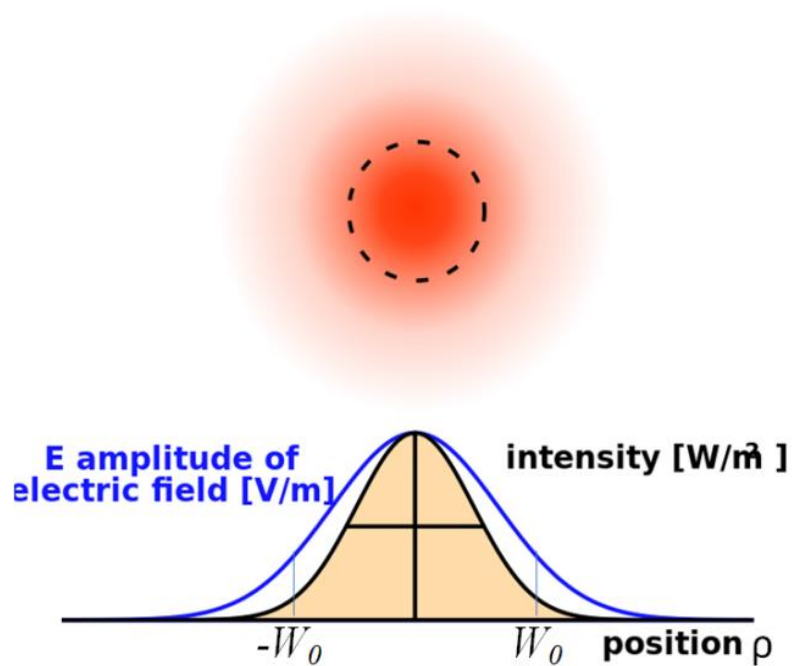
2.2 Η Γκαουσιανή Οπτική Δέσμη

Η διάδοση της οπτικής ακτινοβολίας διαμέσου του ατμοσφαιρικού καναλιού, όπως είναι πλέον φανερό, μπορεί να επηρεαστεί από πολλά φαινόμενα. Έτσι η λεπτομερής περιγραφή και η γνώση όλων των βασικών χαρακτηριστικών της είναι πολύ σημαντική. Πρώτα από όλα το χωρικό προφίλ της έντασης (W/m^2) μιας μονοχρωματικής ακτινοβολίας ενός laser θεωρείται ότι ακολουθεί μια Γκαουσιανή (Gaussian) κατανομή [195], [196]. Στην ανάλυση που ακολουθεί χρησιμοποιούνται κυλινδρικές συντεταγμένες δηλ. (ρ, φ, z) . Θεωρούμε ότι η διάδοση του σήματος πραγματοποιείται κατά μήκος του άξονα z διανύοντας μήκος L_S μέχρι να φτάσει στο δέκτη (Σχ. 2.9). Το πεδίο της οπτικής ακτινοβολίας (Ηλεκτρικό ή Μαγνητικό) στο επίπεδο του εκπομπού ($z=0$) δίνεται από την [51], [195]:

$$E_0(\rho, 0) = E_0 \exp\left(-\frac{\rho^2}{W_0^2}\right) \exp\left(-\frac{ik\rho^2}{2F_0}\right) \quad (2.13)$$

με $k=2\pi/\lambda$, W_0 να ορίζεται η ακτίνα σε m από το κέντρο της δέσμης στην οποία το πλάτος του ηλεκτρικού πεδίου (V/m) φτάνει στο $1/e$ της έντασής του (Σχ. 2.10) και F_0 είναι η ακτίνα καμπυλότητας της φασικής μετώπης (phase front radius of curvature) (Σχ. 2.11). Η F_0 καθορίζει τον τύπο της δέσμης και ανάλογα με την τιμή της προκύπτουν οι τρεις τύποι δέσμης που είναι [49], [51]:

- a) $F_0 > 0$ Συγκλίνουσα δέσμη (Convergent beam)
- b) $F_0 \rightarrow \infty$ Ευθυγραμμισμένη δέσμη (Collimated beam)
- c) $F_0 < 0$ Αποκλίνουσα δέσμη (Divergent beam)

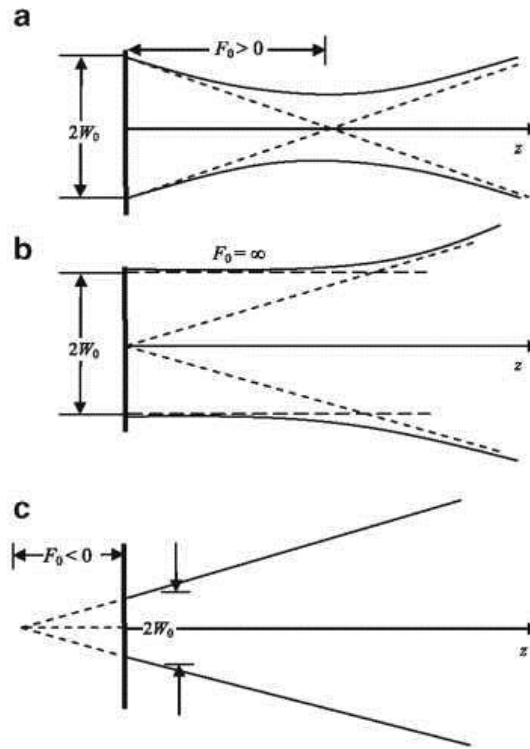


Σχήμα 2.10. Το χωρικό προφίλ της Γκαουσιανής δέσμης στο επίπεδο του εκπομπού [195].

Στη μακρινή περιοχή και σε απόσταση z από τον εκπομπού, η ένταση της ακτινοβολίας (W/m^2) δίνεται από τη σχέση [49], [51], [195], [196]:

$$I(\rho, z) = I_0 \frac{W_0^2}{W_z^2} \exp\left(-\frac{2\rho^2}{W_z^2}\right) \quad (2.14)$$

Όπου $I_0 = |E_0|^2 / 2Z_0$ ($Z_0 = 120\pi \Omega$) είναι η ένταση της οπτικής δέσμης στο κέντρο της ($\rho=0$), δηλ. επί του άξονα z , $W_z(z) = W_0 \sqrt{\Theta_0^2 + \Lambda_0^2}$ είναι η ακτίνα της δέσμης μετά από διάδοση σε απόσταση z (Σχ. 2.9) με τις υπόλοιπες παραμέτρους να ορίζονται ως $\Theta_0(z) = 1 - \frac{z}{F_0}$ που αντιστοιχεί σε φαινόμενα διάθλασης (refraction) και $\Lambda_0(z) = \frac{2z}{kW_0^2}$ που αντιστοιχεί σε φαινόμενα περίθλασης (diffraction) (στο επίπεδο του δέκτη θέτουμε $z=L_S$).



Σχήμα 2.11. α) Συγκλίνουσα δέσμη β) Ευθυγραμμισμένη δέσμη γ) Αποκλίνουσα δέσμη [51].

Έχοντας εισάγει όλα τα παραπάνω μεγέθη που αφορούν τη γκαουσιανή δέσμη, μπορούμε να συνδέσουμε μαζί τους και άλλα μεγέθη που έχουμε αναφέρει ήδη, όπως τη γωνία απόκλισης δέσμης θ_{div} . Θα εισάγουμε την παράμετρο εστίασης (focusing parameter) που ορίζεται ως [51]:

$$\Omega_f = \frac{2F_0}{kW_0^2} \quad (2.15)$$

Με τις τιμές της να είναι $\Omega_f > 0$ για την περίπτωση της συγκλίνουσας δέσμης, $\Omega_f = \infty$ για ευθυγραμμισμένη δέσμη και $\Omega_f < 0$ για αποκλίνουσα δέσμη. Η παράμετρος εστίασης μας δίνει τη δυνατότητα υπολογισμού της ακτίνας της δέσμης W_B στη μέση (beam radius at the waist) [192] σύμφωνα με την [51]:

$$W_B = W_0 \sqrt{\frac{\Omega_f^2}{1 + \Omega_f^2}} \quad (2.16)$$

Στην περίπτωση της ευθυγραμμισμένης δέσμης $W_B = W_0$. Η γωνία θ_{div} υπολογίζεται μέσω της σχέσης [51], [196]:

$$\theta_{div} \cong \frac{\lambda}{\pi W_B}, \quad z \gg \frac{\pi W_B^2}{\lambda} \quad (2.17)$$

Μια πιο ακριβής διατύπωσή της είναι η [197]:

$$\theta_{div} = M^2 \frac{\lambda}{\pi W_B} \quad (2.18)$$

Με τον όρο M^2 να αναφέρεται σαν παράγοντας ποιότητας της δέσμης ως προς το μέγεθος της εστίασης που μπορεί να επιτευχθεί.

Έχοντας υπόψη όλα τα παραπάνω, μπορούμε να εξάγουμε μια καινούργια σχέση για τον υπολογισμό των γεωμετρικών απωλειών. Η ολική ισχύς που φτάνει στη μεριά του δέκτη, χρησιμοποιώντας πολικές συντεταγμένες στο επίπεδο του δέκτη (ρ, φ) , υπολογίζεται ως:

$$P_{tot} = \int_0^{\infty} \int_0^{2\pi} I(\rho, L_S) \rho d\rho d\phi = \int_0^{\infty} \int_0^{2\pi} I_0 \frac{W_0^2}{W_z^2} \exp\left(-\frac{2\rho^2}{W_z^2}\right) \rho d\rho d\phi \quad (2.19)$$

Εκτελώντας την ολοκλήρωση ως προς φ προκύπτει:

$$P_{tot} = I_0 \frac{W_0^2}{W_z^2} 2\pi \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{2\rho^2}{W_z^2}\right) \rho d\rho \quad (2.20)$$

Χρησιμοποιώντας την φόρμουλα επίλυσης ολοκληρωμάτων από την [198] (Eq. (3.326.2)), καταλήγουμε στην:

$$P_{tot} = I_0 \frac{W_0^2}{W_z^2} 2\pi \frac{W_z^2}{4} = 0.5\pi I_0 W_0^2 \quad (2.21)$$

Αντικαθιστώντας το όριο ολοκλήρωσης $+\infty$ στην Εξ. (2.20) με $0.5D_R$ μπορούμε να υπολογίσουμε την λαμβανόμενη ισχύ που συλλέγεται από τον φακό του δέκτη ακτίνας $r=0.5D_R$. Η λαμβανόμενη ισχύς υπολογίζεται ως:

$$P_R = I_0 \frac{W_0^2}{W_z^2} 2\pi \int_0^{0.5D_R} \exp\left(-\frac{2\rho^2}{W_z^2}\right) \rho d\rho \quad (2.22)$$

Και με χρήση της [198] (Eq. (3.321.4)), καταλήγουμε στην:

$$P_R = 0.5\pi I_0 W_0^2 \left(1 - \exp\left(-\frac{2}{W_z^2} (0.5D_R)^2\right)\right) \quad (2.23)$$

Από τις Εξ. (2.21) και Εξ. (2.23) έχουμε προσδιορίσει την ολική ισχύ που φθάνει στο επίπεδο του δέκτη και την ισχύ που καταφέρνει να συλλέξει ο φακός του δέκτη.

Έτσι σχηματίζουμε τον λόγο της λαμβανόμενης ισχύος προς την συνολική στη μεριά του δέκτη, που είναι ίσος με:

$$\frac{P_R}{P_{tot}} = \frac{0.5\pi I_0 W_0^2 \left(1 - \exp\left(-\frac{2}{W_z^2} (0.5D_R)^2 \right) \right)}{0.5\pi I_0 W_0^2} = 1 - \exp\left(-\frac{2}{W_z^2} (0.5D_R)^2 \right) \quad (2.24)$$

Οι γεωμετρικές απώλειες ή απώλειες διάδοσης ελευθέρου χώρου [199], αφορούν το κλάσμα της ισχύος που λαμβάνει η κεραία του δέκτη προς την ισχύ που εκπέμπει η κεραία του εκπομπού. Κατά αυτό το τρόπο, οι γεωμετρικές απώλειες εκφρασμένες σε κλίμακα decibel (*dB*), σύμφωνα με την Εξ. (2.24), προκύπτουν ίσες με:

$$A_{geo} = 10 \log_{10} \left(1 - \exp\left(-2 \left(\frac{0.5D_R}{W_z} \right)^2 \right) \right) \quad [dB] \quad (2.25)$$

Έχοντας έτσι τη δυνατότητα να υπολογίσουμε τις γεωμετρικές απώλειες χωρίς τη γνώση της γωνίας απόκλισης θ_{div} ή της W_0 παρά μόνο της W_z και της διαμέτρου του φακού στη μεριά του δέκτη.

2.3 Η Ατμοσφαιρική Τυρβώδης Ροή (Atmospheric Turbulence)

Η ατμοσφαιρική τυρβώδης ροή (Atmospheric Turbulence) [52], [200], είναι ένα φαινόμενο που επηρεάζει σημαντικά την απόδοση των OWC συστημάτων ανοιχτού χώρου ή αλλιώς τα FSO συστήματα. Πιο συγκεκριμένα, η οπτική τύρβη (optical turbulence) αφορά την διάδοση H/M κυμάτων στα οπτικά μήκη κύματος, τα οποία επηρεάζονται από την τυχαία κατανομή των τιμών του δείκτη διάθλασης του ατμοσφαιρικού καναλιού στον χώρο και στο χρόνο [49], [51], [58], [59]. Ο δείκτης διάθλασης ($\delta.\delta.$) είναι σημαντικά εξαρτώμενος από θερμοκρασιακές μεταβολές και από το μεταβαλλόμενο πεδίο ταχυτήτων του ατμοσφαιρικού αέρα. Έτσι, οι τιμές του $\delta.\delta.$ σε κάποιο σημείο του χώρου $\vec{R}(x, y, z)$ και σε κάποια χρονική στιγμή t μπορούν να κυμαίνονται γύρω από κάποια σταθερή τιμή n_0 σύμφωνα με τη σχέση [51]:

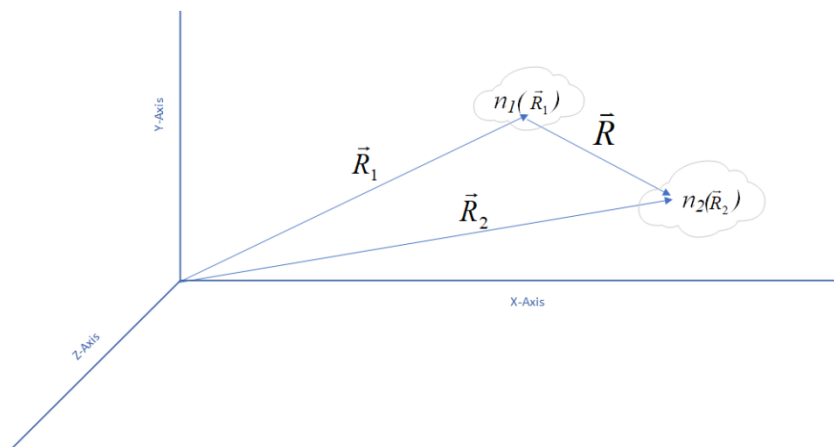
$$n(\vec{R}, t) = n_0 + n_1(\vec{R}, t) \quad (2.26)$$

Όπου συνήθως θέτουμε $n_0=1$. Οι τιμές του $\delta.\delta.$ για την ατμόσφαιρα σε κάποιο σημείο του χώρου για διάδοση υπέρυθρης ακτινοβολίας δίνεται από τη σχέση [51]:

$$n(\vec{R}) \cong 1 + 79 \times 10^{-6} \frac{P(\vec{R})}{T(\vec{R})} \quad (2.27)$$

Με P να είναι η πίεση σε millibars και T να είναι η θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin. Στο Σχ. 2.12 δεικνύονται δυο σημεία στο χώρο με διαφορετικές τιμές δ.δ.

Στη θεωρία των τυχαίων διεργασιών (random process) ο δ.δ. $n(\vec{R})$, αποτελεί ένα τυχαίο πεδίο (random field). Οι τιμές του δ.δ. εξαρτώνται σημαντικά από μικρού εύρους θερμοκρασιακές διακυμάνσεις, αλλά και από την τυρβώδη ροή του ατμοσφαιρικού αέρα. Το πεδίο ταχυτήτων του ατμοσφαιρικού αέρα, το πεδίο θερμοκρασιών και το πεδίο του δ.δ. του ατμοσφαιρικού μέσου αντιστοιχούν σε τυχαία πεδία. Τα τυχαία πεδία χαρακτηρίζονται από μια παράμετρο η οποία ονομάζεται συνάρτηση δομής $D_x(|\vec{R}|)$ (structure function). Η συνάρτηση δομής συσχετίζει την κατάσταση που βρίσκονται δύο σημεία στο χώρο με διανύσματα θέσης \vec{R}_1, \vec{R}_2 και με $|\vec{R}| = |\vec{R}_1 - \vec{R}_2|$ να είναι το μέτρο της απόστασής τους [51], [58], [59].



Σχήμα 2.12. Αέριες μάζες στο χώρο με διανύσματα θέσης \vec{R}_1, \vec{R}_2 με διαφορετικές τιμές του δ.δ. και το διάνυσμα \vec{R} που συνδέει τα δυο σημεία παρατήρησης.

Η συνάρτηση δομής για το πεδίο θερμοκρασιών δίνεται ως [51]:

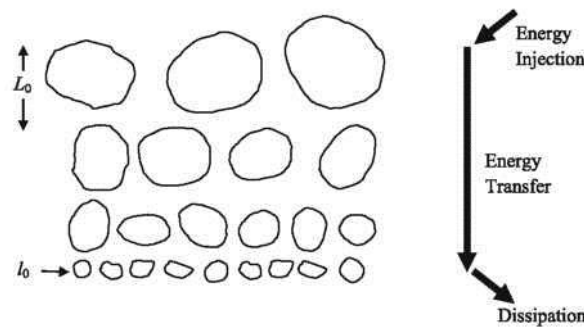
$$D_T(|\vec{R}|) = \begin{cases} C_T^2 l_0^{-4/3} |\vec{R}|^2, & 0 \leq |\vec{R}| \ll l_0 \\ C_T^2 |\vec{R}|^{2/3}, & l_0 \ll |\vec{R}| \ll L_0 \end{cases} \quad (2.28)$$

Με την παράμετρο C_T^2 να ονομάζεται παράμετρος δομής της θερμοκρασίας (temperature structure parameter) και μετριέται σε $\text{deg}^2 / \text{m}^{-2/3}$.

Η συνάρτηση δομής για την περίπτωση του δ.δ. της ατμόσφαιρας δίνεται από τη σχέση [51]:

$$D_n(\vec{R}) = \begin{cases} C_n^2 l_0^{-4/3} |\vec{R}|^2, & 0 \leq |\vec{R}| \ll l_0 \\ C_n^2 |\vec{R}|^{2/3}, & l_0 \ll |\vec{R}| \ll L_0 \end{cases} \quad (2.29)$$

Με την παράμετρο C_n^2 να ονομάζεται παράμετρος δομής του δ.δ. (refractive index structure parameter) και μετριέται σε $m^{-2/3}$. Οι παράμετροι l_0 και L_0 αντιστοιχούν στις διαστάσεις αερίων μαζών (air masses) ή αλλιώς δινών (eddies) που χαρακτηρίζουν την εσωτερική (inner) και την εξωτερική κλίμακα (outer scale) της τύρβης σύμφωνα με τη θεωρία Kolmogorov.



Σχήμα 2.13. Αέριες μάζες (Δίνες) με τα αντίστοιχα μεγέθη τους να χαρακτηρίζουν την εσωτερική (l_0) και την εξωτερική (L_0) κλίμακα της τύρβης [51].

Η θεωρία του Kolmogorov, όπως αναπτύχθηκε το 1941 [51], [201]–[203], λαμβάνοντας ως βασική προϋπόθεση υψηλούς αριθμούς Reynolds ($Re = Vl/\nu$, με V η ταχύτητα ροής του ρευστού, l ένα χαρακτηριστικό μήκος της ροής και ν το κινηματικό ιξώδες του ρευστού) ως προς το πεδίο ταχυτήτων του ατμοσφαιρικού αέρα, θεώρησε ότι η εσωτερική και η εξωτερική κλίμακα της τύρβης αποτελούν δυο στατιστικά ομογενείς, ισοτροπικές και ανεξάρτητες μεταξύ τους διεργασίες, και επίσης, ότι η κίνηση που συνδέεται με τη δομή της εσωτερικής κλίμακας προσδιορίζεται από το κινηματικό ιξώδες ν και τον μέσο ρυθμό απόσβεσης ε (average rate of dissipation) της τυρβώδους ενέργειας ανά μονάδα μάζας του ρευστού. Η δημιουργία αυτών των δινών πραγματοποιείται όταν ο αριθμός Reynolds υπερβαίνει μια κρίσιμη τιμή. Αυτή η κατάσταση δημιουργεί μη σταθερές αέριες μάζες, με αυτές που διαθέτουν διαστάσεις της τάξης του L_0 να διασπώνται σε μικρότερες και έτσι να δημιουργείται ένα συνεχές από αέριες μάζες όλων των διαστάσεων για την μεταφορά

ενέργειας από την μεγάλη κλίμακα L_0 στην μικρή κλίμακα l_0 , όπως απεικονίζεται στο Σχ. 2.13. Οι τιμές του l_0 είναι της τάξης των 1 έως 10 mm κοντά στο έδαφος και της τάξης των cm στην τροπόσφαιρα και στην στρατόσφαιρα. Η τιμή της εξωτερικής κλίμακας L_0 για ύψη πάνω από το έδαφος έως τα 100 m, θεωρείται να αυξάνεται γραμμικά σύμφωνα με την τιμή του ύψους. Χαρακτηριστικές τιμές της L_0 μπορεί να είναι τα 2m ή και μεγαλύτερες, με διάφορα εμπειρικά μοντέλα να έχουν αναπτυχθεί για την εκτίμησή της [204], [205]. Η παραπάνω θεωρήσεις εφαρμόστηκαν για τις διακυμάνσεις του πεδίου των ταχυτήτων του ατμοσφαιρικού αέρα. Έτσι, σύμφωνα με την θεωρία Kolmogorov εισήχθη η συνάρτηση δομής του πεδίου ταχυτήτων C_V^2 ($m^{4/3}/s^2$) αλλά και το χωρικό φάσμα ισχύος (spatial power spectrum) $\Phi_V(\kappa)$ του τυχαίου αυτού πεδίου σε τρεις διαστάσεις που είναι ίσο με [51], [201]:

$$\Phi_V(\kappa) = 0.033C_V^2\kappa^{-1/3}, \quad 2\pi/L_0 \ll \kappa \ll 2\pi/l_0 \quad (2.30)$$

με την παράμετρο κ να ονομάζεται χωρική συχνότητα (spatial frequency) με μονάδες μέτρησης σε rad/m που χαρακτηρίζει την κλίμακα μεγέθους l σε m, που συνδέεται με την συγκεκριμένη τυχαία ανομοιογένεια του πεδίου με $\kappa = 2\pi/l$. Πάνω στη θεωρία Kolmogorov για το τυχαίο πεδίο του ατμοσφαιρικού αέρα βασίστηκε τόσο η θεωρία των διακυμάνσεων της θερμοκρασίας όσο και η περιγραφή του τυχαίου πεδίου του δείκτη διάθλασης του ατμοσφαιρικού μέσου, με την αντίστοιχη εξαγωγή των συναρτήσεων δομής C_T^2 και C_n^2 όπως περιγράφονται στις Εξ. (2.28) και (2.29), αντίστοιχα. Άρα βάσει των θεμελιωδών αρχών της θεωρίας Kolmogorov προέκυψε και το χωρικό φάσμα ισχύος του τυχαίου πεδίου του δείκτη διάθλασης, σε αντιστοιχία με το πεδίο ταχυτήτων του ατμοσφαιρικού αέρα, ίσο με [51], [58], [206]:

$$\Phi_n(\kappa) = 0.033C_n^2\kappa^{-1/3}, \quad 2\pi/L_0 \ll \kappa \ll 2\pi/l_0 \quad (2.31)$$

γνωστό και ως φάσμα Kolmogorov (Kolmogorov spectrum).

Η παράμετρος C_n^2 συνδέεται με την C_T^2 μέσω της σχέσης [50], [51]:

$$C_n^2 = \left(79 \times 10^{-6} \frac{P}{T^2} \right) C_T^2 \quad (2.32)$$

Μέσες τιμές του C_n^2 και της παραμέτρου l_0 μπορούν να εξαχθούν ταυτόχρονα με οπτικές μετρήσεις σε σχετικά μικρά μήκη (περίπου για διάδοση στα 150 m), με ένα όργανο που ονομάζεται σπινθηρόμετρο (scintillometer). Οι τιμές του C_n^2 κυμαίνονται

από $10^{-17} m^{-2/3}$ για ασθενή ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή έως και $10^{-13} m^{-2/3}$ ή και μεγαλύτερες για ισχυρή έως και κορεσμένη τύρβη. Οι υψηλότερες τιμές του C_n^2 καταγράφονται συνήθως την ημέρα και συνήθως τις μεσημβρινές ώρες, όπου οι διακυμάνσεις της θερμοκρασίας στα ατμοσφαιρικά στρώματα είναι μεγάλες λόγω της θέρμανσης του εδάφους από την ηλιακή δραστηριότητα και των επαγόμενων θερμοκρασιακών βαθμίδων. Η C_n^2 παράμετρος μπορεί γενικά να θεωρηθεί σταθερή για μικρά χρονικά διαστήματα σε καλά καθορισμένο μήκος διάδοσης και σταθερό ύψος πάνω από το έδαφος για διάδοση σε οριζόντιο μονοπάτι (horizontal path). Διάφορα μοντέλα έχουν προταθεί για τον υπολογισμό του C_n^2 με τα πιο κύρια να είναι το Hufnagel-Valley (HV) model όπου [7], [44], [51], [207]:

$$C_n^2(h) = 0.00594(w/27)^2(10^{-5}h)^{10} \exp(-h/1000) + 2.7 \cdot 10^{-16} \exp(-h/1500) + A \exp(-h/100) \quad (2.33)$$

όπου h είναι το ύψος πάνω από το έδαφος σε μέτρα (m), w είναι η rms τιμή της ταχύτητας του ανέμου και A είναι μια ονομαστική τιμή του $C_n^2(0)$ στο έδαφος, με ενδεικτικές τιμές π.χ. τις $A = 1.7 \times 10^{-14} m^{-2/3}$ ή $A = 1.7 \times 10^{-13} m^{-2/3}$ [7], [51].

Η rms τιμή της ταχύτητας του ανέμου υπολογίζεται στο εύρος υψών 5-20 km, και δίνεται από την [44], [51]:

$$w(h) = \left[\frac{1}{15 \times 10^3} \int_{5 \times 10^3}^{20 \times 10^3} V^2(h) dh \right]^{1/2} \quad (2.34)$$

Με συνήθεις τιμές για την w να είναι στο εύρος των 10-30 m/s []. Η συνάρτηση $V(h)$ συχνά περιγράφεται από το μοντέλο ανέμου του Bufton, που δίνεται από την [44], [51]:

$$V(h) = \omega_s h + V_g + 30 \exp \left[- \left(\frac{h - 9400}{4800} \right)^2 \right] \quad (2.35)$$

Με την V_g να είναι η ταχύτητα του ανέμου στο έδαφος και ω_s να αντιστοιχεί στο μέγιστο ρυθμό μεταβολής της δέσμης (beam slew rate) και συνδέεται με την κίνηση ενός δορυφόρου που κινείται σε σχέση με έναν παρατηρητή στο έδαφος. Ευρύτατη εφαρμογή βρίσκει το μοντέλο HV_{5/7}, στο οποίο γίνεται χρήση των τιμών για τις

παραμέτρους της ταχύτητας w και του A που είναι οι $w = 21m/s$ και $A = 1.7 \times 10^{-14} m^{-2/3}$ [7], [51], [207]

Για τον υπολογισμό του C_n^2 , για νυχτερινές ώρες, έχει αναπτυχθεί το μοντέλο Hufnagel-Valley night model (HV-Night) που δίνεται από την [207]:

$$C_n^2(h) = 1.9 \times 10^{-15} \exp(-h/100) + 8.16 \times 10^{-54} h^{10} \exp(-h/1000) + 3.02 \times 10^{-17} \exp(-h/1500) \quad (2.36)$$

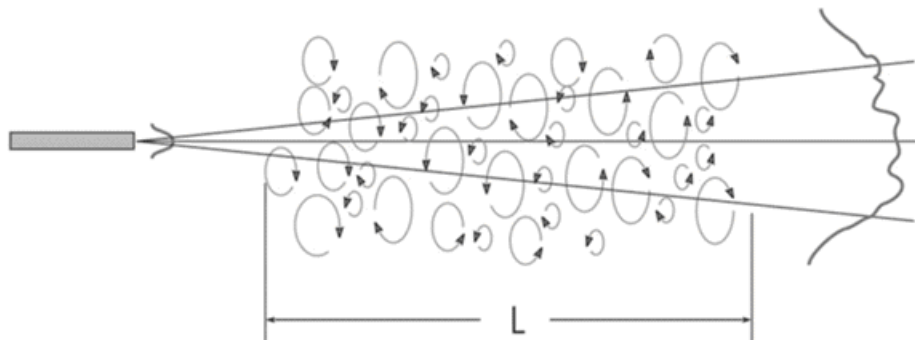
Επίσης, για τη διάρκεια της ημέρας έχει προταθεί και το μοντέλο SLC-day (Submarine Laser Communication), που περιγράφεται ως [7], [51]:

$$\begin{aligned} C_n^2(h) &= 1.7 \times 10^{-14}, & 0 < h < 18.5m, \\ &= 3.13 \times 10^{-13} / h^{1.05}, & 18.5 < h < 240m, \\ &= 1.3 \times 10^{-15}, & 240 < h < 880m, \\ &= 8.87 \times 10^{-17} / h^3, & 880 < h < 7200m, \\ &= 2 \times 10^{-16} / h^{0.5}, & 7200 < h < 20000m, \end{aligned} \quad (2.37)$$

Ενώ για νυχτερινές ώρες έχει προταθεί το μοντέλο SLC-night, που περιγράφεται ως [7], [51]:

$$\begin{aligned} C_n^2(h) &= 8.4 \times 10^{-15}, & 0 < h < 18.5m, \\ &= 2.87 \times 10^{-12} / h^2, & 18.5 < h < 110m, \\ &= 2.5 \times 10^{-16}, & 110 < h < 1500m, \\ &= 8.87 \times 10^{-17} / h^3, & 1500 < h < 7200m, \\ &= 2 \times 10^{-16} / h^{0.5}, & 7200 < h < 20000m, \end{aligned} \quad (2.38)$$

Τα μοντέλα SLC αναπαριστούν μέσες τιμές για την παράμετρο C_n^2 όπως αυτές μετρήθηκαν στην περιοχή της Χαβάης. Έτσι, αυτά τα μοντέλα μπορεί να μην είναι αντιπροσωπευτικά για άλλες γεωγραφικές περιοχές [51].



Σχήμα 2.14. Οι διακυμάνσεις στη λαμβανόμενη ένταση ακτινοβολίας λόγω της διάδοσης στην ατμόσφαιρα η οποία αποτελείται από τυρβώδης κυνέλες με διαφορετικούς δείκτες διάθλασης, με διαστάσεις που κυμαίνονται από l_0 έως L_0 .

Κατά αυτό το τρόπο, η διάδοση H/M ακτινοβολίας υπέρυθρου φάσματος διαμέσου της ατμόσφαιρας, της οποίας ο δείκτης διάθλασης μεταβάλλεται από σημείο σε σημείο, επηρεάζεται σημαντικά έχοντας αντίκτυπο στην λαμβανόμενη ένταση της ακτινοβολίας. Έτσι, στη μεριά του δέκτη παρατηρούνται σημαντικές διακυμάνσεις στις τιμές της έντασης ακτινοβολίας (W/m^2) που συνδέονται με τις διακυμάνσεις του δ.δ., όπως φαίνεται και στο Σχ. 2.14.

Η γενική κυματική εξίσωση που περιγράφει την διάδοση H/M οπτικού κύματος σε ένα μέσο με στοχαστικό (stochastic ή random) δείκτη διάθλασης δίνεται από την στοχαστική εξίσωση Helmholtz ως [51], [59]:

$$\nabla^2 U + k^2 n(\vec{R})U = 0 \quad (2.39)$$

Με $k=2\pi/\lambda$ να είναι ο κυματαριθμός (wavenumber), λ είναι το οπτικό μήκος κύματος της μονοχρωματικής laser ακτινοβολίας, ∇^2 είναι ο τελεστής Laplace και ο $n(\vec{R})$ να δίνεται από την Εξ. (2.26) χωρίς χρονική εξάρτηση. Η παράμετρος $U(\vec{R})$ αντιστοιχεί στο πλάτος του πεδίου του κύματος (Ηλεκτρικό E ή Μαγνητικό πεδίο H). Ακριβείς λύσεις αυτής της εξίσωσης δεν υπάρχουν, έχουν εξαχθεί όμως διάφορες προσεγγιστικές λύσεις. Οι πιο γνωστές είναι οι προσεγγίσεις του Born, με λύσεις της μορφής [44], [51]:

$$U(\vec{R}) = U_0(\vec{R}) + U_1(\vec{R}) + U_2(\vec{R}) + \dots \quad (2.40)$$

Με τον όρο $U_0(\vec{R})$ να περιγράφει το αδιατάρακτο πεδίο με απουσία ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και τους άλλους όρους να αναπαριστούν τους όρους σκέδασης πρώτης και δεύτερης τάξης που προκαλούνται από τις τυχαίες ανομοιογένειες του δείκτη διάθλασης.

Μια άλλη προσέγγιση έγινε από τον Rytov, με λύση της Εξ. (2.39) που δίνεται από την [51]:

$$U(\vec{R}) \equiv U(\vec{\rho}, L) = U_0(\vec{\rho}, L) \exp[\psi(\vec{\rho}, L)] \quad (2.41)$$

Με ψ να αντιστοιχεί σε όρους διαταραχής και να αναπαριστούν μιγαδικές φάσεις και την ψ να δίνεται ως $\psi(\vec{\rho}, L) = \psi_1(\vec{\rho}, L) + \psi_2(\vec{\rho}, L) + \dots$ με ψ_1 και ψ_2 να αντιστοιχούν σε πρώτης και δεύτερης τάξης διαταρακτικούς όρους μιγαδικής φάσης που είναι ίση με $\psi_n = \chi_n + iS_n$ όπου χ_n και S_n δηλώνουν το n -οστής τάξεως λογαριθμικό πλάτος (log amplitude) και φάση, αντίστοιχα.

Όλες οι λύσεις που προέκυψαν κατηγοριοποιήθηκαν ανάλογα με τις συνθήκες διακυμάνσεων. Οι συνθήκες διακυμάνσεων ταξινομούνται ανάλογα με τις τιμές της διακύμανσης Rytov (Rytov variance, RV). Η RV ορίζεται σύμφωνα με τη σχέση [50], [51]:

$$\sigma_R^2 = 1.23 C_n^2 k^{7/6} L_S^{11/6} \quad (2.42)$$

Όπου όλες οι παράμετροι που καθορίζουν τη τιμή της έχουν εισαχθεί στις Εξ. (2.32) και (2.39) με L_S να αντιστοιχεί στο μήκος της ζεύξης (βλέπε Σχ. 2.9). Έτσι, οι συνθήκες ασθενών διακυμάνσεων (weak fluctuations) της έντασης συνδέονται με τις τιμές της RV η οποία λαμβάνει τιμές $\sigma_R^2 < 1$. Οι συνθήκες μεσαίων διακυμάνσεων (moderate fluctuations) χαρακτηρίζονται από τιμές $\sigma_R^2 \sim 1$ ενώ οι συνθήκες ισχυρών διακυμάνσεων (strong fluctuations) συνδέονται με τιμές $\sigma_R^2 > 1$. Τέλος, για κορεσμένες συνθήκες διακυμάνσεων (saturation regime) οι τιμές της RV $\sigma_R^2 \rightarrow \infty$.

Κατά αυτό το τρόπο, για συνθήκες ασθενών διακυμάνσεων προέκυψαν λύσεις για το πλάτος πεδίου $U(\rho, z)$ και συνεπώς για την μέση ένταση I ($I(\rho, z) = |U(\rho, z)|^2$) ως [44], [51] (Ch. 6, Eq. (45)):

$$\langle I(\rho, L) \rangle \cong I_0 \frac{W_0^2}{W_{LT}^2} \exp\left(-\frac{2\rho^2}{W_{LT}^2}\right) \quad [W/m^2] \quad (2.43)$$

Με την παράμετρο W_{LT} να είναι η μακροπρόθεσμη (long-term) τιμή της ακτίνας της δέσμης που δίνεται από την $W_{LT} = W_z \sqrt{1 + 1.33 \sigma_R^2 \Lambda^{5/6}}$ και την Λ ίση με $\Lambda = \frac{\Lambda_0}{\Theta_0^2 + \Lambda_0^2}$ όπου οι μεταβλητές W_z, Θ_0, Λ_0 έχουν εισαχθεί από την Εξ. (2.14). Για συνθήκες ισχυρών διακυμάνσεων προέκυψαν αντίστοιχα οι λύσεις ως [44], [51] (Ch. 7, Eq. (40)):

$$\langle I(\rho, L) \rangle \cong I_0 \frac{W_0^2}{W_{LTst}^2} \exp\left(-\frac{2\rho^2}{W_{LTst}^2}\right) \quad (2.44)$$

Με την παράμετρο W_{LTst} να δίνεται από την $W_{LTst} = W_z \sqrt{1 + 1.63\sigma_R^{12/5} \Lambda}$.

2.4 Οι Διακυμάνσεις της Έντασης

Όπως έχει ήδη αναφερθεί η διάδοση του οπτικού κύματος διαμέσου ενός τυχαίου μέσου, όπως είναι η ατμόσφαιρα με μεταβαλλόμενο δείκτη διάθλασης από σημείο σε σημείο, διαταράσσεται, με αποτέλεσμα να παρατηρούνται διακυμάνσεις στην ένταση (irradiance fluctuations) και στην φάση της λαμβανόμενης οπτικής laser δέσμης. Η ολική λαμβανόμενη ένταση δίνεται από την [50], [51]:

$$I = |U_0 + U_1|^2 \quad (2.45)$$

Με τον όρο U_1 να αντιστοιχεί σε διαταρακτικούς όρους όπως περιγράφονται από την Εξ. (2.40). Έτσι, εισάγονται στατιστικοί όροι για την μελέτη των διακυμάνσεων της έντασης όπως είναι ο δείκτης σπινθηρισμού (scintillation index, SI) [50], [51]:

$$\sigma_I^2 = \frac{\langle I^2 \rangle}{\langle I \rangle^2} - 1 \quad (2.46)$$

Όπου ο τελεστής $\langle \rangle$ αντιστοιχεί στην μέση τιμή της τυχαίας μεταβλητής. Για λόγους μαθηματικής ευκολίας, η παράμετρος της έντασης I αντικαθίσταται από την αδιάστατη παράμετρο της κανονικοποιημένης έντασης (normalized irradiance) που ορίζεται ως [50], [51] (Ch. 9, Eq. (7)):

$$\hat{I} = \frac{I}{\langle I \rangle} = XY \quad (2.47)$$

Όπου η X αντιστοιχεί σε μεγάλης κλίμακας φαινόμενα τυρβώδους δίνης και η Y σε φαινόμενα μικρής κλίμακας τυρβώδους δίνης, με αυτές τις διεργασίες να είναι στατιστικά ανεξάρτητες. Στη συνέχεια της ανάλυσής μας όποτε αναφερόμαστε σε διακυμάνσεις έντασης θα αναφερόμαστε στη μεταβλητή \hat{I} που θα αναγράφεται ως I .

Ο δείκτης σπινθηρισμού είναι ένα άθροισμα μιας διαμήκους (longitudinal) συνιστώσας $\sigma_{I,l}^2(0, L)$ και μιας ακτινικής (radial) συνιστώσας $\sigma_{I,\rho}^2(\rho, L)$ και εκφράζεται ως [51] (Ch. 8, Eq. (15)):

$$\sigma_I^2(\rho, L) = \sigma_{I,l}^2(0, L) + \sigma_{I,\rho}^2(\rho, L) \quad (2.48)$$

Με χρήση του φάσματος Kolmogorov (Εξ. (2.31)), αποδεικνύεται ότι η παραπάνω συνιστώσες είναι ίσες με [44], [51] (Ch. 8, Eq. (18), (19)):

$$\sigma_{I,l}^2(0, L) = 3.86\sigma_R^2 \operatorname{Re} \left[i^{5/6} {}_2F_1 \left(-\frac{5}{6}, \frac{11}{6}; \frac{17}{6}; \bar{\Theta} + i\Lambda \right) - \frac{11}{6} \Lambda^{5/6} \right] \quad (2.49)$$

Και

$$\sigma_{I,\rho}^2(\rho, L) = 2.64\sigma_R^2 \Lambda^{5/6} \left[{}_1F_1 \left(-\frac{5}{6}; 1; \frac{2\rho^2}{W^2} \right) \right] \quad (2.50)$$

Όπου η ${}_2F_1(a, b; c; x)$ είναι η υπεργεωμετρική συνάρτηση (hypergeometric function) του Gauss [198] (Eq. (9.100)), η ${}_1F_1(a; c; x)$ είναι η συρρέουσα υπεργεωμετρική συνάρτηση (confluent hypergeometric function) [198] (Eq. (9.210)) και Re αντιστοιχεί στο πραγματικό μέρος ενός μιγαδικού αριθμού. Η παράμετρος $\bar{\Theta}$ ορίζεται ως $\bar{\Theta} = 1 - \Theta$ με $\Theta = \frac{\Theta_0}{\Theta_0^2 + \Lambda_0^2}$. Η διαμήκης συνιστώσα παραμένει σταθερή

σε όλο το πλάτος της διατομής της δέσμης σε οποιοδήποτε εγκάρσιο επίπεδο κατά μήκος της διαδρομής της.

Είναι φανερό ότι υπό την συνθήκη διάδοσης ενός επίπεδου κύματος (plane wave propagation) με $\Theta = 1, \Lambda = 0$ και διάδοσης σφαιρικού κύματος (spherical wave propagation) με $\Theta = \Lambda = 0$, η ακτινική συνιστώσα μηδενίζεται και ο διαμήκης όρος λαμβάνει τις τιμές [44], [50], [51]:

$$\sigma_{I,pl}^2(0, L) = \sigma_R^2 \quad (2.51\alpha)$$

$$\sigma_{I,sp}^2(0, L) = 0.4\sigma_R^2 \quad (2.51\beta)$$

αντίστοιχα. Οι συνθήκες των Εξ. (2.51) είναι αρκετά έγκυρες για συνθήκες ασθενών διακυμάνσεων ($\sigma_R^2 \ll 1$). Αξίζει να σημειώσουμε ότι για διάδοση σφαιρικού κύματος ορίζεται η αντίστοιχη Rytov διακύμανση ως $\delta^2 = 0.4\sigma_R^2$.

Μια πιο γενική έκφραση για τον δείκτη σπινθηρισμού εξάγεται με την θεώρηση απύσας της εσωτερικής κλίμακας ($l_0=0$) και άπειρη την εξωτερική κλίμακα της τύρβης ($L_0 \rightarrow \infty$), η οποία θεωρείται έγκυρη για όλες τις τιμές της διακύμανσης

Ryton (δηλ. για όλες τις συνθήκες διακυμάνσεων). Για την περίπτωση διάδοσης επίπεδου κύματος ($\Theta = 1, \Lambda = 0$) είναι ίση με [50], [51] (Ch.9, Eq. (47)):

$$\sigma_{I,pl}^2(0,L) = \exp\left(\frac{0.49\sigma_R^2}{(1+1.11\sigma_R^{12/5})^{7/6}} + \frac{0.51\sigma_R^2}{(1+0.69\sigma_R^{12/5})^{5/6}}\right) - 1, \quad 0 \leq \sigma_R^2 < \infty \quad (2.52)$$

Ενώ για την περίπτωση διάδοσης σφαιρικού κύματος ($\Theta = \Lambda = 0$), είναι ίσος με:

$$\sigma_{I,sp}^2(0,L) = \exp\left(\frac{0.49\delta^2}{(1+0.56\delta^{12/5})^{7/6}} + \frac{0.51\sigma_R^2}{(1+0.69\delta^{12/5})^{5/6}}\right) - 1, \quad 0 \leq \delta^2 < \infty \quad (2.53)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι οι Εξ. (2.52), (2.53) αφορούν την περίπτωση ενός σημειακού δέκτη. Ο δείκτης σπινθηρισμού, βάσει τις θεώρησης ότι η τυχαία μεταβλητή I είναι ίση με $I=XY$, προκύπτει ίσος με [50], [51] (Ch. 9, Eq. (9)):

$$\sigma_I^2 = \sigma_X^2 + \sigma_Y^2 + \sigma_X^2 \sigma_Y^2 \quad (2.54)$$

Με σ_X^2 και σ_Y^2 να αντιστοιχούν στις διακυμάνσεις των X και Y διεργασιών, αντίστοιχα. Αξίζει να επισημάνουμε ότι ο δείκτης σπινθηρισμού σ_I^2 στην Εξ. (2.54) αφορά τη διαμήκη συνιστώσα δηλ. $\sigma_I^2(0,L)$. Υπό την προσέγγιση Ryton, το λογαριθμικό πλάτος χ σχετίζεται με την τυχαία μεταβλητή της έντασης I ως $\chi = 0.5 \ln(I/\langle I \rangle)$. Η σχέση μεταξύ της διακύμανσης του λογαριθμικού πλάτους του δείκτη σπινθηρισμού είναι η [50], [51]:

$$\sigma_I^2 = \exp(4\sigma_\chi^2) - 1 = \exp(\sigma_{\ln I}^2) - 1, \quad \sigma_\chi^2 \ll 1 \quad (2.55)$$

Όπου $\sigma_{\ln I}^2 = 4\sigma_\chi^2$ είναι η διακύμανση της λογαριθμικής έντασης $\ln I$ (log irradiance). Ομοίως, ορίζονται οι διακυμάνσεις των λογαριθμικών εντάσεων μικρής και μεγάλης κλίμακας ως [50], [51]:

$$\begin{aligned} \sigma_X^2 &= \exp(\sigma_{\ln X}^2) - 1 \\ \sigma_Y^2 &= \exp(\sigma_{\ln Y}^2) - 1 \end{aligned} \quad (2.56)$$

Συνεπώς, ο δείκτης σπινθηρισμού εκφράζεται ως [50], [51]:

$$\sigma_I^2 = \exp(\sigma_{\ln I}^2) - 1 = \exp(\sigma_{\ln X}^2 + \sigma_{\ln Y}^2) - 1 \quad (2.57)$$

Η ισότητα $\sigma_{\ln I}^2 = \sigma_{\ln X}^2 + \sigma_{\ln Y}^2$ είναι ισοδύναμη με την συμβατική διακύμανση της λογαριθμικής έντασης ($\sigma_{\ln I}^2 = 4\sigma_x^2$) μόνο υπό συνθήκες ασθενών διακυμάνσεων της έντασης και σε αυτή τη περίπτωση οι Εξ. (2.56) και (2.57), προκύπτουν ως $\sigma_x^2 \cong \sigma_{\ln X}^2$, $\sigma_y^2 \cong \sigma_{\ln Y}^2$, και $\sigma_I^2 \cong \sigma_{\ln I}^2 = \sigma_{\ln X}^2 + \sigma_{\ln Y}^2$.

Ένας από τους καλύτερους τρόπους για να μετριάσει η επίδραση του σπινθηρισμού στα FSO συστήματα είναι η χρήση ενός δέκτη με διάμετρο συνήθως μεγαλύτερη από την διάσταση $\sqrt{L_S/k}$ της πρώτης Fresnel ζώνης. Κλίμακες μεγέθους αυτής της διάστασης και μικρότερες είναι αυτές που οδηγούν σε περιθλαστικά φαινόμενα και ενίσχυση των σπινθηρισμών. Η χρήση ενός μη σημειακού δέκτη με μια διάμετρο D_R έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση του δείκτη σπινθηρισμού. Έτσι, ορίζεται ο παράγοντας ανοίγματος δέκτη κατά μέσο όρο (aperture averaging factor, AA) ως [44], [51], [207], [208]:

$$AA = \frac{\sigma_I^2(D_R)}{\sigma_I^2(0)} \quad (2.58)$$

ο οποίος συνδέει τον δείκτη σπινθηρισμού για έναν σημειακό δέκτη $\sigma_I^2(0)$ (Εξ. (2.51), (2.52), (2.53), (2.54)) με τον δείκτη σπινθηρισμού $\sigma_I^2(D_R)$ για έναν δέκτη με μια διάμετρο D_R . Αποδεικνύεται ότι για συνθήκες ασθενών διακυμάνσεων, ο AA είναι ίσος με [208]:

$$AA = \left[1 + 1.062 \left(\frac{kD_R^2}{4L_S} \right) \right]^{-7/6}, \quad \sigma_R^2 < 1 \quad (2.59)$$

Έτσι, τα FSO συστήματα μπορούν να επηρεαστούν σημαντικά ως προς την απόδοσή τους από τους ατμοσφαιρικά-επαγόμενους σπινθηρισμούς. Συγκεκριμένα, οι σπινθηρισμοί οδηγούν σε απώλεια ισχύος στο δέκτη και τελικώς σε διαλείψεις του λαμβανόμενου σήματος κάτω από ένα ανιχνεύσιμο κατώφλι (threshold). Έτσι, η αξιοπιστία αυτών των συστημάτων μπορεί να περιγραφεί από μαθηματικά μοντέλα για την συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (PDF) του τυχαίου σήματος της έντασης λόγω διαλείψεων. Ανάλογα με τις συνθήκες διακυμάνσεων της έντασης, εισήχθησαν και τα αντίστοιχα στατιστικά μοντέλα ώστε να περιγράφουν με ακρίβεια αυτές τις διακυμάνσεις από συνθήκες ασθενούς έως ισχυρής ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται όλα τα πιο γνωστά και ευρέως χρησιμοποιούμενα μαθηματικά μοντέλα.

2.4.1 Η Λογαριθμοκανονική Κατανομή (Lognormal Distribution)

Η Λογαριθμοκανονική κατανομή (Lognormal distribution) βασίστηκε στην προσεγγιστική λύση του Rytov (Εξ. (2.41)). Έτσι, από την πρώτης-τάξεως προσέγγιση Rytov προκύπτει ότι η PDF των διακυμάνσεων της έντασης είναι η lognormal κατανομή [7], [51], [207], [209]:

$$f_I(I) = \frac{1}{I\sqrt{2\pi\sigma_\chi^2}} \exp\left[-\frac{(\ln(I) + \sigma_\chi^2/2)^2}{2\sigma_\chi^2}\right], \quad I > 0 \quad (2.60)$$

Όπου $\sigma_\chi = \langle \chi_1^2 \rangle - \langle \chi_1 \rangle^2$ είναι η διακύμανση (variance) του λογαριθμικού πλάτους χ_1 με $\chi_1 = 0.5 \ln(I/\langle I \rangle)$. Ο δείκτης σπινθηρισμού συνδέεται με την σ_χ μέσω της Εξ. (2.55) με τον συγκεκριμένο δείκτη να περιγράφεται από την Εξ. (2.51) για συνθήκες ασθενών διακυμάνσεων.

Από πειραματικές μετρήσεις έχει αποδειχθεί ότι η lognormal κατανομή περιγράφει αρκετά καλά συνθήκες ασθενών διακυμάνσεων της έντασης, αλλά περιορίζεται μόνο σε αυτές τις συνθήκες. Η αντίστοιχη αθροιστική συνάρτηση κατανομής (cumulative distribution function, CDF) της lognormal δίνεται από την [7], [209]:

$$F_I(I) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[-\frac{\ln(I) + \sigma_\chi^2/2}{\sqrt{2\sigma_\chi^2}}\right] \quad (2.61)$$

2.4.2 Η Γάμμα Κατανομή (Gamma Distribution)

Η γάμμα κατανομή δίνεται από την παρακάτω μαθηματική έκφραση [210]:

$$f_I(I) = \frac{I^{\zeta-1} \zeta^\zeta e^{-\zeta I}}{\Gamma(\zeta)} \quad (2.62)$$

Με την παράμετρο της ζ να δίνεται από την ισότητα [210]:

$$\zeta = \left(\sigma_I^2(D_R)\right)^{-1} \quad (2.63)$$

Από πειραματικές μετρήσεις αποδείχθηκε ότι η γάμμα κατανομή περιγράφει πολύ καλά τις διακυμάνσεις της έντασης σε συνθήκες ασθενούς τυρβώδους ροής με τιμές του $0 < \sigma_I^2 < 0.13$ με προσέγγιση έως και 95% ευστοχία [210]. Η CDF της Γάμμα προκύπτει αντικαθιστώντας την Εξ. (2.62) στην Εξ. (3.2) και κάνοντας χρήση της [198] (Eq. (3.351.1)). Έτσι, προκύπτει:

$$F_I(I) = \frac{\gamma(\zeta, \zeta I)}{\Gamma(\zeta)} \quad (2.64)$$

Με την $\gamma(\alpha, \beta)$ να είναι η κατώτερη μη πλήρης συνάρτηση Γάμμα (lower incomplete Gamma function) [211].

2.4.3 Η Γάμμα-Γάμμα Κατανομή (Gamma-Gamma Distribution)

Η γάμμα-γάμμα (GG) κατανομή προέρχεται από τη σύνθεση δύο γάμμα κατανομών. Όπως έχουμε αναφέρει η τιμή της έντασης I δίνεται σαν γινόμενο δύο διεργασιών X, Y (Εξ. (2.47)). Η κάθε μία από αυτές τις διεργασίες περιγράφεται από μια κατανομή γάμμα (Εξ. (2.62)). Έτσι προκύπτει η συνδυαστική κατανομή GG με μαθηματική έκφραση την [51], [62]:

$$f_I(I) = \frac{2(ab)^{\frac{a+b}{2}}}{\Gamma(a)\Gamma(b)} I^{\frac{a+b}{2}-1} K_{a-b}(2\sqrt{ab}I), \quad I > 0 \quad (2.65)$$

Όπου η παράμετρος a αντιστοιχεί σε μεγάλης κλίμακας ατμοσφαιρικά φαινόμενα και η b σε μικρής κλίμακας ατμοσφαιρικά φαινόμενα. Η $\Gamma(\cdot)$ αντιστοιχεί στην συνάρτηση Γάμμα και η $K_\nu(\cdot)$ είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel δευτέρου είδους και τάξης ν . Οι τιμές a, b συνδέονται με τον δείκτη σπινθηρισμού σ_I^2 ως [51] (Ch. 9, Eq. (139), Ch. 10, Eq. (69), (77)), [62]:

$$\sigma_I^2(D_R) = \frac{1}{a} + \frac{1}{b} + \frac{1}{ab} \quad (2.66)$$

Οι τιμές των a, b για διάδοση επίπεδου κύματος, συμπεριλαμβάνοντας τον παράγοντα ανοίγματος δέκτη κατά μέσο όρο (AA), υπολογίζονται από τις [51], [62], [207]:

$$a = (\sigma_X^2)^{-1} = \left[\exp \left(\frac{0.49\sigma_R^2}{(1 + 0.65d^2 + 1.11\sigma_R^{12/5})^{7/6}} \right) - 1 \right]^{-1}$$

$$b = (\sigma_Y^2)^{-1} = \left[\exp \left(\frac{0.51\sigma_R^2 (1 + 0.69\sigma_R^{12/5})^{-5/6}}{(1 + 0.9d^2 + 0.62d^2\sigma_R^{12/5})^{5/6}} \right) - 1 \right]^{-1} \quad (2.67)$$

Ενώ, για διάδοση σφαιρικού κύματος, με τον παράγοντα (ΑΑ), υπολογίζονται από τις [51], [62], [207]:

$$a = \left[\exp \left(\frac{0.49\delta^2}{(1 + 0.18d^2 + 0.56\delta^{12/5})^{7/6}} \right) - 1 \right]^{-1}$$

$$b = \left[\exp \left(\frac{0.51\delta^2 (1 + 0.69\delta^{12/5})^{-5/6}}{(1 + 0.9d^2 + 0.62d^2\delta^{12/5})^{5/6}} \right) - 1 \right]^{-1} \quad (2.68)$$

Με την παράμετρο $d = 0.5D_R \sqrt{kL_S^{-1}}$, $\delta^2 = 0.4\sigma_R^2$, k να είναι ο οπτικός κυματαριθμός όπως φαίνεται στην Εξ. (2.39) και τις παραμέτρους D_R και L_S να απεικονίζονται στο Σχ. 2.9. Η GG κατανομή έχει αποδειχθεί ότι μοντελοποιεί με μεγάλη ακρίβεια ασθενείς έως και ισχυρές διακυμάνσεις της οπτικής έντασης. Η CDF της GG δίνεται από την [7]:

$$F_I(I) = \frac{(abI)^{\frac{a+b}{2}}}{\Gamma(a)\Gamma(b)} G_{1,3}^{2,1} \left(abI \left| \begin{array}{c} 1 - \frac{a+b}{2} \\ \frac{a-b}{2}, \frac{b-a}{2}, -\frac{a+b}{2} \end{array} \right. \right) \quad (2.69)$$

Όπου $G_{p,q}^{m,n}[\cdot]$ είναι η Meijer G function.

2.4.4 Η K Κατανομή (K Distribution)

Η K κατανομή είναι γενικά εφαρμόσιμη για συνθήκες ισχυρών διακυμάνσεων της έντασης. Η μαθηματική έκφραση της K κατανομής είναι όμοια με την γάμμα-γάμμα με μόνη διαφορά την αντικατάσταση της b παραμέτρου ίση με $b=1$. Άρα προκύπτει [7], [51]:

$$f_I(I) = \frac{2(a)^{\frac{a+1}{2}}}{\Gamma(a)} I^{\frac{a+1}{2}-1} K_{a-1}(2\sqrt{aI}) \quad (2.70)$$

Ο δείκτης σπινθηρισμού που προβλέπεται από την K κατανομή θεωρεί τη μορφή $\sigma_I^2 = 1 + 2/a$, ο οποίος πάντα υπερβαίνει τη μονάδα και την προσεγγίζει όταν $a \rightarrow \infty$

. Καθώς η $a \rightarrow \infty$ η K κατανομή προσεγγίζει την εκθετική κατανομή (negative exponential). Γενικότερα, για την K κατανομή δεν είναι γνωστό πως συνδέονται οι παράμετροί της απευθείας με τις ατμοσφαιρικές συνθήκες [51].

2.4.5 Η Εκθετική Κατανομή (Negative Exponential)

Η Εκθετική κατανομή είναι γενικά εφαρμόσιμη για ακραίες συνθήκες διακυμάνσεων, δηλαδή για συνθήκες κορεσμένης ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής. Η PDF της εκθετικής κατανομής είναι η [7], [212]:

$$f_I(I) = e^{-I} \quad (2.71)$$

Και η αντίστοιχη CDF προκύπτει ίση με [7]:

$$F_I(I) = 1 - e^{-I} \quad (2.72)$$

2.4.6 Η Malaga Κατανομή (Malaga Distribution)

Η κατανομή $M(alaga)$ είναι ένα σχετικά νέο μαθηματικό μοντέλο PDF για την στατιστική μελέτη των διακυμάνσεων της έντασης. Έχει το σημαντικό πλεονέκτημα ότι ανάλογα με τις τιμές των παραμέτρων της, μπορούν να εξαχθούν όλα τα προαναφερθέντα βασικά μοντέλα διακυμάνσεων. Επίσης αποδεικνύεται ότι προσαρμόζει πάρα πολύ καλά με τα πειραματικά δεδομένα και ειδικά στις ουρές (tails), που εκεί τελικώς υπολογίζονται οι πιθανότητες διάλειψης. Η PDF της M κατανομής κατηγοριοποιείται ανάλογα με την τιμή της β παραμέτρου της. Όταν η τιμή της β ανήκει στους φυσικούς αριθμούς, δηλ. $\beta \in \mathbb{N}$, η μαθηματική της έκφραση δίνεται ως [213]:

$$f_I(I) = A^{(\mathbb{N})} \sum_{j=1}^{\beta} a_j^{(\mathbb{N})} I^{\frac{\alpha+j}{2}-1} K_{\alpha-j}(2\sqrt{B^{(\mathbb{N})}}I) \quad (2.73)$$

Όπου $K_\nu(\cdot)$ είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel δευτέρου είδους και τάξης ν . Οι παράμετροι $A^{(\mathbb{N})}, a_j^{(\mathbb{N})}, B^{(\mathbb{N})}$ της M κατανομής όταν $\beta \in \mathbb{N}$ και $\sum_{(\mathbb{N})} [\cdot] = \sum_{j=1}^{\beta} [\cdot]$ δίνονται ως [213], [214]:

$$\left\{ \begin{array}{l} A^{(s)} = \left(2\alpha^{\alpha/2} (\gamma\beta)^{\beta+\frac{\alpha}{2}} \right) / \left(\gamma^{(2+\alpha)/2} \Gamma(\alpha) (\gamma\beta + \Omega')^{\beta+\frac{\alpha}{2}} \right) \\ a_j^{(s)} = \binom{\beta-1}{j-1} \frac{1}{(j-1)!} \left(\frac{\Omega'}{\gamma} \right)^{j-1} \left(\frac{\alpha}{\beta} \right)^{j/2} (\gamma\beta + \Omega')^{1-\frac{j}{2}} \\ B^{(s)} = \frac{\alpha\beta}{\gamma\beta + \Omega'} \end{array} \right. \quad (2.74)$$

Με $\binom{\beta}{j}$ να αντιστοιχεί στον δυωνυμικό συντελεστή και $\Gamma(\cdot)$ να είναι η συνάρτηση γάμμα.

Για την περίπτωση όπου η β παράμετρος ανήκει στους πραγματικούς αριθμούς, δηλ. $\beta \in \mathfrak{R}$, η μαθηματική έκφραση της M κατανομής λαμβάνει τη μορφή [213]:

$$f_I(I) = A^{(s)} \sum_{j=1}^{\infty} a_j^{(s)} I^{\frac{\alpha+j}{2}-1} K_{\alpha-j} \left(2\sqrt{B^{(s)}I} \right) \quad (2.75)$$

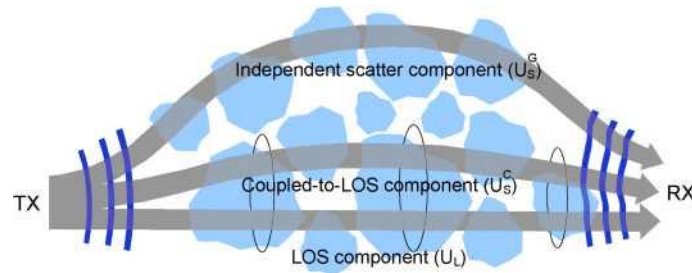
Με τις παραμέτρους $A^{(s)}, a_j^{(s)}, B^{(s)}$ όταν $\beta \in \mathfrak{R}$ και $\sum_{(s)} [\cdot] = \sum_{j=1}^{\infty} [\cdot]$ να δίνονται ως [213]:

$$\left\{ \begin{array}{l} A^{(s)} = \left(2\alpha^{\alpha/2} (\gamma\beta)^{\beta} \right) / \left(\gamma^{(2+\alpha)/2} \Gamma(\alpha) (\gamma\beta + \Omega')^{\beta} \right) \\ a_j^{(s)} = \frac{(\beta)_{j-1} (\alpha\gamma)^{j/2}}{[(j-1)!]^2 \gamma^{j-1} (\gamma\beta + \Omega')^{j-1}} \\ B^{(s)} = \alpha/\gamma \end{array} \right. \quad (2.76)$$

Όπου $(\beta)_j$ είναι το σύμβολο Pochhammer [215] και $\Gamma(\cdot)$ είναι η συνάρτηση γάμμα.

Η παράμετρος α είναι μια θετική παράμετρος που σχετίζεται με τα μεγάλης κλίμακας ατμοσφαιρικά φαινόμενα ενώ η παράμετρος β σχετίζεται με τα μικρής κλίμακας ατμοσφαιρικά φαινόμενα. Η παράμετρος γ δίνεται ως $\gamma = 2b_0(1-\rho)$ με την $2b_0$ να αντιστοιχεί στην μέση ένταση από το σύνολο των συνιστωσών σκέδασης και την ρ να ικανοποιεί την ανίσωση $0 \leq \rho \leq 1$ και να αντιστοιχεί στο μέρος της σκεδαζόμενης έντασης που συζευγνύεται με την συνιστώσα απευθείας οπτικής επαφής (LOS). Η Ω' αντιστοιχεί στην μέση ένταση από τις σύμφωνες συνεισφορές και υπολογίζεται ως $\Omega' = \Omega + \rho 2b_0 + 2\sqrt{2b_0\Omega\rho} \cos(\varphi_A - \varphi_B)$ με τις φ_A, φ_B να είναι οι

ντετερμινιστικές φάσεις της LOS συνιστώσας και της συζευγμένης της (coupled to LOS).



Σχήμα 2.15. Το μοντέλο στο οποίο βασίζεται η M κατανομή με τις αντίστοιχες συνιστώσες της [213].

Distribution model	Generation	Distribution model	Generation
Rice-Nakagami	$\rho = 0$ $Var = [U_L] = 0$	Lognormal	$\rho = 0$ $Var = [U_L] = 0$ $\gamma \rightarrow 0$
Gamma	$\rho = 0$ $\gamma = 0$	K distribution	$\Omega = 0$ and $\rho = 0$ or $\beta = 1$
HK distribution	$Var = [G] = 0$ $\rho = 0$ $X = \gamma$	Negative Exponential	$\Omega = 0$ $\rho = 0$ $\alpha \rightarrow \infty$
Gamma-Gamma distribution	$\rho = 1$, then $\gamma = 0$ $\Omega' = 1$	Gamma-Rician distribution	$\beta \rightarrow \infty$
Shadowed-Rician distribution	$Var = [X] = 0$		

Πίνακας 2.5. Τιμές των παραμέτρων της M κατανομής ώστε να προκύψουν όλα τα γνωστά μοντέλα κατανομών για τις διακυμάνσεις της έντασης [213].

Η CDF της M κατανομής και οι αντίστοιχες n -οστές ροπές της για τις περιπτώσεις των $\beta \in \mathbb{N}$ και $\beta \in \mathbb{R}$ δίνονται στην [213]. Στον Πίνακα 2.5 φαίνονται οι τιμές των παραμέτρων της M ώστε να προκύψουν όλες οι προαναφερθείσες κατανομές. Τέλος, αξίζει να αναφέρουμε την πολύ καλή προσαρμογή της M κατανομής με πειραματικά δεδομένα και τις αντίστοιχες αποκλίσεις που υπάρχουν με την GG κατανομή που και αυτή είναι αρκετά εύστοχη κατανομή για μεγάλο εύρος διακυμάνσεων. Αυτά τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στην [213] (Fig. 3).

2.5 Τα Σφάλματα Σκόπευσης (Pointing Errors)

Τα σφάλματα σκόπευσης αποτελούν άλλο ένα σημαντικό φαινόμενο υποβάθμισης της απόδοσης των FSO συστημάτων. Μπορούν να προέλθουν από κινήσεις του εκπομπού ή και του δέκτη π.χ. λόγω μικρών σεισμών, ισχυρών ριπών ανέμου, μετακινήσεις των κτιρίων και από θερμικές διαστολές. Κατά αυτόν τον τρόπο παρατηρείται μια μετατόπιση της οπτικής δέσμης από το κέντρο του δέκτη που μπορεί να μεταβάλλεται. Αυτό έχει σαν συνέπεια να δημιουργούνται επιπρόσθετες διακυμάνσεις στη λαμβανόμενη ένταση. Έτσι στη μελέτη της απόδοσης των FSO συστημάτων υπεισέρχεται άλλη μια τυχαία μεταβλητή που αντιστοιχεί στη διακυμάνσεις λόγω του φαινομένου των σφαλμάτων σκόπευσης [6], [69].

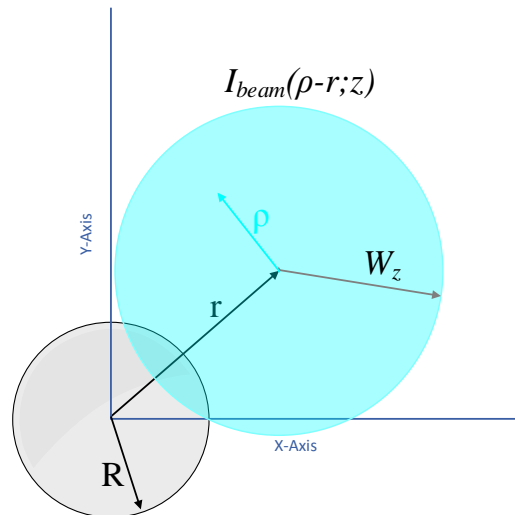
Το στατιστικό μοντέλο των σφαλμάτων σκόπευσης εξάγεται ακολουθώντας την παρακάτω διαδικασία. Θεωρώντας ότι η κατανομή της έντασης ακολουθεί μια Gaussian κατανομή, μετά από διάδοση σε μια απόσταση z η τιμή της κανονικοποιημένης έντασης θα δίνεται ως [70]:

$$I_{beam}(\vec{\rho}; z) = \frac{2}{\pi W_z^2} \exp\left(-\frac{2\|\vec{\rho}\|^2}{W_z^2}\right) \quad (2.77)$$

Με $\vec{\rho}$ να είναι το ακτινικό διάνυσμα από το κέντρο της δέσμης, και W_z είναι η ακτίνα της δέσμης (στο σημείο όπου η ένταση I_0 μειώνεται στο $1/e^2$ της τιμής της, βλέπε Σχ. 2.10). Μια προσεγγιστική σχέση για την τιμή της W_z δίνεται από την [70]:

$$W_z \approx W_0 \sqrt{1 + \varepsilon (\lambda z / \pi W_0^2)^2} \quad (2.78)$$

Με $\varepsilon = 1 + 2W_0^2 (0.55C_n^2 k^2 z)^{6/5}$. Θεωρούμε τώρα ένα δέκτη κυκλικής διατομής με ακτίνα R και μια γκαουσιανή οπτική δέσμη έντασης I_{beam} η οποία έχει μια ακτινική μετατόπιση r (radial displacement) από το κέντρο του δέκτη όπως φαίνεται στο Σχ. 2.16.



Σχήμα 2.16. Ο δέκτης ακτίνας R και η μετατόπιση της οπτικής δέσμης λόγω των σφαλμάτων σκόπευσης.

Η συλλεγόμενη ισχύς από το κυκλικό φακό εμβαδού A δίνεται από την [70]:

$$I_p(\vec{r}; z) = \int_A I_{beam}(\vec{\rho} - \vec{r}; z) d\vec{\rho} \quad (2.79)$$

Έτσι, όταν η ακτινική μετατόπιση r είναι μια τυχαία μεταβλητή, τότε και η συλλεγόμενη ισχύς μεταβάλλεται σύμφωνα με την τιμή της ακτινικής μετατόπισης.

Με διάφορες προσεγγίσεις αποδεικνύεται ότι η I_p δίνεται ως [70]:

$$I_p(\vec{r}; z) \approx A_0 \exp\left(-\frac{2r^2}{W_{z,eq}^2}\right) \quad (2.80)$$

Με $A_0 = [erf(v)]^2$ να αναπαριστά το μέρος της ισχύος που συλλέγεται από το φακό του δέκτη στο $r=0$ με $v = \sqrt{2\pi}D/4W_z$ και $W_{z,eq}^2 = \sqrt{\pi}erf(v)W_z^2/2v \exp(-v^2)$. Θεωρούμε ότι η τιμή της τυχαίας μεταβλητής της ακτινικής μετατόπισης r περιγράφεται από μια Rayleigh κατανομή [70]:

$$f_r(r) = \frac{r}{\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_s^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (2.81)$$

Με σ_s^2 να είναι η διακύμανση (variance ή spatial jitter) της ακτινικής μετατόπισης για τον οριζόντιο και τον κατακόρυφο άξονα του δέκτη δηλ. ταυτοτικές διακυμάνσεις και για τους δυο κατακόρυφους άξονες ($\sigma_x^2 = \sigma_y^2 = \sigma_s^2$). Έτσι συνδυάζοντας την Εξ. (2.80) και την Εξ. (2.81) (βλέπε Εν. 3.5) προκύπτει ότι η PDF των διακυμάνσεων της

κανονικοποιημένης έντασης I_p , λόγω των σφαλμάτων σκόπευσης, έχει την ακόλουθη κατανομή [70]:

$$f_{I_p}(I_p) = \frac{\xi^2}{A_0^{\xi^2}} I_p^{\xi^2-1} \quad \text{with} \quad 0 \leq I_p \leq A_0 \quad (2.82)$$

$$\text{Με } \xi = W_{z,eq}/2\sigma_s .$$

Το παραπάνω μοντέλο όμως δεν θεωρείται τόσο ακριβές αφού στη πραγματικότητα οι μετατοπίσεις της οπτικής δέσμης στους δύο κατακόρυφους άξονες δε μπορεί να είναι ταυτόσημες. Επίσης, θεωρείται σχεδόν βέβαιο ότι μπορεί να υπάρξει σταθερή απόκλιση του κέντρου της δέσμης από το κέντρο του δέκτη (NB). Μια κατανομή που μπορεί να περιγράψει αρκετά ρεαλιστικά την ακτινική μετατόπιση με διαφορετικές χωρικές διακυμάνσεις για τους δύο κατακόρυφους άξονες (σ_x , σ_y) και ύπαρξη σταθερής μη-μηδενικής απόκλισης και στους δύο άξονες (μ_x , μ_y) είναι η Beckmann κατανομή που δίνεται από την [216], [217]:

$$f_r(r) = \frac{r}{2\pi\sigma_x\sigma_y} \int_0^{2\pi} \exp\left(-\frac{(r\cos\theta - \mu_x)^2}{2\sigma_x^2} - \frac{(r\sin\theta - \mu_y)^2}{2\sigma_y^2}\right) d\theta \quad (2.83)$$

Στην [217], παρουσιάζεται μια προσεγγιστική κατανομή της Beckmann PDF. Η προσέγγισή της γίνεται μέσω μιας τροποποιημένης Rayleigh κατανομής η οποία δίνεται από τη σχέση [217]:

$$f_r(r) \cong \frac{r}{\sigma_{\text{mod}}^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_{\text{mod}}^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (2.84)$$

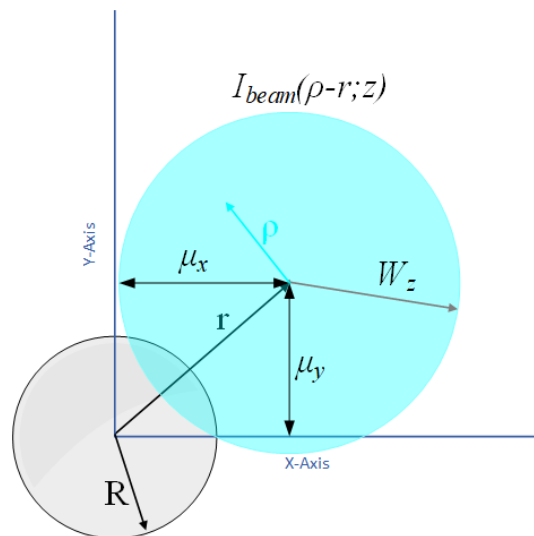
Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία όπως έχει προαναφερθεί, εξάγεται η PDF των διακυμάνσεων λόγω σφαλμάτων σκόπευσης με μη-μηδενική απόκλιση (NB) της οπτικής δέσμης ως [217]:

$$f_{I_p}(I_p) \cong \frac{\xi_{\text{mod}}^2}{A_0^{\xi_{\text{mod}}^2}} I_p^{\xi_{\text{mod}}^2-1} \quad \text{with} \quad 0 \leq I_p \leq A_{\text{mod}} \quad (2.85)$$

Όπου $\xi_{\text{mod}} = W_{z,eq}/2\sigma_{\text{mod}}$ με την σ_{mod} να δίνεται από την [217]:

$$\sigma_{\text{mod}} = \left(\frac{3\mu_x^2\sigma_x^4 + 3\mu_y^2\sigma_y^4 + \sigma_x^6 + \sigma_y^6}{2} \right)^{1/6} \quad (2.86)$$

Όπου οι παράμετροι μ_x, μ_y αντιστοιχούν στη σταθερή απόκλιση και στους δύο άξονες (Σχ. 2.17) και σ_x, σ_y είναι οι τυπικές αποκλίσεις της ακτινικής μετατόπισης για τους δύο κατακόρυφους άξονες του δέκτη όπως ακριβώς ορίζονται στην κατανομή Beckmann.



Σχήμα 2.17. Τα σφάλματα σκόπευσης με την σταθερή απόκλιση του κέντρου της οπτικής δέσμης από το κέντρο του δέκτη .

Η άλλη παράμετρος A_{mod} δίνεται από την [217]:

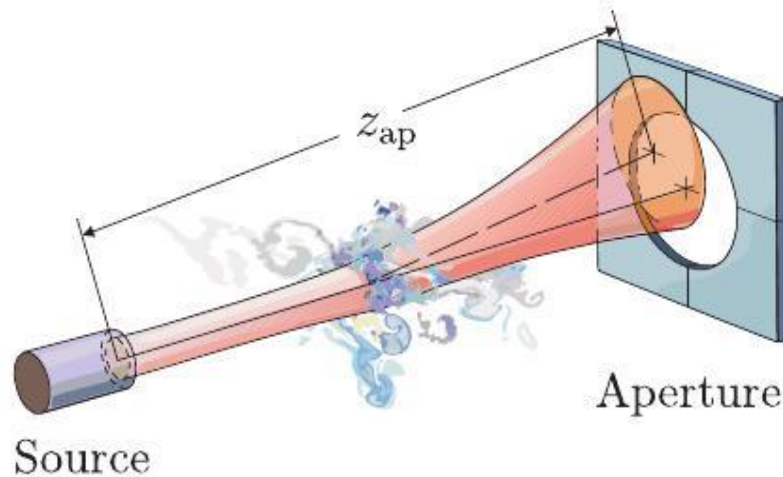
$$A_{\text{mod}} = A_0 \exp \left(\frac{1}{\xi_{\text{mod}}^2} - \frac{1}{2\xi_x^2} - \frac{1}{2\xi_y^2} - \frac{\mu_x^2}{2\sigma_x^2 \xi_x^2} - \frac{\mu_y^2}{2\sigma_y^2 \xi_y^2} \right) \quad (2.87)$$

Με $\xi_x = W_{z,eq}/2\sigma_x$ και $\xi_y = W_{z,eq}/2\sigma_y$ και την A_0 να περιγράφεται στην Εξ. (2.80).

2.6 Η Περιπλάνηση της Δέσμης

Το φαινόμενο της περιπλάνησης της οπτικής δέσμης (beam wander effect) εκδηλώνεται συνήθως σε συνθήκες ασθενών διακυμάνσεων. Αφορά την τυχαία μετακίνηση του κέντρου της οπτικής δέσμης σαν συνέπεια των ατμοσφαιρικών ανομοιογενειών στον δείκτη διάθλασης. Το ατμοσφαιρικό μέσο διαχωρίζεται σε αέριες μάζες με διαφορετικές τιμές στον δείκτη διάθλασης. Πρωτίστως, οι κλίμακες μεγέθους οριοθετημένες στο εύρος μεταξύ της διαμέτρου της δέσμης ($2W_0$) και της τάξης του L_0 και μεγαλύτερες, ευθύνονται για την εκδήλωση αυτού του διαθλαστικού φαινομένου, με αυτές που βρίσκονται στη μεριά του εκπομπού να επηρεάζουν περισσότερο [51], [83]. Έτσι, το φαινόμενο της περιπλάνησης της δέσμης

περιγράφεται από τους νόμους της γεωμετρικής οπτικής [51]. Παρόμοιο φαινόμενο αποτελεί η εκτροπή της προσπίπτουσας ορατής ακτινοβολίας κατά την διέλευσή της από ένα γυάλινο πρίσμα, σαν αποτέλεσμα της διαφοράς των τιμών του δείκτη διάθλασης μεταξύ της ατμόσφαιρας και του γυαλιού του πρίσματος. Έτσι και η διάδοση της οπτικής Η/Μ ακτινοβολίας σε ένα μέσο που ο δείκτης διάθλασης του συνεχώς μεταβάλλεται, μπορεί να προκαλέσει ακανόνιστες μετατοπίσεις στο κεντροειδές της οπτικής δέσμης, όπως απεικονίζεται στο Σχ. 2.18.

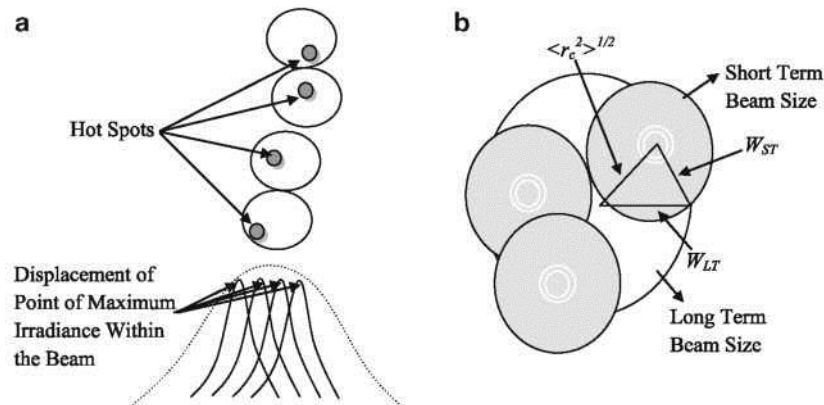


Σχήμα 2.18. Το φαινόμενο της περιπλάνησης της οπτικής δέσμης [218].

Υπό την προϋπόθεση εκδήλωσης αυτού του φαινομένου, έχουμε την συνεισφορά του στην παράμετρο της μακροπρόθεσμης τιμής της ακτίνας της δέσμης W_{LT} της Εξ. (2.43). Πιο συγκεκριμένα, αυτή η παράμετρος, με εκδήλωση του φαινομένου της περιπλάνησης, προκύπτει ίση με [83], [84], [219]:

$$W_{LT}^2 = W_{ST}^2 + \langle r_c^2 \rangle \quad (2.88)$$

Όπου ο όρος W_{ST} περιγράφει τη βραχυπρόθεσμη (short-term) τιμή της ακτίνας της δέσμης και $\langle r_c^2 \rangle$ αποτελεί την διακύμανση της μετατόπισης λόγω του φαινομένου της περιπλάνησης. Στο Σχ. 2.19 παρουσιάζονται όλες οι προαναφερθείσες παράμετροι.



Σχήμα 2.19. a) Το φαινόμενο της περιπλάνησης όπως περιγράφεται από την μετακίνηση του κέντρου έντασης (στιγματικό κέντρο) της δέσμης. b) Η μακροπρόθεσμη τιμή της ακτίνας της δέσμης W_{LT} σαν αποτέλεσμα της περιπλάνησης και του απλώματος λόγω περίθλασης. Οι σκουρόχρωμοι κύκλοι δεικνύουν την τυχαία κίνηση της βραχυπρόθεσμης δέσμης W_{ST} στο επίπεδο του δέκτη [51].

Έτσι, η εκδήλωση του φαινομένου της περιπλάνησης της οπτικής δέσμης οδηγεί σε μια διεύρυνση του χωρικού προφίλ έντασης της μακροπρόθεσμης δέσμης W_{LT} στο $1/e^2$, αλλά και στην κατανομή της έντασης στο κέντρο της, όπου παρατηρείται η μείωση της μέγιστης τιμής της με δημιουργία μιας επίπεδης (flattened) κατανομής της έντασης στη περιοχή γύρω από την νοητή τέλεια ευθυγραμμισμένη θέση της (boresight position) (Σχ. 2.20α).

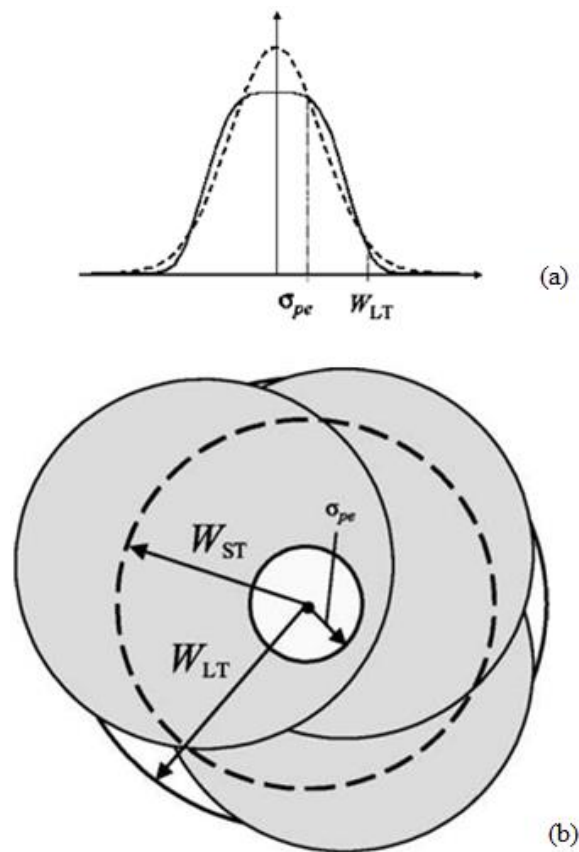
Αυτό το φαινόμενο μπορεί να περιγραφεί στατιστικά θεωρώντας τα σφάλματα σκόπευσης που επάγονται λόγω της μετατόπισης του κέντρου της δέσμης. Η διακύμανση σ_{pe} της βραχυπρόθεσμης ακτίνας της δέσμης (Σχ. 2.20β), για την περίπτωση μιας ευθυγραμμισμένης δέσμης, προκύπτει ίση με [51], [83]:

$$\sigma_{pe}^2 = 0.48 \left(\frac{\lambda L_S}{2W_0} \right)^2 \left(\frac{2W_0}{r_0} \right)^{5/3} \left[1 - \left(\frac{C_r^2 W_0^2 / r_0^2}{1 + C_r^2 W_0^2 / r_0^2} \right)^{1/6} \right] \quad (2.89)$$

Ενώ για την περίπτωση μιας εστιασμένης δέσμης (focused beam) ($\Theta_0 = 0$) η σ_{pe} είναι ίση με [51], [83]:

$$\sigma_{pe}^2 \cong 0.54 \left(\frac{\lambda L_S}{2W_0} \right)^2 \left(\frac{2W_0}{r_0} \right)^{5/3} \left[1 - \frac{8}{9} \left(\frac{C_r^2 W_0^2 / r_0^2}{1 + 0.5 C_r^2 W_0^2 / r_0^2} \right)^{1/6} \right] \quad (2.90)$$

Με την παράμετρο C_r να είναι μια σταθερά κλίμακας η οποία λαμβάνει τιμές κοντά στην 2π , και την παράμετρο r_0 να αντιστοιχεί στην παράμετρο Fried, που είναι ίση με $r_0 = (0.16C_n^2 k^2 L_S)^{-3/5}$. Αξίζει να σημειωθεί ότι για τιμές του λόγου W_0/r_0 στο εύρος $0.1 < W_0/r_0 < 10$ οι επαγόμενοι σπινθηρισμοί λόγω περιπλάνησης έχουν τη μέγιστη επιρροή [220].



Σχήμα 2.20. α) Το φαινόμενο της περιπλάνησης όπως περιγράφεται από την μετακίνηση του κέντρου έντασης (στιγμιαίο κέντρο) της δέσμης. β) Η μακροπρόθεσμη τιμή της ακτίνας της δέσμης W_{LT} σαν αποτέλεσμα της περιπλάνησης και του απλώματος λόγω περίθλασης. Οι σκουρόχρωμοι κύκλοι δεικνύουν την τυχαία κίνηση της βραχυπρόθεσμης δέσμης W_{ST} στο επίπεδο του δέκτη [51].

Η στατιστική περιγραφή της κανονικοποιημένης έντασης λόγω του φαινομένου της περιπλάνησης, I_{bw} , περιγράφεται από μια βήτα κατανομή (beta distribution) με μαθηματική εξίσωση την [219]–[221]:

$$f_{I_{bw}}(I_{bw}) = \beta_{bw} I_{bw}^{\beta_{bw}-1}, \quad 0 \leq I_{bw} \leq 1, \quad 0 < \beta_{bw} < 1 \quad (2.91)$$

Με την παράμετρο β_{bw} να είναι ίση με [220], [222]:

$$\beta_{bw} = \sqrt{1 + \frac{\exp(\sigma_{\ln X}^2 + \sigma_{\ln Y}^2)}{34.29(\Lambda L_S / k r_0^2)^{5/6} (\sigma_{pe} / W)^2}} - 1 \quad (2.92)$$

Και να συνδέεται με τον δείκτη σπινθηρισμού απουσία του φαινομένου της περιπλάνησης [219]. Θεωρώντας ότι η ολική κανονικοποιημένη ένταση I είναι ένα γινόμενο από τις δύο στατιστικά ανεξάρτητες διεργασίες της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής I_t και της περιπλάνησης της δέσμης I_{bw} , δηλ. $I = I_t I_{bw}$, τότε η κατανομή της τυχαίας μεταβλητής I προκύπτει με επίλυση του ακόλουθου ολοκληρώματος (βλέπε Εν. 3.6) [220], [221]:

$$f_I(I) = \int_0^1 f_{I_{bw}}(I_{bw}) f_{I_t}\left(\frac{I}{I_{bw}}\right) \frac{1}{I_{bw}} dI_{bw}, \quad I \geq 0 \quad (2.93)$$

Αξίζει να αναφέρουμε επίσης, την επίπτωση του φαινομένου και στον δείκτη σπινθηρισμού, όταν συμπεριλαμβάνονται οι διακυμάνσεις της έντασης λόγω της περιπλάνησης της δέσμης. Υπό αυτή την προϋπόθεση, ο δείκτης σπινθηρισμού για μια μη-ιχνηλατούμενη δέσμη (untracked beam) για την διαμήκη συνιστώσα περιγράφεται ως [51], [83]:

$$\sigma_{I,t}^2(0, L)_{untracked} = 4.42 \sigma_R^2 \Lambda^{5/6} \left(\frac{\sigma_{pe}}{W}\right)^2 + \sigma_{I,t}^2(0, L) \quad (2.94)$$

Με τον όρο $\sigma_{I,t}^2(0, L)$ να δίνεται από την Εξ. (2.49). Ο συνολικός δείκτης σπινθηρισμού, συμπεριλαμβάνοντας και την ακτινική συνεισφορά για $r > \sigma_{pe}$, είναι ίσος με [51], [83]:

$$\sigma_{I,t}^2(\rho, L)_{untracked} = 4.42 \sigma_R^2 \Lambda^{5/6} \left(\frac{\rho - \sigma_{pe}}{W}\right)^2 H(\rho - \sigma_{pe}) + \sigma_{I,t}^2(0, L)_{untracked} \quad (2.95)$$

Όπου $0 \leq \rho < W$ και $H(x)$ είναι η συνάρτηση μοναδιαίου βήματος (Heaviside step function).

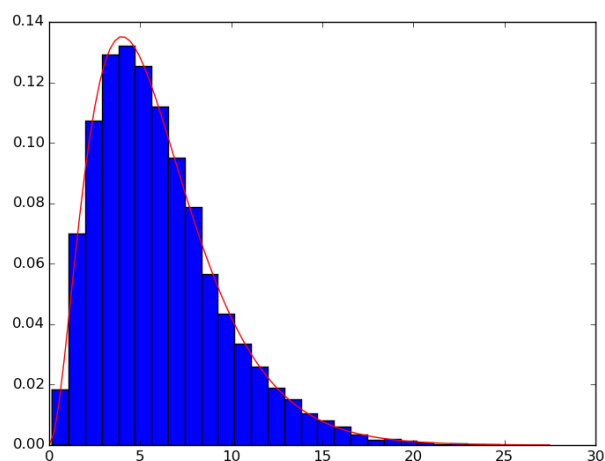
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΤΥΧΑΙΕΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΕΣ ΚΑΙ ΔΙΕΡΓΑΣΙΕΣ

Έχει ήδη γίνει λόγος για την ένταση της λαμβανόμενης οπτικής ακτινοβολίας στη μεριά του δέκτη μιας FSO ζεύξης και πως αυτή μεταβάλλεται με το χρόνο λόγω διαλείψεων από φαινόμενα όπως η ατμοσφαιρική τύρβη και τα σφάλματα σκόπευσης. Έτσι σε αυτή την ενότητα θα παρουσιαστούν μερικά βασικά μαθηματικά εργαλεία για τη μελέτη τέτοιων φαινομένων που αντιστοιχούν στις τυχαίες μεταβλητές και αντίστοιχα στις τυχαίες διεργασίες.

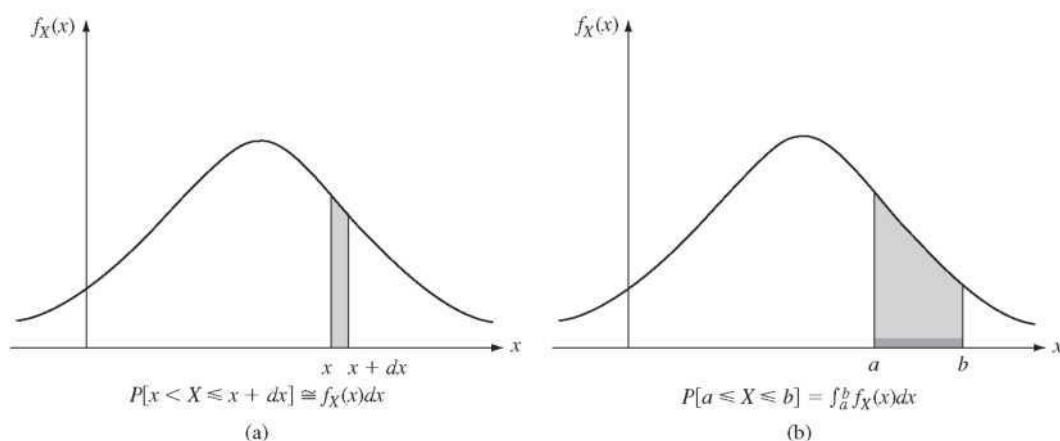
3.1 Η Συνεχής Τυχαία Μεταβλητή

Μια τυχαία μεταβλητή (T.M) (random variable) είναι μια οντότητα της οποίας η τιμή μεταβάλλεται με το χρόνο. Συγκεκριμένα, θα αναφερθούμε σε συνεχείς τυχαίες μεταβλητές, δηλαδή μεταβλητές των οποίων οι πιθανές τιμές πρακτικά είναι άπειρες. Συνεχής τυχαία μεταβλητή θεωρείται η λαμβανόμενη ένταση στο ασύρματο οπτικό κανάλι με διαλείψεις λόγω της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής, όπως έχει περιγραφεί στην Εν. 2.4.



Σχήμα 3.1. Ιστόγραμμα σχετικών συχνοτήτων συνεχούς τυχαίας μεταβλητής και η αντίστοιχη προσαρμογή μιας συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας.

Η στατιστική μελέτη μιας τέτοιας μεταβλητής γίνεται με ένα ιστόγραμμα σχετικών συχνοτήτων όπως φαίνεται και στο Σχ. 3.1. Αν υποθέσουμε ότι πραγματοποιείται ένα πείραμα καταμέτρησης μιας συνεχούς τυχαίας μεταβλητής X με N συνολικά μετρήσεις. Οι σχετικές συχνότητες δείχνουν την πιθανότητα P η τιμή της τυχαίας μεταβλητής X να παίρνει τιμές εντός ενός διαστήματος $[x_i, x_i + dx]$ με πλάτος dx . Έτσι, αν οι τιμές εμφάνισης της τυχαίας μεταβλητής X εντός του διαστήματος $[x_i, x_i + dx]$ είναι ίσες με n_i , τότε η αντίστοιχη σχετική συχνότητα είναι ίση με $P(X \in [x_i, x_i + dx]) = \frac{n_i}{N}$. Σε αντικατάσταση των σχετικών συχνοτήτων μπορούμε να δημιουργήσουμε ένα ιστόγραμμα πυκνότητας πιθανότητας, δηλαδή με τιμές στον άξονα y τις $f_X(x_i) = \frac{P(X \in [x_i, x_i + dx])}{dx}$ (δηλ. διαιρώντας τις σχετικές συχνότητες με το πλάτος dx του διαστήματος).



Σχήμα 3.2. Συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας μια τυχαίας μεταβλητής X και οι υπολογισμοί (α) της πιθανότητας η τυχαία μεταβλητή να παίρνει τιμές σε απειροστό διάστημα dx (β) της πιθανότητας η τυχαία μεταβλητή να παίρνει τιμές σε πεπερασμένο διάστημα από a έως b [223].

Έτσι, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (PDF) (Σχ. 3.2) είναι ένα συνεχές ανάλογο του ιστογράμματος πυκνότητας πιθανότητας και προκύπτει όταν η τιμή του πλάτους dx γίνεται απειροστά μικρή. Γενικότερα, οι PDFs λαμβάνουν τιμές $f_X(x) > 0$, και ικανοποιούν τη βασική συνθήκη κανονικοποίησης [223]:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f_X(x)dx = 1 \quad (3.1)$$

Επίσης, η PDF μιας τυχαίας μεταβλητής X συνδέεται με την αντίστοιχη συνάρτηση αθροιστικής κατανομής (CDF) μέσω της σχέσης [223]:

$$F_X(x_T) = \int_{-\infty}^{x_T} f_X(x) dx = P(X \leq x_T) \quad (3.2)$$

Η CDF της τυχαίας μεταβλητής X , που αξιολογείται στην τιμή κατωφλίου x_T , ισοδυναμεί με την συνολική πιθανότητα (P) η X να λάβει τιμές ίσες ή μικρότερες από την x_T .

3.2 Μέσες ή Αναμενόμενες Τιμές

Πολύ σημαντική παράμετρος για τη περιγραφή μιας τυχαίας μεταβλητής είναι η αξιολόγηση της μέσης ή αναμενόμενης τιμής της (mean ή expected value). Για μία συνεχή τυχαία μεταβλητή X με PDF την $f_X(x)$ η μέση τιμή της υπολογίζεται ως [9], [223], [224]:

$$E[X] = m_X = \int_{-\infty}^{+\infty} x f_X(x) dx \quad (3.3)$$

Είναι δυνατόν να υπολογιστούν και οι μέσες τιμές δυνάμεων της X δηλαδή της X^n . Αυτές οι μέσες τιμές ονομάζονται n -οστές ροπές (n_{th} moments) της X και υπολογίζονται ως [223], [224]:

$$E[X^n] = \int_{-\infty}^{+\infty} x^n f_X(x) dx \quad (3.4)$$

Έτσι η μέση τιμή ονομάζεται και ροπή πρώτης τάξεως της X .

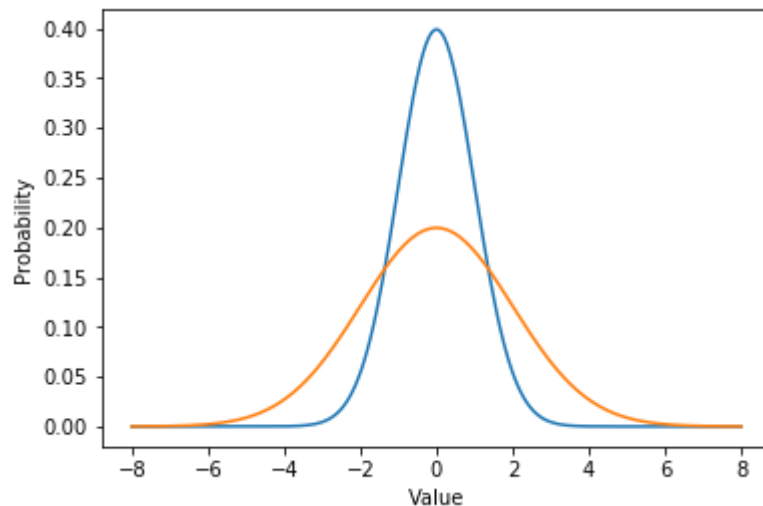
Για μια συνάρτηση Y εξαρτημένη από την τυχαία μεταβλητή X όπως η $Y = g(X)$, η μέση τιμή της υπολογίζεται ως [223], [224]:

$$E[g(X)] = \int_{-\infty}^{+\infty} g(x) f_X(x) dx \quad (3.5)$$

Πολύ χρήσιμη, όταν π.χ. γνωρίζουμε ότι ο σηματοθορυβικός λόγος είναι συνάρτηση της τυχαίας μεταβλητής της κανονικοποιημένης έντασης I (Εξ. (2.47)), με PDF $f_I(I)$, δηλ. $SNR(I) = (\eta I)^2 / N_0$, και θέλουμε να υπολογίσουμε τη μέση τιμή του $E[SNR(I)] \equiv SNR_{EX} \equiv SNR_{AV}$.

3.3 Διασπορά Τυχαίας Μεταβλητής

Μαζί με την μέση τιμή και η διασπορά είναι άλλη μια παράμετρος περιγραφής μιας τυχαίας μεταβλητής. Στο Σχ. 3.3 φαίνονται δύο PDF δυο τυχαίων μεταβλητών με ίσες μέσες τιμές.



Σχήμα 3.3. Δύο PDF αντιστοιχούν σε τυχαίες μεταβλητές με ίσες μέσες τιμές και διαφορετικές διασπορές.

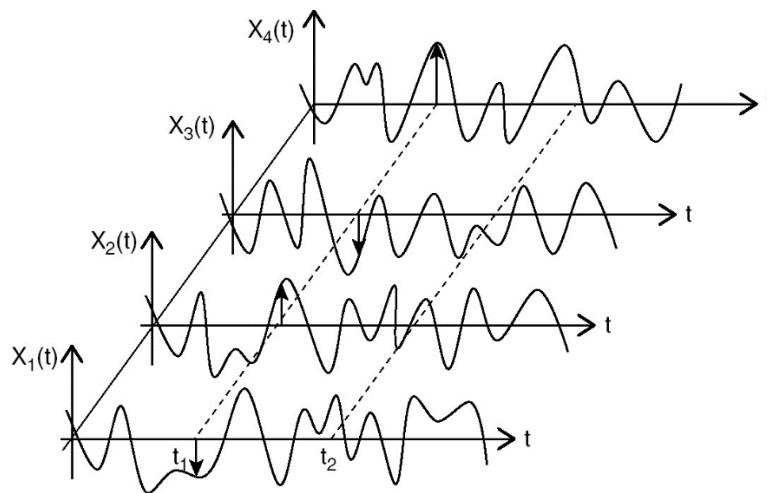
Η διασπορά είναι ένα μέγεθος που δείχνει το πόσο απλώνονται οι τιμές της τυχαίας μεταβλητής γύρω από τη μέση τιμή της και υπολογίζεται σύμφωνα με τη σχέση [223], [224]:

$$\sigma^2 = E[(X - m_X)^2] = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - m_X)^2 f_X(x) dx \quad (3.6)$$

Και η τυπική απόκλιση της (standard deviation) υπολογίζεται ως $STD = \sqrt{\sigma^2}$.

3.4 Στάσιμες και Εργοδικές Τυχαίες Διεργασίες

Υποθέτουμε μια τυχαία διεργασία η οποία αντιστοιχεί σε ένα σύνολο σημάτων των οποίων το αποτέλεσμα ενός τυχαίου πειράματος μπορεί να είναι μια οποιαδήποτε από τις κυματομορφές που δεικνύονται στο Σχ. 3.4. Κάθε κυματομορφή είναι ντετερμινιστική, αλλά η διεργασία είναι τυχαία αφού δεν μπορούμε να γνωρίζουμε από πριν ποια θα είναι η κυματομορφή της. Έτσι για κάθε χρονική στιγμή π.χ. την t_1 έχουμε και την αντίστοιχη τυχαία μεταβλητή $X(t_1)$.

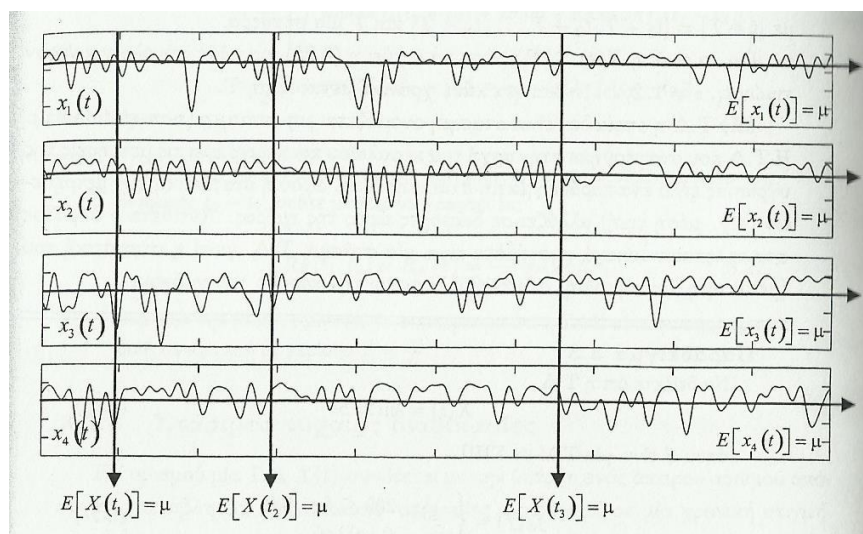


Σχήμα 3.4. Πραγματοποιήσεις μιας τυχαίας διεργασίας.

Συγκεκριμένη περίπτωση τυχαίων διεργασιών είναι οι λεγόμενες στάσιμες (stationary) με την ευρεία έννοια (wide sense), οι οποίες χαρακτηρίζονται έτσι όταν πληρούνται οι συνθήκες [9]:

$$\begin{aligned} m_X(t) &= m_X \\ R_X(t_i, t_j) &= R_X(\tau), \quad \tau = t_i - t_j \end{aligned} \quad (3.7)$$

Δηλαδή όταν η μέση τιμή της δεν μεταβάλλεται ως προς τον χρόνο και όταν η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης (autocorrelation) εξαρτάται από την χρονική διαφορά $\tau = t_i - t_j$.



Σχήμα 3.5. Εργοδική τυχαία διεργασία [9].

Σε περίπτωση που λαμβάνουμε i δείγματα μιας τυχαίας διεργασίας ($x_i(t)$), τότε αυτή χαρακτηρίζεται ως εργοδική (ergodic) όταν [9]:

$$\begin{aligned} E[X(t)] &= E[x_i(t)] \\ R_X(\tau) &= R_{x_i}(\tau) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Μια εργοδική τυχαία διεργασία ως προς τη μέση τιμή δεικνύεται στο Σχ. 3.5.

3.5 Συναρτήσεις Τυχαίας Μεταβλητής

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, είναι δυνατόν να έχουμε μια συνάρτηση Y που η τιμή της να εξαρτάται από την τιμή μιας τυχαίας μεταβλητής X δηλ. $Y = g(x)$. Αυτό σημαίνει ότι και η Y τελικά είναι μια τυχαία μεταβλητή. Μπορούμε έτσι να υπολογίσουμε την αντίστοιχη PDF που ακολουθεί η τυχαία μεταβλητή $Y(f_Y(y))$ μέσω της σχέσης [223] (Eq. (4.73)):

$$f_Y(y) = \sum_k \left. \frac{f_X(x)}{|g'(x)|} \right|_{g^{-1}(y)} \quad (3.9)$$

Όπου $g'(x) = \frac{dg(x)}{dx}$ είναι η πρώτη παράγωγος της $g(x)$ και $g^{-1}(y)$ αντιστοιχεί στην αντίστροφη συνάρτηση της $g(x)$ δηλ. στις λύσεις της εξίσωσης $Y = g(x)$ ως προς x . Ο δείκτης k αντιστοιχεί στο πλήθος των λύσεων που μπορεί να προκύψουν ως προς x .

Στην Εν. 2.5 παρουσιάστηκε η PDF της κανονικοποιημένης έντασης λόγω σφαλμάτων σκόπευσης $f_{I_p}(I_p)$. Έχοντας εισάγει πλέον την Εξ. (3.9) μπορούμε να εξάγουμε την $f_{I_p}(I_p)$ μέσω της PDF της ακτινικής μετατόπισης $f_r(r)$ (Εξ. (2.81) ή (2.84)). Οπότε στη θέση της τυχαίας μεταβλητής X έχουμε την r ($X \equiv r$) και στη θέση της συνάρτησης Y έχουμε την $Y = g(r) = I_p(r) \approx A_0 \exp\left(-\frac{2r^2}{W_{z,eq}^2}\right)$. Οπότε:

$$g'(r) = \frac{d}{dr} I_p(r) = A_0 \left(-\frac{4r}{W_{z,eq}^2}\right) \exp\left(-\frac{2r^2}{W_{z,eq}^2}\right) \quad (3.10)$$

και

$$g^{-1}(Y) = r = \pm \sqrt{\frac{W_{z,eq}^2}{2} \ln\left(\frac{A_0}{I_p}\right)} \quad (3.11)$$

Με την αρνητική λύση να απορρίπτεται λόγω ότι η r είναι θετικός αριθμός ($r \geq 0$), και την I_p να ικανοποιεί την ανίσωση $0 \leq I_p \leq A_0$ αφού η υπόρριξη ποσότητα πρέπει να είναι θετική. Με εφαρμογή της Εξ. (3.9) προκύπτει:

$$f_{I_p}(I_p) = \sum_k \frac{f_r(r)}{|g'(r)|} \Big|_{g^{-1}(Y)} = \frac{f_r\left(\sqrt{\frac{W_{z,eq}^2}{2} \ln\left(\frac{A_0}{I_p}\right)}\right)}{\left|g'\left(\sqrt{\frac{W_{z,eq}^2}{2} \ln\left(\frac{A_0}{I_p}\right)}\right)\right|} \quad (3.12)$$

Έτσι, αντικαθιστώντας τις Εξ. (2.81) και (3.10) στην Εξ. (3.12), προκύπτει:

$$f_{I_p}(I_p) = \frac{\frac{\sqrt{\frac{W_{z,eq}^2}{2} \ln\left(\frac{A_0}{I_p}\right)}}{\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{\frac{W_{z,eq}^2}{2} \ln\left(\frac{A_0}{I_p}\right)}{2\sigma_s^2}\right)}{\left|A_0 \left(-\frac{4\sqrt{\frac{W_{z,eq}^2}{2} \ln\left(\frac{A_0}{I_p}\right)}}{W_{z,eq}^2}\right) \exp\left(-\frac{2\left(\sqrt{\frac{W_{z,eq}^2}{2} \ln\left(\frac{A_0}{I_p}\right)}\right)^2}{W_{z,eq}^2}\right)\right|} \quad (3.13)$$

Και με διαδοχικές πράξεις καταλήγουμε στην:

$$f_{I_p}(I_p) = \left(\frac{W_{z,eq}}{2\sigma_s}\right)^2 \frac{1}{A_0} \left(\frac{I_p}{A_0}\right)^{\left[\left(\frac{W_{z,eq}}{2\sigma_s}\right)^2 - 1\right]} \quad \text{with } 0 \leq I_p \leq A_0 \quad (3.14)$$

Η ισοδύναμα

$$f_{I_p}(I_p) = \frac{\xi^2}{A_0^{\xi^2}} I_p^{\xi^2 - 1} \quad \text{with } 0 \leq I_p \leq A_0 \quad (3.15)$$

Με $\xi = W_{z,eq}/2\sigma_s$.

3.6 Κατανομή Γινομένου (Product Distribution)

Η κατανομή γινομένου (product distribution) προκύπτει ως η PDF μιας τυχαίας μεταβλητής Z η οποία ισούται με το γινόμενο δύο στατιστικά ανεξάρτητων τυχαίων μεταβλητών X, Y δηλ. $Z = XY$. Η PDF της Z προκύπτει με επίλυση της [225]:

$$f_Z(z) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_X(x) f_Y\left(\frac{z}{x}\right) \frac{1}{|x|} dx \quad (3.16)$$

Με την αναμενόμενη τιμή να προκύπτει ίση με $E[Z] = E[Y]E[X]$. Στο ασύρματο οπτικό κανάλι η τυχαία μεταβλητή της ολικής κανονικοποιημένης έντασης I δίνεται από το γινόμενο δυο στατιστικά ανεξάρτητων τυχαίων μεταβλητών ως $I = I_t I_p$ όπου I_t αντιστοιχεί στην τυχαία μεταβλητή της κανονικοποιημένης έντασης λόγω ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής Εξ. (2.47) και η I_p αντιστοιχεί στην τυχαία μεταβλητή της κανονικοποιημένης έντασης λόγω σφαλμάτων σκόπευσης (Εξ. (2.80)). Οι δύο αυτές διεργασίες θεωρούνται στατιστικά ανεξάρτητες. Έτσι σε αντιστοιχία με την Εξ. (3.16), θεωρούμε $X \equiv I_t$ και $Y \equiv I_p$. Η I_p πρέπει να ικανοποιεί την $0 \leq I_p \leq A_0$ οπότε προκύπτει $I_t \geq I/A_0$. Με τις αντικαταστάσεις στην Εξ. (3.16), το ολοκλήρωμα λαμβάνει την ακόλουθη μορφή:

$$f_I(I) = \int_{I/A_0}^{+\infty} f_{I_t}(I_t) f_{I_p}\left(\frac{I}{I_t}\right) \frac{1}{I_t} dI_t \quad (3.17)$$

Έτσι, για την περίπτωση όπου η τυχαία μεταβλητή της I_t περιγράφεται από την Gamma-Gamma κατανομή Εξ. (2.65) και η I_p από την κατανομή της Εξ. (2.85) και με αντικατάσταση στην Εξ. (3.17) προκύπτει:

$$f_I(I) = \int_{I/A_{\text{mod}}}^{+\infty} \frac{2(ab)^{\frac{a+b}{2}}}{\Gamma(a)\Gamma(b)} I_t^{\frac{a+b}{2}-1} K_{a-b}(2\sqrt{abI_t}) \frac{\xi_{\text{mod}}^2}{A_{\text{mod}}^{\xi_{\text{mod}}^2}} \left(\frac{I}{I_t}\right)^{\xi_{\text{mod}}^2-1} \frac{1}{I_t} dI_t \Rightarrow \quad (3.18)$$

Και χρησιμοποιώντας την ισοδυναμία $K_\nu(\sqrt{z^2}) = \frac{1}{2} G_{0,2}^{2,0} \left(\frac{z^2}{4} \middle| \frac{\nu}{2}, -\frac{\nu}{2} \right)$, προκύπτει:

$$f_I(I) = \frac{2(ab)^{\frac{a+b}{2}} \xi_{\text{mod}}^2}{\Gamma(a)\Gamma(b) A_{\text{mod}}^{\frac{\xi_{\text{mod}}^2}{2}}} \frac{1}{2} I^{\xi_{\text{mod}}^2-1} \int_{I/A_{\text{mod}}}^{+\infty} I_t \left(\frac{a+b-\xi_{\text{mod}}^2}{2}\right)^{-1} G_{0,2}^{2,0} \left(abI_t \left| \begin{matrix} \alpha-b \\ 2 \end{matrix}, -\frac{\alpha-b}{2} \right. \right) dI_t \quad (3.19)$$

Με χρήση της [226] (07.34.21.0085.01) προκύπτει η PDF του γινομένου σε κλειστή μορφή ως:

$$f_{GG,I}(I) = \left(\frac{ab}{A_{\text{mod}}} \right)^{\frac{a+b}{2}} \frac{\xi_{\text{mod}}^2 I^{\frac{a+b}{2}-1}}{\Gamma(a)\Gamma(b)} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{abI}{A_{\text{mod}}} \left| \begin{matrix} 1 - \frac{a+b}{2} + \xi_{\text{mod}}^2 \\ \xi_{\text{mod}}^2 - \frac{\alpha+b}{2}, \frac{\alpha-b}{2}, \frac{b-a}{2} \end{matrix} \right. \right) \quad (3.20)$$

Και με χρήση της [226] (07.34.16.0001.01) ισοδύναμα προκύπτει η πιο απλοποιημένη PDF ως:

$$f_{GG,I}(I) = \frac{ab \xi_{\text{mod}}^2}{A_{\text{mod}} \Gamma(a)\Gamma(b)} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{abI}{A_{\text{mod}}} \left| \begin{matrix} \xi_{\text{mod}}^2 \\ \xi_{\text{mod}}^2 - 1, a-1, b-1 \end{matrix} \right. \right) \quad (3.21)$$

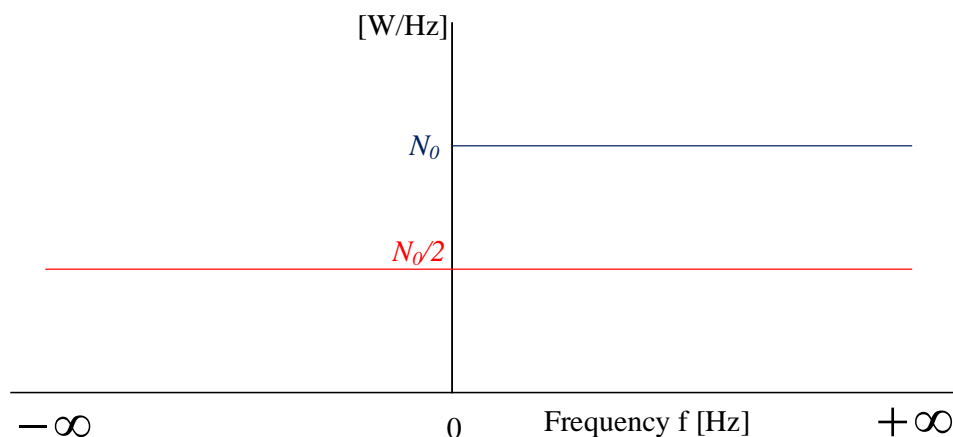
Για την περίπτωση όπου η I_t περιγράφεται από την Gamma PDF Εξ. (2.62) και η I_p από την PDF της Εξ. (2.85), η PDF του γινομένου, ακολουθώντας όμοια διαδικασία, προκύπτει ως:

$$f_{G,I}(I) = \frac{\xi_{\text{mod}}^2 \zeta}{A_{\text{mod}} \Gamma(\zeta)} G_{1,2}^{2,0} \left(\frac{\zeta I}{A_0} \left| \begin{matrix} \xi_{\text{mod}}^2 \\ \xi_{\text{mod}}^2 - 1, \zeta - 1 \end{matrix} \right. \right) \quad (3.22)$$

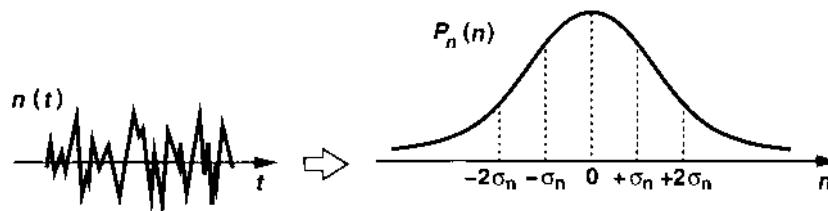
Όσον αφορά την αναμενόμενη τιμή της $I = I_t I_p$, λόγω της ανεξαρτησίας των δύο διεργασιών είναι ίση με $E[I] = E[I_t]E[I_p]$. Σύμφωνα με την Εξ. (3.3), οι αναμενόμενες τιμές των I_t και I_p είναι ίσες με $E[I_t] = \int_0^{+\infty} I_t f_{I_t}(I_t) dI_t$ και $E[I_p] = \int_0^{A_0} I_p f_{I_p}(I_p) dI_p$. Με αντικατάσταση των κατανομών των Εξ. (2.60), (2.62), (2.65), (2.70) και (2.71) προκύπτει $E[I_t] = 1$. Για την I_p με χρήση της Εξ. (2.82) προκύπτει $E[I_p] = A_0 (1 + \xi^{-2})^{-1}$. Συνεπώς, για τα συγκεκριμένα μοντέλα κατανομών σε συνδυασμό με σφάλματα σκόπευσης ισχύει $E[I] = A_0 (1 + \xi^{-2})^{-1}$.

3.7 Το Κανάλι Προσθετικού Λευκού Γκαουσιανού Θορύβου (AWGN)

Το μοντέλο του προσθετικού λευκού Γκαουσιανού (Gaussian) θορύβου (AWGN) χρησιμοποιείται ευρέως στην θεωρία πληροφορίας και ιδίως στις τηλεπικοινωνίες. Οι όροι της ονομασίας του αναφέρονται: α) Προσθετικός, επειδή μπορεί να προστεθεί σε οποιοδήποτε θόρυβο που είναι εγγενής στο σύστημα πληροφορίας, β) Λευκός, διότι έχει φασματική πυκνότητα ισχύος (power spectral density, PSD) η οποία έχει σταθερή τιμή σε όλο το εύρος συχνοτήτων (Σχ. 3.6), και γ) Gaussian, επειδή οι τιμές των δειγμάτων του ακολουθούν μια Gaussian κατανομή (Σχ. 3.7).



Σχήμα 3.6. Ο AWGN θόρυβος διπλής πλευράς και μονής πλευράς.



Σχήμα 3.7. Η κατανομή του Gaussian θορύβου [227].

Ο AWGN μπορεί να προέλθει από μια πληθώρα πηγών όπως είναι ο θερμικός θόρυβος (Johnson-Nyquist ή thermal noise), ο θόρυβος βολής, ακτινοβολία μέλανος σώματος από θερμά σώματα όπως η Γη, ουράνια σώματα όπως ο Ήλιος κ.α. Το θεώρημα των πιθανοτήτων γνωστό ως θεώρημα κεντρικού ορίου (central limit theorem) προβλέπει ότι η άθροιση πολλών τυχαίων διεργασιών τείνει να έχει μια κατανομή Gaussian [223]. Η Gaussian κατανομή για δείγματα θορύβου ως προς το χρόνο, $n(t)$, δίνεται από την [227]:

$$P_n(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp\left(-\frac{n^2}{2\sigma_n^2}\right) \quad (3.23)$$

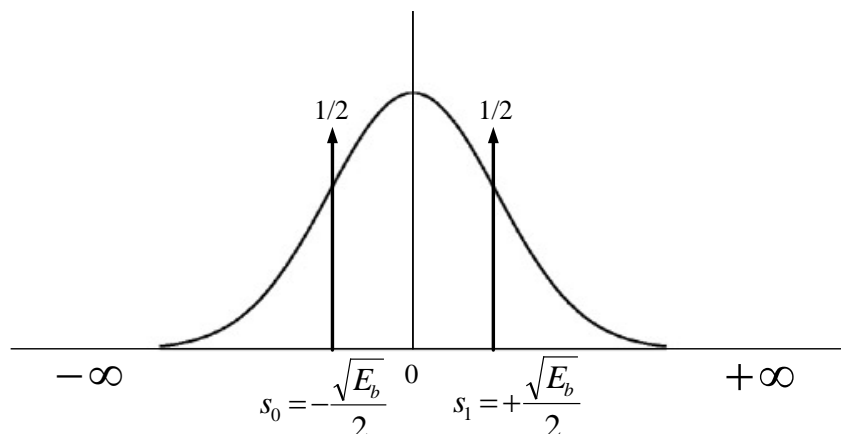
Με μέση τιμή $E[n]=0$, και σ_n^2 να αντιστοιχεί στην διακύμανση του θορύβου και να είναι ίση με $\sigma_n^2 = N_0/2$. Η συγκεκριμένη κατανομή υποδεικνύει ότι το 68% των δειγμάτων θορύβου θα βρίσκεται στο εύρος $[-\sigma_n, +\sigma_n]$ και το 95% στο εύρος $[-2\sigma_n, +2\sigma_n]$ με σ_n να είναι η τυπική απόκλιση της τυχαίας μεταβλητής $n(t)$.

3.8 Πιθανότητα Σφάλματος σε AWGN

Θεωρώντας κανάλι AWGN το λαμβανόμενο σήμα y όταν έχει εκπεμφθεί σύμβολο s_i δίνεται ως [9]:

$$y = s_i + n \quad (3.24)$$

Αν υποθέσουμε ότι τα εκπεμπόμενα σύμβολα αντιστοιχούν στη δυαδική διαμόρφωση OOK τότε $s_i \in [0,1]$ $i=0,1$ τα μέτρα τους (norm) στο χώρο σημάτων θα δίνονται ως $s_0 = -\frac{\sqrt{E_s}}{2}$ και $s_1 = +\frac{\sqrt{E_s}}{2}$, όπου E_s είναι η ενέργεια συμβόλου που είναι ίση με την ενέργεια bit $E_s = E_b$.



Σχήμα 3.8. Ο Gaussian θόρυβος και τα ισοπίθανα σύμβολα του OOK.

Τα σύμβολα s_i θεωρούνται ισοπίθανα με εκ των προτέρων (a-priori) πιθανότητες $P(0)=P(1)=1/2$. Η υπό συνθήκη (conditional) πιθανότητα σφάλματος συμβόλου

δηλ. να εκπεμφθεί το σύμβολο s_0 και να ανιχνευθεί το σύμβολο s_1 εκφράζεται ως $P(1|0)$ και η αντίστροφη $P(0|1)$. Έτσι, η ολική πιθανότητα σφάλματος συμβόλου για το OOK δίνεται ως [9]:

$$P_{b,OOK} = P(0)P(1|0) + P(1)P(0|1) = \frac{1}{2}(P(1|0) + P(0|1)) \quad (3.25)$$

Η υπό συνθήκη πιθανότητες υπολογίζονται ως $P(0|1) = P(y < 0 | s_1)$ δηλ. το λαμβανόμενο σήμα y να βρίσκεται στη περιοχή $(-\infty, 0)$. Οπότε προκύπτει ότι [9]:

$$P(0|1) = P(y < 0 | s_1) = P(s_1 + n < 0) = P\left(\frac{\sqrt{E_b}}{2} + n < 0\right) = P\left(n < -\frac{\sqrt{E_b}}{2}\right) \quad (3.26)$$

Δηλαδή, η ζητούμενη πιθανότητα υπολογίζεται αν ολοκληρώσουμε την Gaussian κατανομή στο πεδίο τιμών $n < -\frac{\sqrt{E_b}}{2}$. Οπότε, προκύπτει:

$$P(0|1) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \int_{-\infty}^{-0.5\sqrt{E_b}} \exp\left(-\frac{u^2}{N_0}\right) du \quad (3.27)$$

Και με αλλαγή μεταβλητής $u = x\sqrt{\frac{N_0}{2}}$ το ολοκλήρωμα γίνεται:

$$P(0|1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-\sqrt{E_b}/2\sqrt{N_0}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \quad (3.28)$$

Και εξ' ορισμού της Q -συνάρτησης [228], προκύπτει:

$$P(0|1) = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right) \quad (3.29)$$

Με την ίδια διαδικασία υπολογίζουμε την υπό συνθήκη πιθανότητα

$$P(1|0) = P(y > 0 | s_0) = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right). \text{ Άρα, η ολική πιθανότητα σφάλματος συμβόλου ή}$$

πιθανότητα σφάλματος bit (bit error probability, BEP) για το OOK είναι ίση με:

$$P_{b,OOK} = \frac{1}{2} \left(Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right) + Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right) \right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right) \quad (3.30)$$

Με την Q -συνάρτηση να είναι ίση με $Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$ όπου $\operatorname{erfc}(\cdot)$ είναι η συμπληρωματική συνάρτηση σφάλματος (complementary error function).

Για την περίπτωση της διαμόρφωσης L -PAM, η πιθανότητα σφάλματος συμβόλου (symbol error probability, SEP) προκύπτει [9], [229]:

$$P_{s,L-PAM} = \frac{2(L-1)}{L} Q\left(\frac{d_{\min}}{\sqrt{2N_0}}\right) \quad (3.31)$$

Όπου d_{\min} είναι η ελάχιστη Ευκλείδεια απόσταση μεταξύ των συμβόλων στο χώρο σημάτων. Επιλέγοντας την $d_{\min} = \frac{\sqrt{E_s}}{(L-1)}$ με E_s να είναι η ενέργεια συμβόλου, που είναι ίση με την ενέργεια bit σύμφωνα με την $E_s = E_b \log_2(L)$, η SEP γίνεται:

$$P_{s,L-PAM} = \frac{2(L-1)}{L} Q\left(\sqrt{\frac{E_b \log_2(L)}{2N_0(L-1)^2}}\right) \quad (3.32)$$

Και θεωρώντας κωδικοποίηση Gray και για μεγάλους σηματοθορυβικούς, η πιθανότητα σφάλματος bit κατά προσέγγιση είναι ίση με $P_{b,L-PAM} \cong P_{s,L-PAM} / \log_2(L)$.

Άρα η BEP του L -PAM είναι ίση με:

$$P_{b,L-PAM} = \frac{2(L-1)}{L \log_2(L)} Q\left(\sqrt{\frac{E_b \log_2(L)}{2N_0(L-1)^2}}\right) \quad (3.33)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι η έννοια της SEP και της BEP είναι ταυτόσημες με την έννοια του ρυθμού μετάδοσης εσφαλμένων συμβόλων (symbol error rate, SER) ή δυαδικών ψηφίων (bit error rate, BER), αντίστοιχα. Στη συνέχεια του κειμένου υιοθετείται κατά κύριο λόγο η έννοια του SER και του BER.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΔΟΜΗ ΤΩΝ FSO ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται μια περιγραφή των λειτουργιών και της βασικής ηλεκτρονικής δομής των FSO συστημάτων. Παρουσιάζεται η κυκλωματική δομή τόσο του εκπομπού όσο και του δέκτη ενός FSO τερματικού με τους αντίστοιχους περιορισμούς που εισάγουν κάθε ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα ξεχωριστά. Αξίζει να σημειωθεί ότι το παρόν κεφάλαιο επικεντρώνεται στην εφαρμογή ψηφιακής διαμόρφωσης στα FSO και συγκεκριμένα της διαμόρφωσης NRZ-OOK που είναι η κατεξοχήν χρησιμοποιούμενη διαμόρφωση σε όλα τα εμπορικά FSO συστήματα μέχρι στιγμής.

4.1 Δομή του Ασύρματου Οπτικού Συστήματος

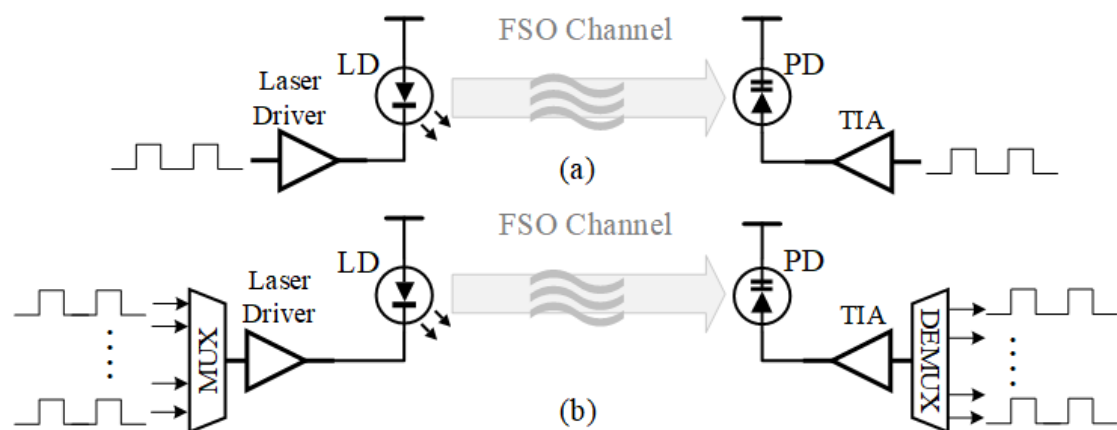
Ο σκοπός ενός OWC συστήματος είναι η μετάδοση ενός μεγάλου όγκου πληροφοριακών δεδομένων σε αποστάσεις κάποιων χιλιομέτρων. Ένα OWC σύστημα αποτελείται από τον εκπομπό, το δέκτη και φυσικά το ασύρματο κανάλι όπως δεικνύεται στην Εικόνα 4.1 για μια FSO ζεύξη εγκατεστημένη στη σχολή Ναυτικών Δοκίμων στον Πειραιά σε σύνδεση με τον Φάρο στην Ψυττάλεια.

Στο Σχ. 4.1α φαίνονται οι συνιστώσες από τις οποίες αποτελείται ένα OWC σύστημα. Τα κύρια μέρη του εκπομπού συνιστούν το κύκλωμα του οδηγού laser (laser driver) και ακολούθως η δίοδος laser (laser diode, LD) που αποστέλλει το οπτικό σήμα στο δέκτη. Στη μεριά του δέκτη, η φωτοδίοδος (PD) είναι το πρώτο κυκλωματικό στοιχείο που μετατρέπει το οπτικό σήμα σε ηλεκτρονικό.

Στη συνέχεια το ασθενές φωτο-ανιχνευμένο ηλεκτρονικό σήμα υποβάλλεται στο πρώτο στάδιο ενίσχυσης μέσω του ενισχυτή διεμπέδησης (transimpedance amplifier, TIA). Στο Σχ. 4.1β δεικνύεται η προσθήκη πολυπλέκτη (multiplexer, MUX) και αποπολυπλέκτη (demultiplexer, DEMUX) για την εκπομπή και λήψη δεδομένων από πολλαπλά παράλληλα κανάλια (πολλαπλούς χρήστες).



Εικόνα 4.1. Ζεύξη FSO 3 km εγκατεστημένη στη σχολή Ναυτικών Δοκίμων Πειραιά σε σύνδεση με τον φάρο στην Ψυτάλεια.



Σχήμα 4.1. (α) Ο πομπός και ο δέκτης ενός απλού συστήματος οπτικών επικοινωνιών με τον laser οδηγό και ενισχυτή στο δέκτη (β) Το ίδιο σύστημα με προσθήκη πολυπλέκτη και αποπολυπλέκτη στον εκπομπό και στο δέκτη, αντίστοιχα.

Οι προαναφερθείσες συνιστώσες θέτουν η καθεμία ξεχωριστούς περιορισμούς. Ο οδηγός laser είναι ένα κύκλωμα που πρέπει να μεταφέρει δέκατα των milliamperes σε ρεύμα με πολύ μικρά χρονικά διαστήματα ανόδου και καθόδου (slew rate, $V/\mu s$) σε υψηύρρυθμες εφαρμογές. Η δίοδος laser και το ασύρματο οπτικό κανάλι επίσης

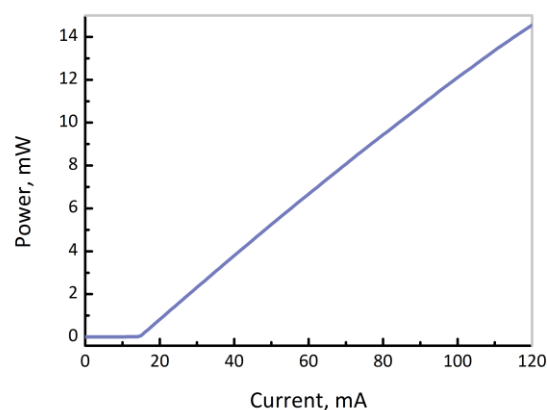
εισάγουν τους δικούς τους περιορισμούς λόγω μη γραμμικών φαινομένων και εξασθενήσεων. Στη μεριά του δέκτη, η φωτοδίοδος, ο ενισχυτής διεμπέδησης (TIA) αλλά και ο κύριος ενισχυτής (main amplifier MA ή limiter) παρουσιάζουν αρκετά μη ιδανικά φαινόμενα όπως η εισαγωγή θορύβου, πεπερασμένο κέρδος και περιορισμένο εύρος ζώνης. Τέλος η λειτουργία του κυκλώματος συγχρονισμού και ανάκτησης δεδομένων (clock and data recovery, CDR) πρέπει να παρέχει υψηλούς ρυθμούς επανάκτησης και να μην είναι ευάλωτο σε φαινόμενα jitter και θορύβου φάσης (phase noise). Στη συνέχεια παρουσιάζεται μια συνοπτική περιγραφή της λειτουργίας όλων των προαναφερθέντων ηλεκτρονικών δομών.

4.2 Ο Εκπομπός

Ο εκπομπός όπως έχουμε αναφέρει αποτελείται από το κύκλωμα του οδηγού laser και τη δίοδο laser.

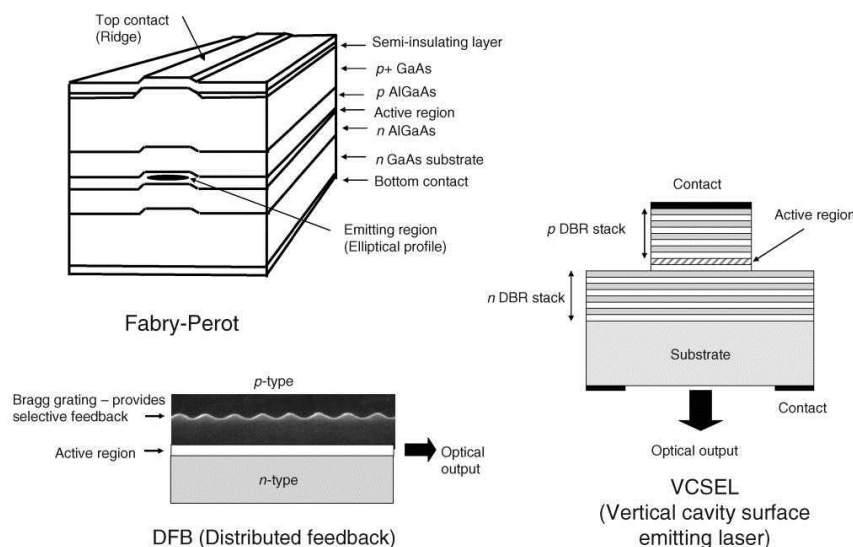
4.2.1 Η Δίοδος Laser (LD)

Η δίοδος laser (LD) είναι το βασικότερο μέρος του εκπομπού και είναι εκείνη που θα στείλει το πληροφοριακό σήμα από τον πομπό στο δέκτη. Στο Σχ. 4.2 φαίνεται η χαρακτηριστική εξόδου εκπεμπόμενης ισχύος και ρεύματος εισόδου (P-I) μιας δίοδου laser.



Σχήμα 4.2. Καμπύλη ισχύος-ρεύματος (P-I) μιας DFB laser δίοδου [230].

Τα πιο διαδεδομένα είδη laser ημιαγωγών που βρίσκουν ευρεία εφαρμογή στις οπτικές επικοινωνίες είναι τα Fabry-Perot (FB), distributed feedback (DFB) και τα vertical-cavity surface-emitting (VCSEL) lasers με τη βασική δομή τους να παρουσιάζεται στο Σχ. 4.3.



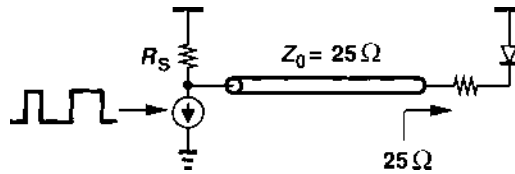
Σχήμα 4.3. Δομή laser ημιαγωγών (α) Fabry-Perot (β) DFB (γ) VCSEL [37].

Οι τύποι laser που αναφέρονται επιδεικνύουν ξεχωριστά πλεονεκτικά χαρακτηριστικά. Οι FB LDs λειτουργούν συνήθως στα 750-850 nm και 1300 nm και επιτυγχάνουν υψηλές αποδόσεις κλίσης με ρεύματα κατωφλίου της τάξης των 5-15 mA και επίπεδα θορύβου RIN στα -125 dB/Hz. Οι VCSEL LDs έχουν το σημαντικό πλεονέκτημα ότι έχουν χαμηλά ρεύματα κατωφλίου της τάξης των 0.05-5 mA. Λειτουργούν κυρίως στα μήκη κύματος των 850 nm και τα επίπεδα θορύβου τους είναι περίπου όμοια με αυτά των FBs. Τέλος, οι DFB LDs λειτουργούν κυρίως στα μήκη κύματος των 1550 nm με ρεύματα κατωφλίου της τάξης των 10-20 mA. Επιτυγχάνουν υψηλές αποδόσεις κλίσης, έχουν αρκετά υψηλή φασματική καθαρότητα και επιτυγχάνουν σημαντικά χαμηλά επίπεδα θορύβου της τάξης των -155 dB/Hz. Επίσης, κατέχουν τα υψηλότερα εύρη ζώνης απευθείας διαμόρφωσης που φτάνουν έως και τα 10 GHz. Απαιτούν όμως συστήματα ψύξης και το κόστος τους είναι αρκετά υψηλό.

4.2.2 Ο Οδηγός Laser

Ο οδηγός laser είναι ένα κύκλωμα που λειτουργεί σαν διακόπτης ρεύματος που θέτει σε κατάσταση on και off τη δίοδο laser για την περίπτωση της ψηφιακής διαμόρφωσης (συγκεκριμένα διαμόρφωσης non-return-to-zero, NRZ, on-off keying, OOK) ή για να διαμορφώσει την ένταση του laser με ένα σήμα ραδιοσυχνοτήτων (RF) στην περίπτωση της αναλογικής διαμόρφωσης. Σε κάθε περίπτωση, ο οδηγός

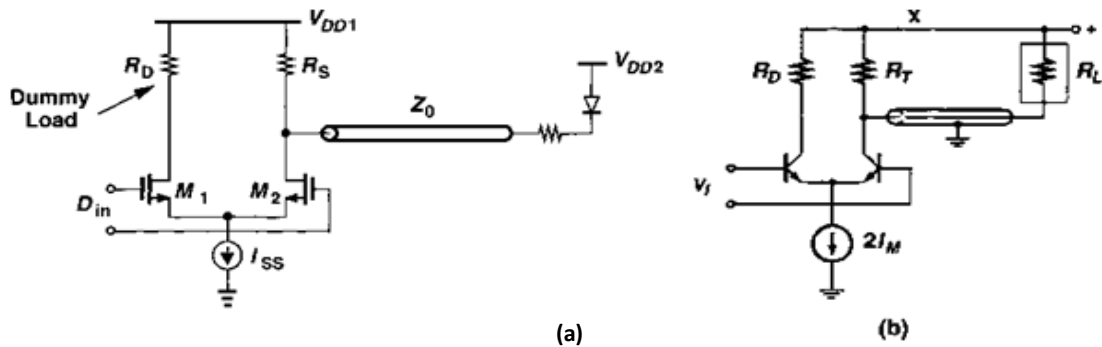
laser θα πρέπει να πληροί βασικές προϋποθέσεις λειτουργίας για να επιτυγχάνεται βέλτιστη απόδοση.



Σχήμα 4.4. Βασικό διάγραμμα λειτουργίας του οδηγού laser [227].

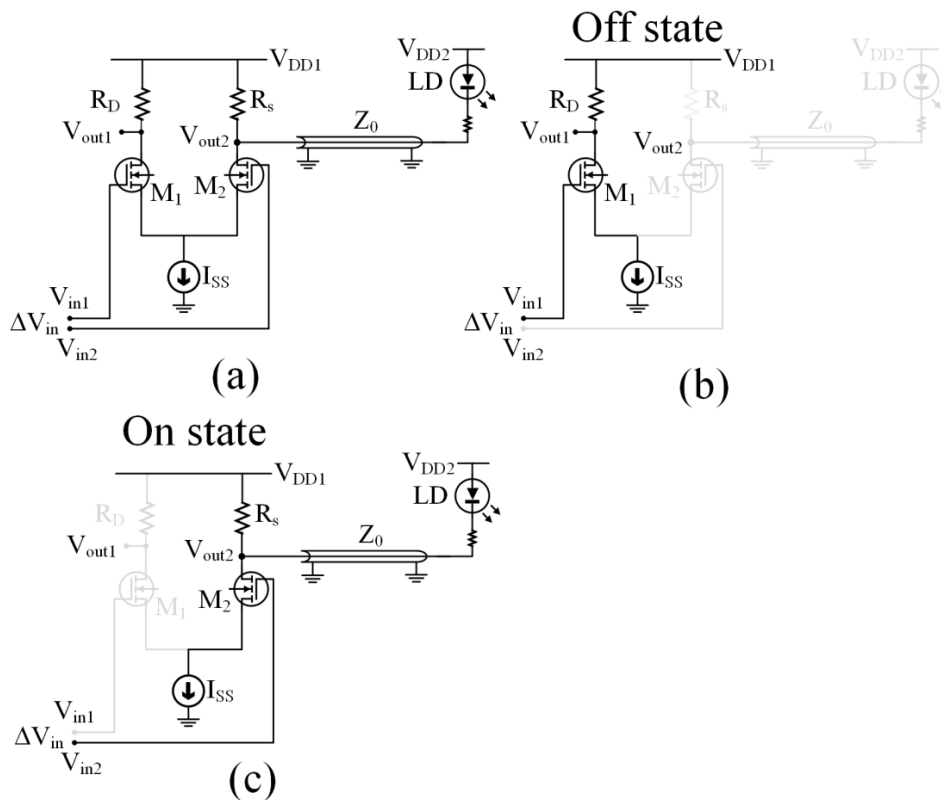
Για την περίπτωση της ψηφιακής διαμόρφωσης το συγκεκριμένο κύκλωμα θα πρέπει να παρέχει υψηλές διακοπτικές ταχύτητες, υψηλό ρεύμα εξόδου ώστε να μπορεί να θέσει σε λειτουργία τη δίοδο laser και να διατηρεί μια μεγάλη διακύμανση τάσης στα άκρα της δίοδου laser. Ένα απλοποιημένο σχέδιο ενός οδηγού laser απεικονίζεται στο Σχ. 4.4, όπου η πηγή ρεύματος λειτουργεί διακοπτικά μεταξύ καταστάσεων που άγει και δεν άγει.

Όσον αφορά μια πιο ολοκληρωμένη άποψη αυτού του κυκλώματος, ο σχεδιασμός του απεικονίζεται στο Σχ. 4.5, και η υλοποίηση του γίνεται μέσω ενός διαφορικού ζεύγους (differential pair) [168], [227], [231], [232]. Όπως φαίνεται στο Σχ. 4.5, το συγκεκριμένο κύκλωμα υλοποιείται είτε με χρήση MOSFETs (metal oxide semiconductor field effect transistors) είτε με BJTs (bipolar junction transistors). Για ταχύτητες που υπερβαίνουν μερικά GHz η σύνδεση με τη δίοδο laser σε ένα τυπωμένο κύκλωμα (printed-circuit board, PCB) γίνεται μέσω μιας γραμμής μεταφοράς χαρακτηριστικής εμπέδησης (characteristic impedance) Z_0 [233]. Η αντίσταση πριν τη δίοδο laser εξασφαλίζει συνθήκες προσαρμογής εμπέδησης (impedance matching) με την εμπέδηση της γραμμής μεταφοράς. Η αντίσταση R_S (ή R_T) αποτελεί μια αντίσταση οπίσθιου τερματισμού (back termination) ώστε να απορροφά ανεπιθύμητες ανακλάσεις του σήματος από τη δίοδο laser λόγω μη-προσαρμογής (mismatch). Έτσι, αν η εμπέδηση της γραμμής μεταφοράς είναι στα 50Ω , η αντίσταση R_S μπορεί π.χ. να επιλεγεί στα 75 ή 100Ω , βελτιώνοντας τις συνθήκες προσαρμογής, ιδίως στις υψηλές συχνότητες, και μειώνοντας την κατασπατάληση ηλεκτρικής ενέργειας στην αντίσταση [168].



Σχήμα 4.5. Τελικό στάδιο οδηγού laser με (α) MOSFETs [227], (β) BJTs [168].

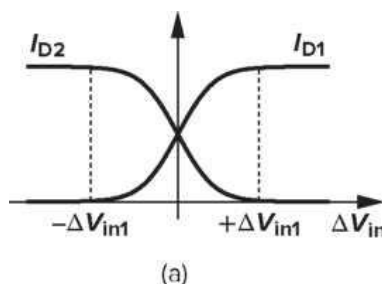
Ποιοτικά, η λειτουργία αυτού του κυκλώματος έχει να κάνει με την διαφορά δυναμικού που παρουσιάζεται μεταξύ των ακροδεκτών εισόδου ΔV_{in} δηλ. $\Delta V_{in} = V_{in1} - V_{in2}$ (Σχ. 4.6).



Σχήμα 4.6.α) Το συνολικό κύκλωμα του οδηγού laser, β) Η κατάσταση Off όπου το τρανζίστορ M_1 άγει και το M_2 δεν άγει γ) Η κατάσταση On όπου το τρανζίστορ M_2 άγει θέτοντας σε λειτουργία και τη δίοδο laser και το M_1 δεν άγει.

Εάν η V_{in1} είναι πολύ πιο αρνητική από την V_{in2} , το τρανζίστορ M_1 δεν άγει και το M_2 άγει με το ρεύμα κορεσμού του I_{D2} να είναι ίσο με $I_{D2} = I_{SS}$. Στην αντίθετη περίπτωση, όσο η V_{in1} γίνεται όλο και πιο θετική συγκριτικά με την V_{in2} , τότε

βαθμιαία το τρανζίστορ M_2 σταματάει να άγει και το M_1 παίρνει προς το μέρος του όλο το ρεύμα της πηγής I_{SS} δηλ. $I_{D1} = I_{SS}$. Αυτή η συμπεριφορά δεικνύεται στο Σχ. 4.7, όπου απεικονίζεται και η τιμή της χαρακτηριστικής τάσης $|\Delta V_{in1}|$ όπου γίνεται η αποκοπή του ενός από τα δυο τρανζίστορ για την περίπτωση ενός συμμετρικού διαφορικού ζεύγους [232].

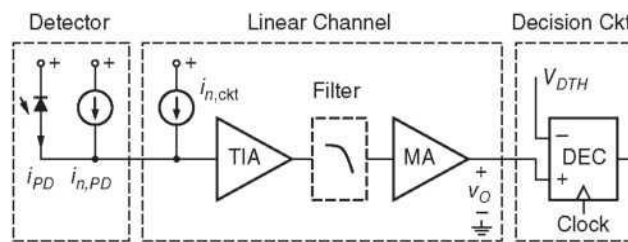


Σχήμα 4.7. Η μεταβολή του ρεύματος κορεσμού των τρανζίστορ M_1 και M_2 , σαν συνάρτηση της διαφοράς δυναμικού εισόδου ΔV_{in} , με την τιμή της χαρακτηριστικής τάσης $\Delta V_{in} = |\Delta V_{in1}|$ όπου γίνεται η εναλλάξ αποκοπή των δυο τρανζίστορ [232].

4.3 Ο Δέκτης

Μετά τη διάδοση του οπτικού σήματος μέσω του ατμοσφαιρικού καναλιού, η λαμβανόμενη οπτική ισχύς P_r (W) μετατρέπεται σε ηλεκτρικό ρεύμα (A) μέσω της φωτοδιόδου, το οποίο υποβάλλεται σε διαδοχικά στάδια ενίσχυσης πριν το τελικό στάδιο ανίχνευσης και επανάκτησης του εκπεμπόμενου σήματος. Το βασικό μοντέλο δέκτη αποτελείται από [164]: 1) το μοντέλο της φωτοδιόδου (PD) που αποτελεί το πρωταρχικό στάδιο λήψης του εκπεμπόμενου σήματος. Όπως απεικονίζεται στο Σχ. 4.8, η φωτοδίοδος μοντελοποιείται μαζί με μια πηγή ρεύματος που αντιστοιχεί στον θόρυβο που εισάγεται από την ημιαγώγιμη αυτή διάταξη. Η συγκεκριμένη πηγή μοντελοποιεί το θόρυβο βολής (shot noise) και το θερμικό θόρυβο 2) ένα γραμμικό κανάλι (linear channel) που αποτελείται από τον ενισχυτή διεμπέδησης (TIA), τον κύριο ενισχυτή (MA) και ένα προεραϊτικό χαμηλοπερατό φίλτρο. Το γραμμικό κανάλι έχει ως σκοπό να ενισχύσει το ασθενές ανιχνευμένο σήμα της φωτοδιόδου, σε επίπεδα διαχειρίσιμα για το κύκλωμα απόφασης, με όσο το δυνατόν μικρότερη εισαγωγή θορύβου. Η εισαγωγή θορύβου από το γραμμικό κανάλι μοντελοποιείται πάλι από μια πηγή ρεύματος, όπως φαίνεται στο Σχ. 4.8. Ο σχεδιασμός του TIA και του MA πρέπει να είναι όσο το δυνατόν βέλτιστος, ώστε να επιτυγχάνεται η μικρότερη εισαγωγή θορύβου από αυτά τα κυκλώματα. Όσον αφορά το

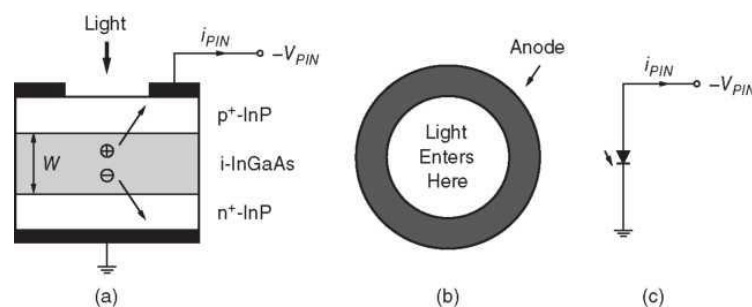
χαμηλοπερατό φίλτρο, χρησιμοποιείται για τον καλύτερο έλεγχο τους εύρους ζώνης και της απόκρισης συχνότητας. Συνήθως, ένα φίλτρο Bessel-Thompson χρησιμοποιείται με πολύ καλή απόκριση φάσης. Αυτή η μέθοδος εφαρμόζεται συνήθως για χαμηλότερες ταχύτητες, κάτω των 2.5 Gbps. Και 3) το κύκλωμα απόφασης (CDR) με μία καλά καθορισμένη τάση κατωφλίου (V_{DTH}) για την περίπτωση NRZ-OOK σήματος. Σκοπός αυτού του κυκλώματος είναι η υλοποίηση μιας βέλτιστης διαδικασίας για την επανάκτηση των εκπεμπόμενων πληροφοριακών δεδομένων.



Σχήμα 4.8. Βασικό μοντέλο δέκτη [164].

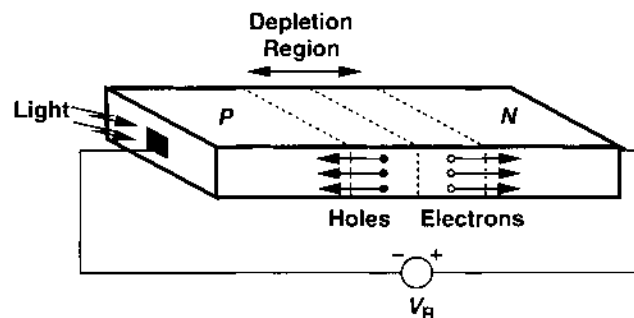
4.4 Η Φωτοδίοδος (PD)

Η φωτοδίοδος (PD) είναι μια ημιαγωγική διάταξη που μετατρέπει την προσπίπτουσα οπτική ακτινοβολία σε ρεύμα. Μια φωτοδίοδος που χρησιμοποιείται για εφαρμογές οπτικών επικοινωνιών είναι η p-i-n (PIN) που αποτελείται από τις περιοχές p-type και n-type γνωστές από την pn επαφή (pn junction) και στο ενδιάμεσό τους από ένα εσωτερικό ημιαγωγικό υπόστρωμα i (intrinsic layer) με χαμηλή νόθευση σε προσμίξεις και πλάτους W , η τιμή του οποίου καθορίζει την κβαντική απόδοση και την απόκριση συχνότητας (Σχ. 4.9).



Σχήμα 4.9. Κατακόρυφα φωτιζόμενη φωτοδίοδος p-i-n (α) Επιφάνεια εγκάρσιας διατομής με τα αντίστοιχα ημιαγωγικά στρώματα (β) Η διατομή της επιφάνειας που προσπίπτει η οπτική ακτινοβολία με την άνοδο (γ) Η συμβολική αναπαράσταση της φωτοδίοδου σε κύκλωμα [164].

Το πλάτος W αποτελεί την περιοχή απογύμνωσης (depletion region) (Σχ. 4.10). Εάν μια ανάστροφη πόλωση εφαρμοστεί στην φωτοδίοδο, τα ηλεκτρόνια και οι οπές που δημιουργούνται από την απορροφούμενη οπτική ακτινοβολία εντός του i -layer, κατευθύνονται προς αντίθετες πολικότητες δημιουργώντας έτσι ένα συνεχές ρεύμα (Σχ. 4.10).



Σχήμα 4.10. Η p-i-n φωτοδίοδος σε ανάστροφη πόλωση με την περιοχή απογύμνωσης και δημιουργία φωτο-επαγόμενου ρεύματος οπών και ηλεκτρονίων από απορρόφηση της οπτικής ακτινοβολίας [227].

Το φωτο-επαγόμενο ρεύμα, I_{ph} (ή I_{PIN}), από την φωτοδίοδο PD είναι ανάλογο με την προσπίπτουσα οπτική ισχύ P_r στην επιφάνεια της PD και δίνεται από την εξίσωση [164], [234]:

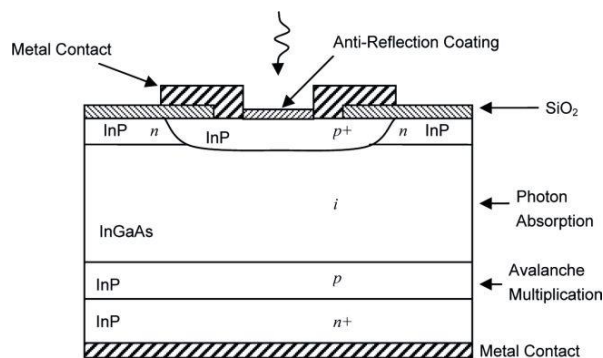
$$I_{ph} = \rho P_r \quad (4.1)$$

Με ρ να είναι η απόκριση (responsivity, A/W) της PD που δίνεται από την σχέση [164], [234]:

$$\rho = \eta \frac{\lambda q}{hc} \quad (4.2)$$

Με η να είναι η κβαντική απόδοση της PD, λ είναι το μήκος κύματος της οπτικής ακτινοβολίας (π.χ. $\lambda=1.55 \mu\text{m}$), q είναι το φορτίο ενός ηλεκτρονίου, h είναι η σταθερά του Planck και c η ταχύτητα του φωτός. Τυπικές τιμές της κβαντικής απόδοσης είναι στο 0.8-0.9.

Αρκετά μεγάλες εφαρμογές έχουν και οι φωτοδιόδοι φαινομένου χιονοστιβάδας (avalanche PD, APD). Η δομή τους φαίνεται στο Σχ. 4.11. Η βασική της διαφορά με την φωτοδίοδο p-i-n είναι η προσθήκη ενός υποστρώματος που συμβαίνει ο πολλαπλασιασμός χιονοστιβάδας (avalanche multiplication). Κατά αυτή τη διαδικασία ένα φωτόνιο μπορεί να δημιουργήσει εκατοντάδες ζεύγη ηλεκτρονίων-οπών με αποτέλεσμα ένα μεγάλο ρεύμα εξόδου.



Σχήμα 4.11. Φωτοδιόδος φαινομένου χιονοστιβάδας [235].

Το φωτοεπαγόμενο ρεύμα για την περίπτωση της APD δίνεται ως [164], [234]:

$$I_{ph} = M\rho P_r \quad (4.3)$$

Όπου M αντιστοιχεί στο κέρδος χιονοστιβάδας (avalanche gain).

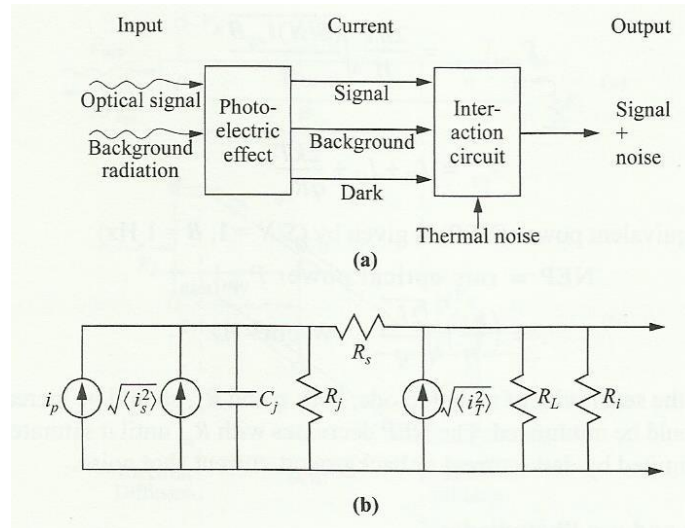
4.4.1 Πηγές Θορύβου στις Φωτοδιόδους

Το ισοδύναμο κύκλωμα της PD για συνδεσμολογία σε κύκλωμα δέκτη οπτικών επικοινωνιών και οι αντίστοιχες πηγές εισαγωγής θορύβου φαίνονται στο Σχ. 4.12. Όπως απεικονίζεται, στο ισοδύναμο κύκλωμα έχουμε τέσσερις αντιστάσεις τις R_j , R_s , R_L και R_i . Η R_j αντιστοιχεί στην αντίσταση επαφής ή παραδιακλάδωσης (junction ή shunt resistance), η R_s είναι η αντίσταση σειράς της πηγής, η R_i είναι η αντίσταση εισόδου του ενισχυτή που ακολουθεί και η R_L είναι η αντίσταση του εξωτερικού φορτίου (load resistance). Η χωρητικότητα C_j αντιστοιχεί στην χωρητικότητα της επαφής (junction capacitance) η τιμή της οποίας όπως θα δούμε έχει σημαντική επίπτωση στο σχεδιασμό του TIA. Η C_j εξαρτάται από το πλάτος του i-layer (W) με τιμές της, για εφαρμογές των GHz, να κυμαίνονται από 0.1 έως 0.5 pF [164], [227], [234].

Και οι τέσσερις αντιστάσεις συνεισφέρουν αντίστοιχα σε θερμικό θόρυβο με μια συνολική αντίσταση $1/R_{eq} = 1/R_j + 1/R_L + 1/R_i$ σε ohms (Ω). Ο θερμικός θόρυβος προκαλείται από θερμική ανάδευση των φορέων φορτίου (ηλεκτρόνια ή οπές) σε έναν αγωγό. Ο θερμικός θόρυβος μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν πηγή ρεύματος ή τάσης. Η ισχύς του θερμικού θορύβου, για την περίπτωση που μοντελοποιείται σαν πηγή ρεύματος, είναι ίση με [234], [236]:

$$\langle i_T^2 \rangle = \frac{4k_B T B}{R_{eq}} \quad (4.4)$$

Όπου k_B είναι η σταθερά του Boltzmann, T είναι η απόλυτη θερμοκρασία (absolute temperature) και B είναι το εύρος ζώνης.

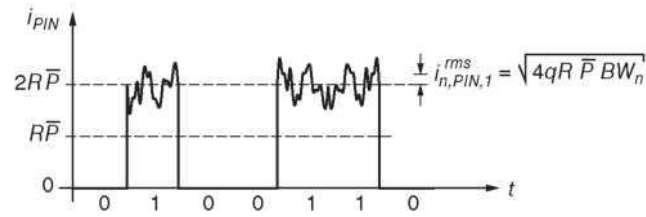


Σχήμα 4.12. Ανάλυση θορύβου στην φωτοδίοδο (α) Διεργασία φωτο-ανίχνευσης (β) Ισοδύναμο κύκλωμα [234].

Μια άλλη σημαντική πηγή θορύβου που σχετίζεται με την φωτοανίχνευση στην φωτοδίοδο αντιστοιχεί στον θόρυβο βολής. Ο θόρυβος βολής πάντα συνδέεται με την ροή ρεύματος. Δημιουργείται όταν φορτία διασχίζουν ένα δυναμικό φραγμό, όπως η pn επαφή. Στην φωτοδίοδο εκτός από την ισχύ σήματος που επάγει ένα αντίστοιχο φωτόρευμα I_{ph} , ρεύμα δημιουργείται από την ακτινοβολία περιβάλλοντος I_B (background radiation) και λόγω θερμικής γένεσης οπών-ηλεκτρονίων στην περιοχή απογύμνωσης γνωστό σαν ρεύμα σκότους I_D (dark current). Έτσι, ο συνολική τιμή του θορύβου βολής είναι ίση με [164], [234], [236]:

$$\langle i_{sh}^2 \rangle = 2q(I_{ph} + I_B + I_D)B \quad (4.5)$$

Στο Σχ. 4.13 δεικνύεται ένα NRZ-OOK ανιχνευμένο σήμα με την αντίστοιχη εισαγωγή θορύβου βολής σε μια φωτοδίοδο PIN.



Σχήμα 4.13. Επίδραση του θορύβου βολής σε ανίχνευση σήματος NRZ-OOK σε μια PIN PD [164].

Κατά τον ίδιο τρόπο, και η ισχύς θορύβου στις APD είναι μεγαλύτερος. Συγκεκριμένα ο θόρυβος βολής δίνεται από την σχέση [36], [164], [234]:

$$\langle i_{sh}^2 \rangle = 2q(I_{ph} + I_B + I_D)M^2 F(M)B \quad (4.6)$$

Όπου $F(M)$ είναι ο παράγοντας θορύβου (noise factor) της APD και δίνεται ως [234]:

$$F(M) \approx kM + \left(2 - \frac{1}{M}\right)(1-k) \quad (4.7)$$

Με k να είναι ο λόγος του συντελεστή ιονισμού (ionization-coefficient ratio). Ο θερμικός θόρυβος για την περίπτωση της APD παραμένει ο ίδιος όπως και για την PIN και δίνεται από την Εξ. (4.4).

Όσον αφορά την ακτινοβολία περιβάλλοντος μπορεί να έχει σημαντική επίπτωση στην επίδοση των OWC συστημάτων. Το φωτοεπαγόμενο ρεύμα I_B όπως φαίνεται στις Εξ. (4.5) και (4.6) δημιουργείται από την συνολική ισχύ $P_{bg,tot}$ της ακτινοβολίας περιβάλλοντος που προσπίπτει στην φωτοδίοδο. Θεωρούμε μια πηγή με φασματική ακτινοβολία N_λ ($W m^{-2} sr^{-1} \mu m^{-1}$) (spectral radiance) και έναν δέκτη με πεδίο ορατότητας Ω_r (field of view, FOV) σε *steradians* και επιφάνεια συλλογής ακτινοβολίας A_r . Επίσης, θεωρούμε μια στερεά γωνία Ω_s , που αντιστοιχεί στο μέρος της Ω_r που κείται έναντι από την πηγή περιβάλλοντος προς τον δέκτη. Αν θεωρήσουμε την διαπερατότητα της ατμόσφαιρας τ_a , την διαπερατότητα του φακού του δέκτη τ_o και τη χρήση ενός οπτικού ζωνοπερατού φίλτρου (optical bandpass filter, OBPF) με εύρος ζώνης $\Delta\lambda$, τότε η ισχύς από τη πηγή που προσπίπτει στη φωτοδίοδο είναι [237]:

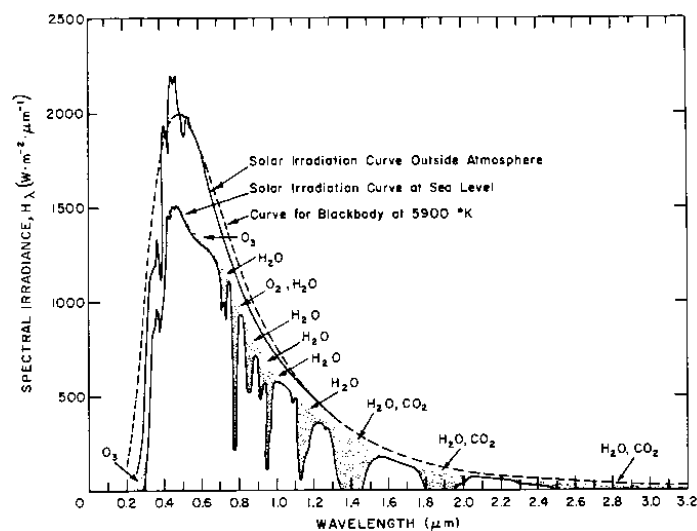
$$P_{bg,d} = N_\lambda \Omega_s A_r \tau_a \tau_o \Delta\lambda \quad (4.8)$$

Σε περίπτωση που η πηγή γεμίζει πλήρως το πεδίο ορατότητας (FOV) του δέκτη ισχύει $\Omega_s = \Omega_r = (\pi/4)\omega_r^2$, με ω_r να αντιστοιχεί στην γωνία του κωνικού σχήματος FOV του δέκτη. Μια από τις πηγές ακτινοβολίας περιβάλλοντος είναι η θερμική ακτινοβολία που εκπέμπουν όλα τα σώματα των οποίων η θερμοκρασία είναι μεγαλύτερη του απόλυτου μηδέν (0 K). Σε αυτή τη περίπτωση, η φασματική ακτινοβολία των αντικειμένων προσεγγίζεται από αυτή του μέλανος σώματος και δίνεται από τον νόμο του Planck [237]:

$$N_{\lambda,th} = \frac{2hc^2}{\lambda^5} [\exp(hc/\lambda k_B T) - 1]^{-1} \quad (4.9)$$

Συνήθως τα αντικείμενα στη Γη έχουν θερμοκρασίες από 200-300 K. Έτσι αντικαθιστώντας την Εξ. (4.9) στην (4.8), λαμβάνουμε την ισχύ λόγω θερμικής ακτινοβολίας $P_{bg,th}$.

Τη σημαντικότερη επίδραση έχει η ηλιακή ακτινοβολία (Sun radiation) και η διάχυτη ακτινοβολία από σκεδάσεις της ηλιακής ακτινοβολίας στην ατμόσφαιρα (sky noise). Η ισχύς που λαμβάνεται απευθείας από την ηλιακή ακτινοβολία καθορίζεται από την φασματική ακτινοβολία H_λ ($W m^{-2} \mu m^{-1}$) (spectral irradiance) όπου η τιμή της σε επιφάνεια εντός και εκτός ατμόσφαιρας απεικονίζεται στο Σχ. 4.14. Όσον αφορά τη διάχυτη ακτινοβολία που λαμβάνεται από την ατμόσφαιρα, δεδομένα μετρήσεων της N_λ φαίνονται στο Σχ. 4.15.

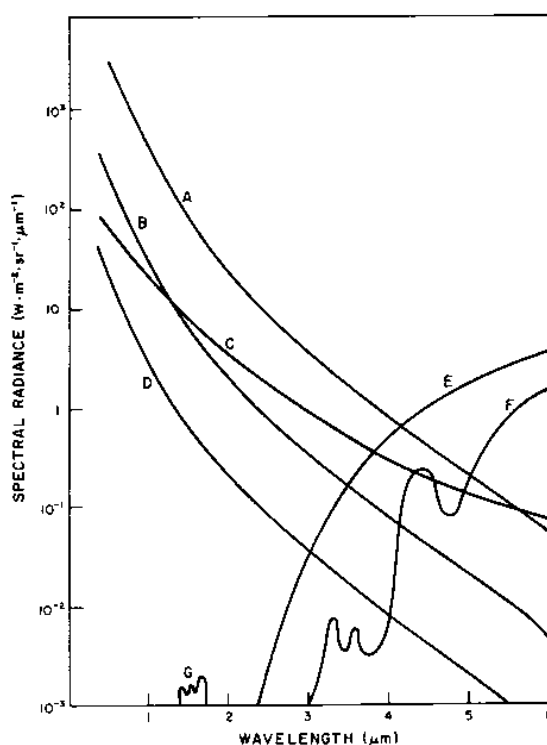


Σχήμα 4.14. Φασματική ακτινοβολία H_λ του Ήλιου εντός και εκτός ατμόσφαιρας στη ζενίθια θέση [237].

Οι περισσότερες πηγές στα οπτικά μήκη κύματος χαρακτηρίζονται ως Lambertian επιφάνειες και εκπέμπουν ισοτροπικά. Σε αυτή τη περίπτωση $H_\lambda = N_\lambda \pi$. Συνήθως τα περισσότερα δεδομένα δίνονται σε όρους της H_λ . Γνωρίζοντας τη φασματική ακτινοβολία H_λ για τον ήλιο, η λαμβανόμενη ισχύς από μια τέτοια πηγή είναι ίση με [237]:

$$P_{bg,s} = H_\lambda A_r \tau_a \tau_o \Delta\lambda \quad (4.10)$$

Εάν η πηγή περιέχεται εντός του FOV του δέκτη. Για την περίπτωση της ηλιακής ακτινοβολίας η τιμή της H_λ , για μια επιφάνεια εντός της γήινης ατμόσφαιρας και μήκος κύματος $\lambda=1.55 \mu\text{m}$, είναι ίση με $H_\lambda = 140 \text{ W m}^{-2} \mu\text{m}^{-1}$. Ωστόσο, αυτές οι τιμές συνήθως αφορούν μετρήσεις σε οριζόντια επιφάνεια σε συγκεκριμένα γεωγραφικά πλάτη [238].



Σχήμα 4.15. Δεδομένα φασματικής ακτινοβολίας N_λ της διάχυτης ακτινοβολίας που δέχεται ένας δέκτης από τον ουρανό: Καμπύλη A: σκεδαζόμενη ηλιακή ακτινοβολία, 94 km ορατότητα, $\theta=10^\circ$, $\Phi=60^\circ$. Καμπύλη B: σκεδαζόμενη ηλιακή ακτινοβολία, 94 km ορατότητα, $\theta=40^\circ$, $\Phi=60^\circ$. Καμπύλη C: Από νέφωση και ομίχλη εκπέμποντας 50%, $\theta=30^\circ$, $\Phi=50^\circ$. Καμπύλη D: σκεδαζόμενη ηλιακή ακτινοβολία, 94 km ορατότητα, $\theta=90^\circ$, $\Phi=60^\circ$. Καμπύλη E: ακτινοβολία μέλανος σώματος στους 283 K. Καμπύλη F: υδρατμούς και CO_2 . Καμπύλη G: φωτεινή αυγή. Όπου θ η γωνία από την οποία σκεδάζεται ακτινοβολία προς το FOV του δέκτη και Φ η ζενίθια γωνία του FOV [237].

Έτσι για τον υπολογισμό της συνιστώσας της άμεσης ακτινοβολίας που προσπίπτει κάθετα στο επίπεδο του δέκτη, για την περίπτωση που το FOV του δέκτη έρχεται σε απευθείας οπτική επαφή με τον Ήλιο, χρειάζονται η γωνία απόκλισης δ , η ζενίθια γωνία θ_z και η ωριαία γωνία ω του Ήλιου, μαζί με την αζιμούθια γωνία προσανατολισμού του FOV του δέκτη γ , τη γωνία κλίσης S του FOV του δέκτη ως προς το οριζόντιο επίπεδο, το γεωγραφικό πλάτος ϕ , και τη γωνία θ που σχηματίζεται μεταξύ άμεσης ακτινοβολίας και της κάθετης επιφάνειας ως προς τον δέκτη [238], [239].

Τέλος, συνεισφορά μπορεί να υπάρξει από ανακλαστική επιφάνεια. Η φασματική ακτινοβολία N_λ που ανακλάται από μια Lambertian επιφάνεια με συντελεστή ανάκλασης $\rho_{refl}(\lambda)$ είναι ίση με $N_\lambda = \rho_{refl} H_\lambda / \pi$ όπου H_λ είναι η συνολική φασματική ακτινοβολία που προσπίπτει στην επιφάνεια. Αν υποθέσουμε ότι έχουμε ανακλώμενη ηλιακή ακτινοβολία, δεδομένα για την H_λ του ήλιου μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Έτσι αντικαθιστώντας την N_λ για την πηγή ανάκλασης στην Εξ. (4.8) προκύπτει [237]:

$$P_{bg,refl} = \rho_{refl} \frac{H_\lambda \Omega_s A_r \tau_a \tau_o \Delta\lambda}{\pi} \quad (4.11)$$

Σαν κανόνας, ο συντελεστής ανάκλασης $\rho_{refl}(\lambda)$ αυξάνεται με αύξηση του μήκους κύματος από το ορατό στο υπέρυθρο. Κατά αυτό το τρόπο, η συνολική ισχύς από ακτινοβολία περιβάλλοντος που φτάνει στη φωτοδίοδο μπορεί να θεωρηθεί ως το άθροισμα τεσσάρων συνεισφορών δηλ. θερμική ακτινοβολία, ακτινοβολία από τον Ήλιο, σκεδαζόμενη ακτινοβολία από την ατμόσφαιρα και ακτινοβολία λόγω ανακλάσεων, $P_{bg,tot} = P_{bg,th} + P_{bg,Sun} + P_{bg,sky} + P_{bg,refl}$. Το επαγόμενο ρεύμα λόγω ακτινοβολίας περιβάλλοντος I_B για την περίπτωση μιας PIN φωτοδίοδου προκύπτει:

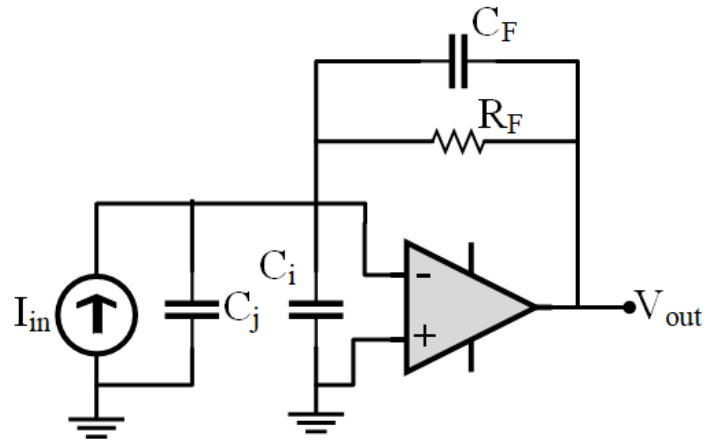
$$I_B = \rho (P_{bg,th} + P_{bg,Sun} + P_{bg,sky} + P_{bg,refl}) \quad (4.12)$$

Για την περίπτωση APD φωτοδίοδου, το ρεύμα I_B είναι ίσο με $I_B = M\rho P_{bg,tot}$.

4.5 Ο Ενισχυτής Διεμπέδησης (TIA)

Ο ενισχυτής διεμπέδησης (TIA) ακολουθεί μετά την φωτοδίοδο και έχει ως σκοπό την μετατροπή του ασθενούς φωτο-επαγόμενου ρεύματος σε διαφορά δυναμικού με ταυτόχρονη ενίσχυση [164], [168], [227], [236], [240]. Ο TIA υλοποιείται με ένα

κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή (T.E.) (operational amplifier, Opamp) σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία και με χρήση διακλάδωσης ανατροφοδότησης (ανάδρασης) (shunt-feedback), όπως φαίνεται στο Σχ. 4.16 [241].

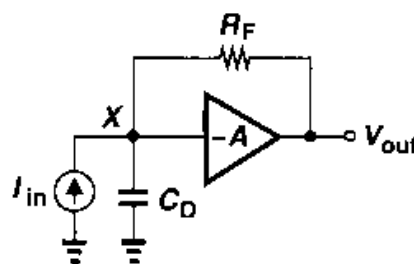


Σχήμα 4.16. Ενισχυτής διεμπέδησης με ανατροφοδότηση.

Το κέρδος του TIA καθορίζεται από την διεμπέδηση, Z_T , και μετριέται σε Ω ή dB Ω . Στην περίπτωση που λειτουργεί με ένα μικρό AC σήμα η συχνοτικά εξαρτώμενη διεμπέδηση ορίζεται ως ο λόγος της τάσης εξόδου V_{out} προς το ρεύμα εισόδου I_{in} [164], [168], [227]:

$$Z_T(s) = \frac{V_{out}}{I_{in}} \quad (4.13)$$

Όπου $s = j\omega$. Όσο μεγαλύτερη η τιμή της διεμπέδησης τόσο υψηλότερο είναι το σήμα εξόδου για ένα δοθέν σήμα εισόδου. Η διεμπέδηση μπορεί να γραφεί και ως $Z_T(s) = |Z_T| \exp(j\Phi)$ με το μέτρο της διεμπέδησης $|Z_T(s)|$ να καθορίζει το εύρος ζώνης και την $\Phi(f)$ να καθορίζει την μετατόπιση φάσης (phase shift) μεταξύ σήματος εισόδου και εξόδου.



Σχήμα 4.17. TIA με διακλάδωση ανατροφοδότησης μόνο με αντίσταση R_f [227].

Έτσι, για έναν ενισχυτή ΤΙΑ όπως απεικονίζεται στο Σχ. 4.17, με ένα κλάδο ανατροφοδότησης με αντίσταση R_F , η διεμπέδηση προκύπτει [164], [168]:

$$Z_T(s) = -R_T \frac{1}{1 + s/\omega_p} \quad (4.14)$$

Όπου $R_T = R_F \frac{A}{A+1}$, $\omega_p = \frac{A+1}{R_F C_D}$ και έναν πόλο στην τιμή $s = -\omega_p$. Η παράμετρος A αντιστοιχεί στο κέρδος ανοιχτού βρόχου (open-loop gain) του Τ.Ε. Το $-3dB$ εύρος ζώνης του ΤΙΑ προκύπτει ίσο [164], [168]:

$$BW_{-3dB} = \frac{\omega_p}{2\pi} = \frac{A+1}{2\pi R_F C_D} \quad (4.15)$$

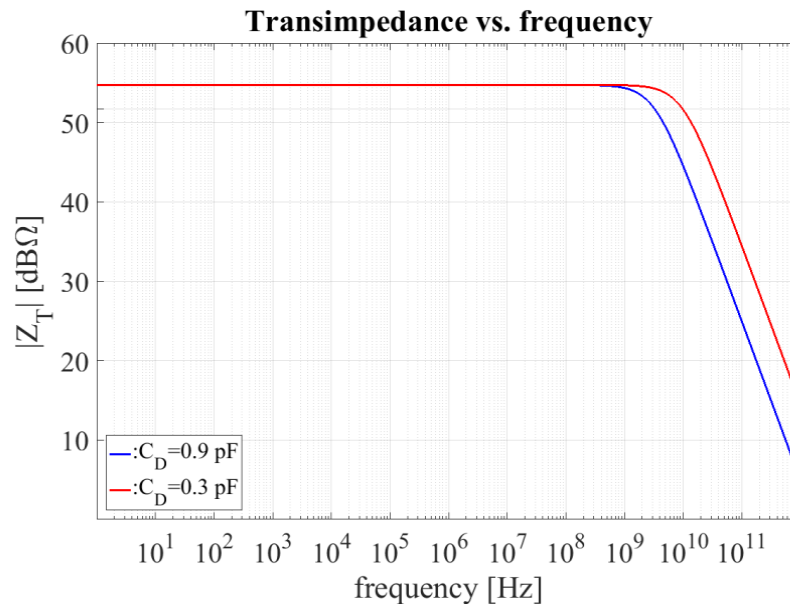
Η χωρητικότητα C_D όπως φαίνεται στο Σχ. 4.17, αντιστοιχεί στην συνολική χωρητικότητα εισόδου και περιλαμβάνει την χωρητικότητα επαφής C_j της PD και την χωρητικότητα εισόδου του ΤΙΑ, C_i , οι οποίες είναι σε παράλληλη συνδεσμολογία και προκύπτει ότι $C_D = C_j + C_i$. Για την περίπτωση σημάτων NRZ-OOK το BW_{-3dB} επιλέγεται ίσο με $BW_{-3dB} \approx \frac{2}{3} R_b$ όπως αναφέρεται παρακάτω (βλέπε Εν. 4.8), με R_b να είναι ο ρυθμός μετάδοσης πληροφοριακών δεδομένων (bit rate).

Εκτός από την ενίσχυση του σήματος από τον ΤΙΑ, πραγματοποιείται και μια αναπόφευκτη εισαγωγή θορύβου. Η μέση τετραγωνική τιμή του θορύβου από τον ΤΙΑ με μοντελοποίηση σαν πηγή ρεύματος, $\langle i_{n,TIA}^2 \rangle$, δίνεται από τη σχέση [164], [168]:

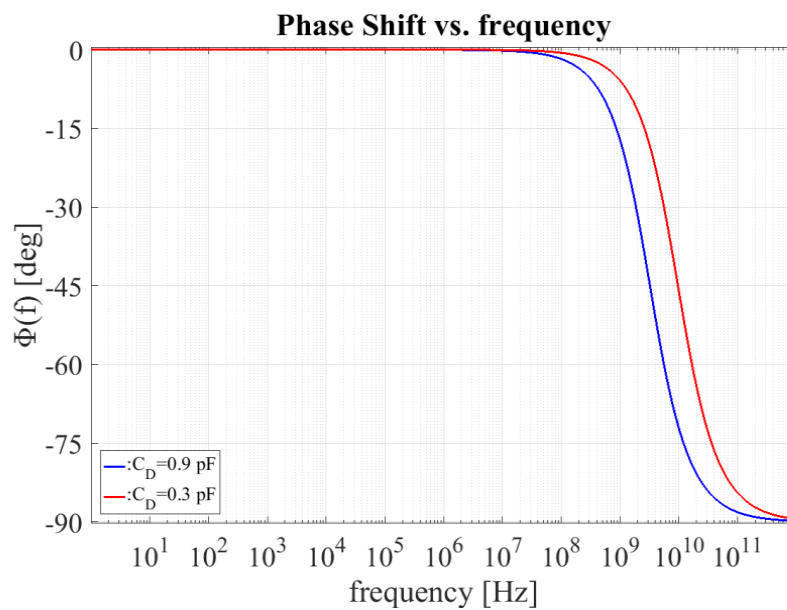
$$\langle i_{n,TIA}^2 \rangle = \alpha_0 I_2 R_b + \alpha_2 I_3 R_b^3 \quad (4.16)$$

Με τον όρο α_0 να αντιστοιχεί σε όρο λευκού θορύβου και να εξαρτάται από τον θερμικό θόρυβο της R_F και από την υλοποίηση του Τ.Ε. με MOSFETs ή BJTs και τον όρο α_2 που εξαρτάται αποκλειστικά από την κυκλωματική δομή του Τ.Ε. Σε υψίρρυθμες εφαρμογές ο εισαγόμενος θόρυβος από τον Τ.Ε. υπερσχύει του θορύβου της αντίστασης ανατροφοδότησης. Οι όροι I_2 και I_3 αντιστοιχούν σε ολοκληρώματα Personick και εξαρτώνται από τη συνάρτηση μεταφοράς (transfer function), $H(s)$, του γραμμικού καναλιού. Ελαχιστοποίηση των επιπέδων θορύβου επιτυγχάνεται όταν $C_j = C_i$. Αξίζει να σημειωθεί ότι στην πράξη ο συνολικός θόρυβος του γραμμικού

καναλιού καθορίζεται ως επί το πλείστον από τον εισαγόμενο θόρυβο του ΤΙΑ [164], [168].



Σχήμα 4.18. Η διεισμέδηση του ΤΙΑ σαν συνάρτηση της συχνότητας για τιμές της $C_D=0.3, 0.9$ pF.



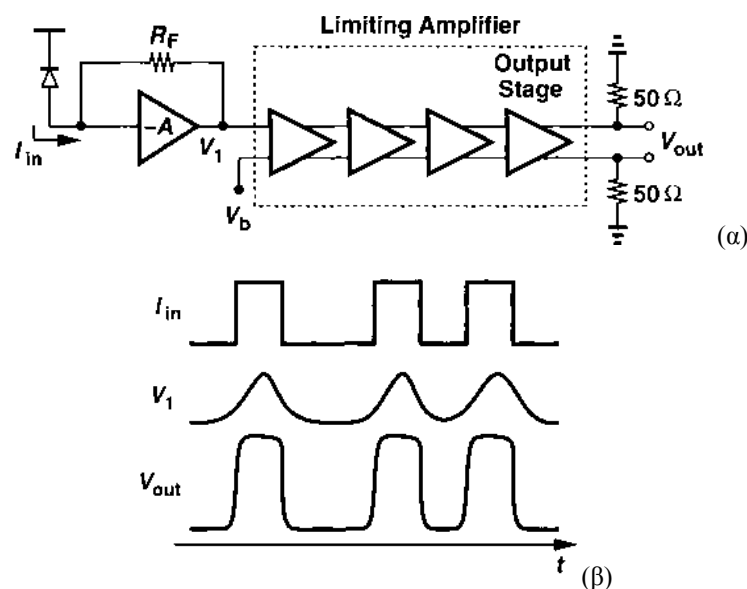
Σχήμα 4.19. Η μετατόπιση φάσης του ΤΙΑ σαν συνάρτηση της συχνότητας για τιμές της $C_D=0.3, 0.9$ pF.

Στη συνέχεια, στα Σχ. 4.18 και 4.19 παρουσιάζονται τα διαγράμματα Bode [241], [242], για έναν ΤΙΑ με τιμές παραμέτρων που επιλέγονται ίσες με $R_F=600$ Ω, $A=10$ και $C_D=0.3$ ή 0.9 pF. Το BW_{-3dB} για την περίπτωση όπου $C_D=0.3$ pF προκύπτει ίσο με 9.73 GHz που σημαίνει ότι για μετάδοση NRZ-OOK σήματος, ο ΤΙΑ είναι

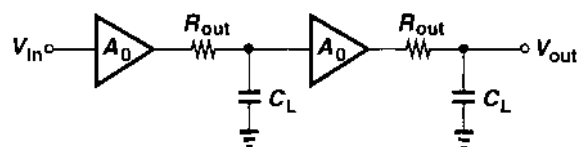
κατάλληλος για ρυθμούς μετάδοσης στα $R_b = 14.6\text{Gbps}$, ενώ για την περίπτωση όπου $C_D = 0.9\text{ pF}$ προκύπτει ίσο με 3.24 GHz και αντίστοιχα $R_b = 4.86\text{ Gbps}$.

4.6 Ο Κύριος Ενισχυτής (MA)

Ο κύριος ενισχυτής (MA) έχει ως σκοπό την ενίσχυση του σήματος εξόδου του TIA [168], [227]. Οι τάσεις εξόδου του TIA κυμαίνονται σε μερικά δέκατα των mV ενώ οι κατάλληλες τάσεις εισόδου για το κύκλωμα απόφασης είναι της τάξης των 500 mV. Έτσι ο MA αποτελείται από αλληλοδιαδοχικά στάδια ενίσχυσης όπως φαίνεται στο Σχ. 4.20.



Σχήμα 4.20. α) Ο κύριος ενισχυτής στο κύκλωμα του δέκτη μετά τον TIA, β) Το ρεύμα εισόδου I_{in} από την PD, η τάση εξόδου V_1 του TIA και η τάση εξόδου V_{out} του MA [227].



Σχήμα 4.21. Αλληλουχία ενισχυτών μικρού σήματος [227].

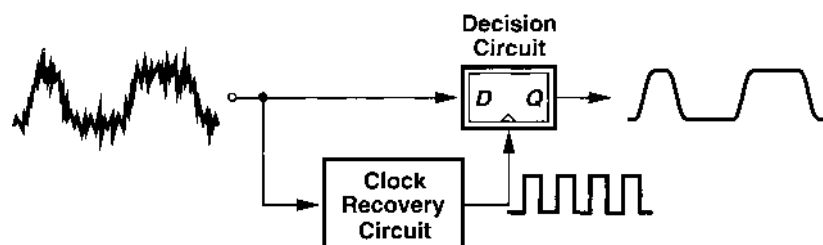
Όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα, το εύρος ζώνης του TIA για ΟΟΚ σήματα επιλέγεται ίσο με $2/3R_b$. Για την περίπτωση του MA το εύρος ζώνης επιλέγεται συνήθως ίσο με R_b . Έτσι για τον MA του Σχ. 4.21, με δυο αλληλοδιαδοχικά στάδια ενίσχυσης, η συνάρτηση μεταφοράς προκύπτει [227]:

$$H(s) = \left(\frac{A_0}{1 + s/\omega_0} \right)^2 \quad (4.17)$$

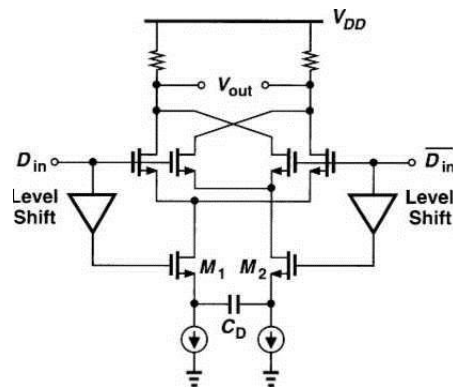
Με $\omega_{-3dB} = \omega_0 \sqrt{\sqrt{2} - 1}$ και $\omega_0 = (R_{out} C_L)^{-1}$ να είναι το $-3dB$ εύρος ζώνης κάθε σταδίου. Για την περίπτωση N αλληλοδιαδοχικών ταυτοτικών σταδίων το ω_{-3dB} προκύπτει ίσο με $\omega_{-3dB} = \omega_0 \sqrt{\sqrt{N} - 1}$ και για $N \geq 2$ μπορεί να προσεγγιστεί ως $\omega_{-3dB} \approx \omega_0 \frac{0.9}{\sqrt{N}}$. Έτσι θέτοντας το συνολικό εύρος ζώνης του MA ίσο με R_b δηλ. $\omega_{-3dB} = 2\pi \times R_b$ και χρησιμοποιώντας έναν MA με $N=4$ όμοια στάδια προκύπτει ότι $\omega_0 \approx 2.3 \times 2\pi \times R_b$ δηλ. κάθε στάδιο ενίσχυσης του MA πρέπει να έχει ένα εύρος ζώνης $BW_{-3dB} \approx 2.3R_b$.

4.7 Το Κύκλωμα Απόφασης (CDR)

Το κύκλωμα απόφασης (CDR) έχει ως σκοπό την βέλτιστη δειγματοληψία της κυματομορφής των δυαδικών δεδομένων με ύπαρξη θορύβου. Βασική λειτουργία του είναι η δημιουργία ενός ρολογιού (clock, CK) από το ληφθέν σήμα, έτσι ώστε να έχει συχνότητα f_{CK} ίση με το ρυθμό μετάδοσης R_b . Η δημιουργία ενός τέτοιου ρολογιού σε αυτή τη συχνότητα μπορεί να υλοποιηθεί μέσω ενός διαφοριστή (differentiator) με εφαρμογή της κυματομορφής των δεδομένων στο πεδίο του χρόνου. Αυτή η διαδικασία σε συνδυασμό με πραγματοποίηση ανόρθωσης (rectification) ονομάζεται ανίχνευση άκρης (edge detection). Στη συνέχεια ένα D flip-flop (DFF) πραγματοποιεί τη δειγματοληψία οδηγούμενο από το ρολόι (Σχ. 4.22). Υλοποίηση ενός κυκλώματος ανίχνευσης άκρης απεικονίζεται στο Σχ. 4.23.

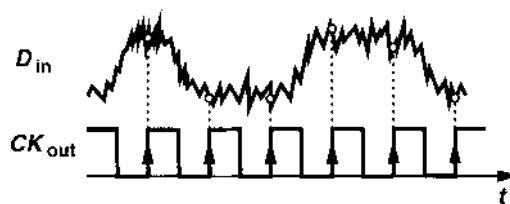


Σχήμα 4.22. Ο ρόλος του CDR στον επανασυγχρονισμό των δεδομένων [227].

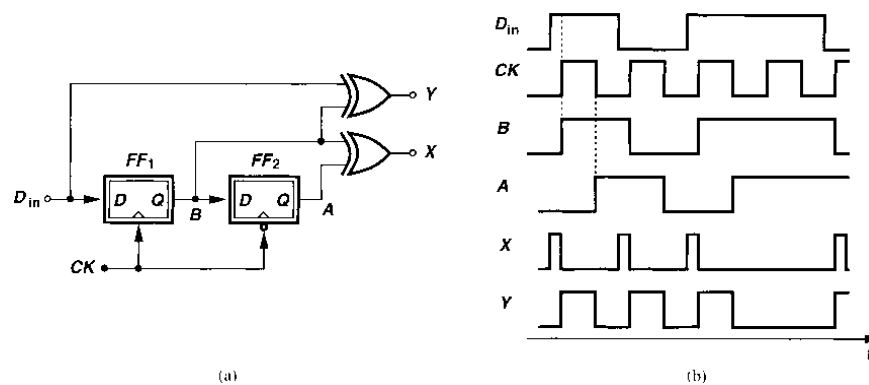


Σχήμα 4.23. Κύκλωμα Ανιχνευτή Άκρης [227].

Βέλτιστη δειγματοληψία των δεδομένων πραγματοποιείται στις μέγιστες τιμές τους (Σχ. 4.24). Κάτι τέτοιο μπορεί να πραγματοποιηθεί μετρώντας τη διαφορά φάσης μεταξύ των δεδομένων και του ρολογιού και οδηγώντας το ρολόι προς την επιθυμητή τιμή. Αυτή η διαδικασία ονομάζεται ανίχνευση φάσης (phase detection). Ένας Hogge ανιχνευτής φάσης απεικονίζεται στο Σχ. 4.25, με χρήση flip-flops (FF) και πύλες αποκλειστικού OR (XOR).



Σχήμα 4.24. Βέλτιστη δειγματοληψία δεδομένων [227].

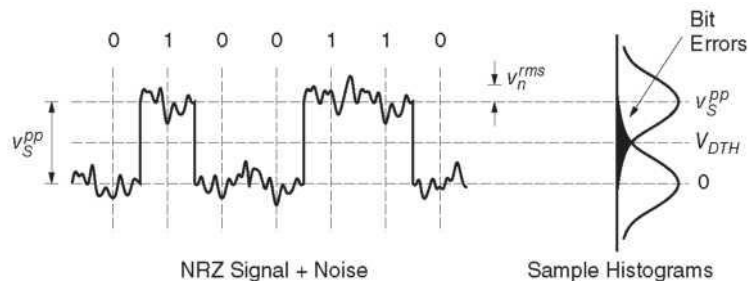


Σχήμα 4.25. α) Hogge ανιχνευτής φάσης και β) Οι κυματομορφές του [227].

4.8 Εύρος Ζώνης και Διασυμβολική Παρεμβολή

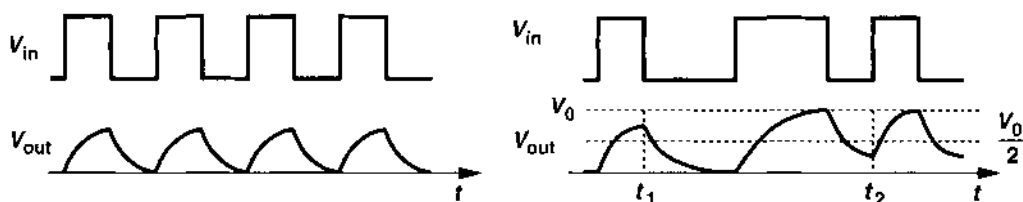
Σύμφωνα με όσα αναφέρθηκαν στις προηγούμενες ενότητες, το εύρος ζώνης του δέκτη παίζει πολύ σημαντικό ρόλο για την επίτευξη της καλύτερης δυνατής απόδοσης. Ένα μεγάλο εύρος ζώνης για τον δέκτη μπορεί να οδηγήσει σε εισαγωγή

μεγάλου θορύβου στο σήμα. Ένα ανιχνευμένο σήμα NRZ-OOK στην είσοδο του κυκλώματος απόφασης και μετά από όλα τα στάδια ενίσχυσης, φαίνεται στο Σχ. 4.23 με την τάση κατωφλίου (V_{DTH}) να φαίνεται αντίστοιχα μεταξύ των δύο ακραίων τιμών τάσης για τα λογικά 1 και 0.



Σχήμα 4.23. Σήμα NRZ-OOK στην είσοδο του κυκλώματος απόφασης με επίπεδο τάσης κατωφλίου V_{DTH} [164].

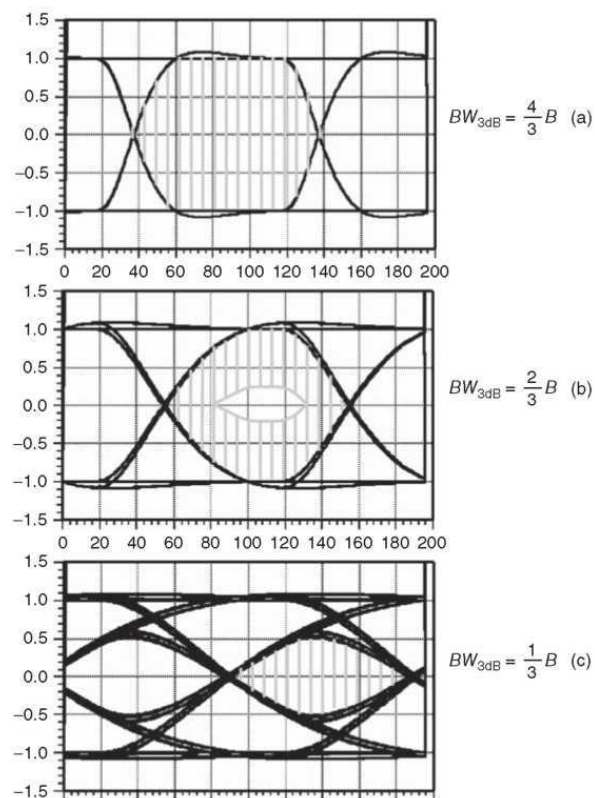
Από την άλλη μεριά, ένας δέκτης με περιορισμένο εύρος ζώνης μπορεί να οδηγήσει σε σημαντική αλλοίωση του ανιχνευμένου σήματος όπως φαίνεται στο Σχ. 4.24. Συγκεκριμένα, όπως δεικνύεται για τις χρονικές στιγμές t_1 και t_2 τα επίπεδα τάσης είναι αρκετά κοντά στο επίπεδο της τάσης κατωφλίου και άρα αρκετά ευάλωτα σε επιπρόσθετο θόρυβο με αποτέλεσμα να οδηγήσουν σε πιθανή λανθασμένη ανίχνευση δυαδικού ψηφίου. Επίσης οι κυματομορφές διασχίζουν το επίπεδο κατωφλίου σε διαφορετικά χρονικά διαστήματα για μεταβάσεις από λογικά 1 και 0 και αντίστροφα. Το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό ως διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference, ISI).



Σχήμα 4.24. Είσοδος και έξοδος σήματος NRZ-OOK μετά από διέλευση από δέκτη με περιορισμένο εύρος ζώνης [227].

Η επίπτωση του εύρους ζώνης ενός δέκτη στην ανίχνευση OOK σήματος φαίνεται στο Σχ. 4.25. Στα διαγράμματα ματιού (eye diagrams) απεικονίζονται τρεις περιπτώσεις για δέκτες με διαφορετικά εύροι ζώνης. Στο Σχ. 4.25(α) ο δέκτης έχει συνολικό εύρος ζώνης ίσο με $4/3R_b$. Είναι φανερό ότι δεν υπάρχει κανένα άνοιγμα

στο κέντρο του ματιού, ενδεικτικό του μεγάλου θορύβου που εισέρχεται στο σύστημα. Στο Σχ. 4.25(β) δεικνύεται η περίπτωση για ένα δέκτη συνολικού εύρους ζώνης $2/3R_b$, όπου τα διαδοχικά επίπεδα τάσης μεταξύ 0 και 1 είναι ευδιάκριτα και συγχρόνως παρατηρείται και άνοιγμα στο κέντρο του ματιού. Το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής γίνεται φανερό στο Σχ. 4.25(γ) για ένα δέκτη με εύρος ζώνης ίσο με $1/3R_b$. Γενικά, για ένα δέκτη που αποτελείται από διαδοχικά τμήματα όπως αυτόν που έχει αναφερθεί με την PD, τον ΤΙΑ, τον ΜΑ και το κύκλωμα απόφασης το συνολικό εύρος ζώνης, BW_{tot} , προσεγγίζεται μέσω της σχέσης $1/BW_{tot}^2 \approx 1/BW_1^2 + 1/BW_2^2 \dots$. Έτσι, για την περίπτωση μετάδοσης σήματος NRZ-OOK με βέλτιστο εύρος ζώνης για τον δέκτη ίσο με $BW_{-3dB} = 2/3R_b$, πρέπει κάθε μεμονωμένο τμήμα του δέκτη να έχει εύρος ζώνης μεγαλύτερο από $2/3R_b$ [164], [168].



Σχήμα 4.25. Διαγράμματα ματιού για ανίχνευση OOK σήματος για δέκτη α) με $BW_{-3dB} = 4/3R_b$, β) με $BW_{-3dB} = 2/3R_b$, γ) με $BW_{-3dB} = 1/3R_b$ [164].

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΕ FSO ΖΕΥΞΕΙΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΔΙΑΦΟΡΙΚΗΣ ΛΗΨΗΣ ΣΤΟ ΔΕΚΤΗ ΥΠΟ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΗΣ ΤΥΡΒΩΔΟΥΣ ΡΟΗΣ ΜΕ ΣΦΑΛΜΑΤΑ ΣΚΟΠΕΥΣΗΣ

Στο κεφάλαιο αυτό μελετώνται οι επιδόσεις FSO συστημάτων με χρήση διαφορικής λήψης και συγκεκριμένα με πολλαπλές κεραιές λήψης οι οποίες λειτουργούν με διάφορες τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης (modulation format) κατάλληλες για ασύρματη οπτική μετάδοση. Οι υπό μελέτη FSO ζεύξεις με διαφορική λήψη στο δέκτη επηρεάζονται από διαλείψεις που επάγονται από το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης. Δεδομένου ότι η χρήση διαφορικής λήψης αποτελεί μια πολύ αποδοτική τεχνική για την αντιμετώπιση των διαλείψεων, η αξιολόγηση των επιδόσεων τους γίνεται μέσω της εκτίμησης του μέσου ρυθμού μετάδοσης εσφαλμένων bits (average BER) σε συνθήκες που εκτείνονται από ασθενή έως και ισχυρή ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή με ταυτόχρονη επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης.

5.1 Σχήματα Διαμόρφωσης (Modulation Formats)

Στις ψηφιακές επικοινωνίες τα bits πληροφορίας αντιστοιχίζονται σε αναλογικές κυματομορφές για την μετάδοση τους μέσω του τηλεπικοινωνιακού διαύλου. Η επιλογή αυτών των κυματομορφών, δηλαδή της τεχνικής διαμόρφωσης, γίνεται μέσω διαφόρων κριτηρίων όπως είναι η αποδοτικότητα ισχύος (power efficiency) και η φασματική αποδοτικότητα. Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι πιο διαδεδομένες τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται στις ασύρματες οπτικές επικοινωνίες λόγω των παραπάνω κριτηρίων αλλά και του απλού σχεδιασμού που παρέχουν για τον πομπό και το δέκτη ως προς την υλοποίησή τους.

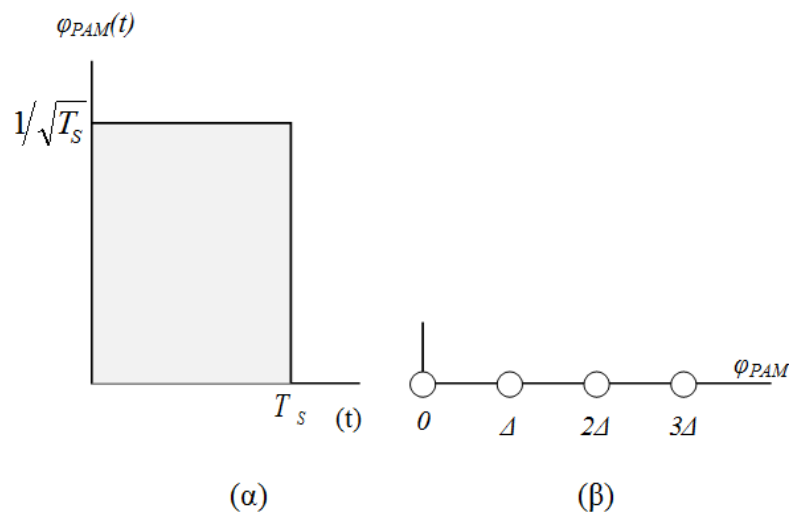
5.1.1 Διαμόρφωση Πλάτους Παλμού (PAM)

Η πρώτη τεχνική διαμόρφωσης που παρουσιάζεται είναι η διαμόρφωση πλάτους παλμού (PAM), όπου η ψηφιακή πληροφορία αντιστοιχίζεται στα επίπεδα του

πλάτους κάθε παλμού. Λαμβάνοντας υπόψη ότι η ανίχνευση του σήματος εξαρτάται από την σωστή εκτίμηση μόνο του πλάτους παλμού, η PAM αποτελεί μια μονοδιάστατη διαμόρφωση. Με L να είναι ο αριθμός των κυματομορφών-συμβόλων του L -αδικού PAM, K bits πληροφορίας αντιστοιχίζονται σε κάθε σύμβολο με τους αριθμούς L και K να ικανοποιούν την ισότητα $L = 2^K$. Η συνάρτηση βάσης του PAM είναι ο ορθογώνιος παλμός [89]:

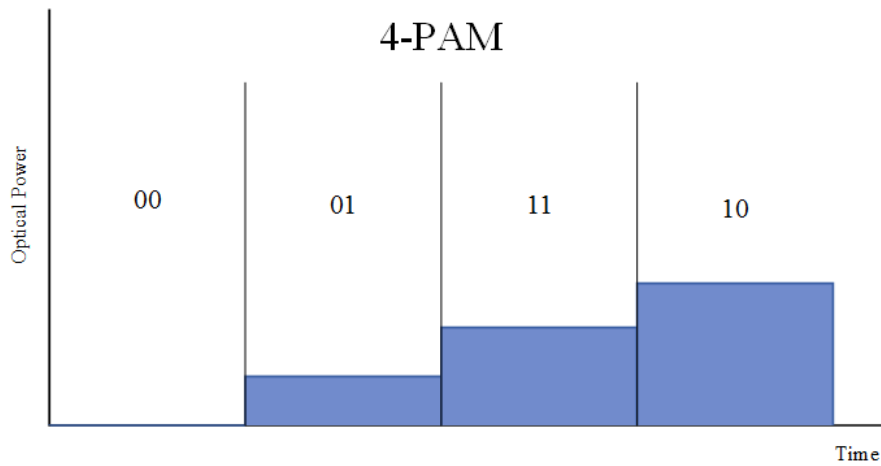
$$\begin{aligned} \phi_{PAM}(t) &= \frac{1}{\sqrt{T_S}} \text{rect}\left(\frac{t}{T_S}\right) \\ \text{rect}(t) &= \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_S \\ 0, & \text{αλλιου} \end{cases} \end{aligned} \quad (5.1)$$

Η συνάρτηση βάσης $\phi_{PAM}(t)$ και ο αστερισμός (constellation) του 4-PAM φαίνονται στο Σχ. 5.1.



Σχήμα 5.1. α) Συνάρτηση βάσης του PAM β) Ο αστερισμός του 4-PAM.

Η παράμετρος Δ είναι ίση με $\Delta = \sqrt{P_0 T_S} / (L-1)$ και τα αντίστοιχα εκπεμπόμενα σύμβολα είναι της μορφής $s_i(t) = \Delta(i-1)\phi_{PAM}(t)$, $i=1,2,3,4$. Η P_0 αντιστοιχεί στην μέση λαμβανόμενη ισχύ για κάθε σύμβολο του L -PAM και T_S αντιστοιχεί στην χρονική διάρκεια ενός συμβόλου και συνδέεται με την χρονική διάρκεια ενός bit, T_b , μέσω της $T_S = T_b \log_2 L$. Οι εκπεμπόμενες κυματομορφές του 4-PAM με κώδικα Gray απεικονίζονται στο Σχ. 5.2. Αξίζει να σημειωθεί ότι ικανοποιείται ο περιορισμός ώστε οι τιμές πλάτους να μην λαμβάνουν αρνητικές τιμές ώστε να έχουν εφαρμογή σε κανάλια οπτικών επικοινωνιών.



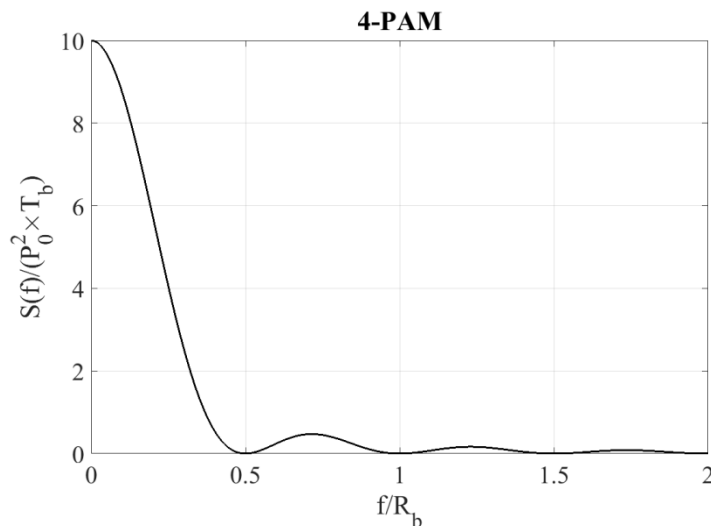
Σχήμα 5.2. Κυματομορφές-σύμβολα του 4-PAM.

Η φασματική πυκνότητα ισχύος (PSD) του L -PAM δίνεται από την [89]:

$$S_{L-PAM}(f) = P_0^2 \delta(f) + P_0^2 T_s \frac{L+1}{3(L-1)} \text{sinc}^2(\pi f T_s) \quad (5.2)$$

Όπου $\delta(\cdot)$ αντιστοιχεί στη συνάρτηση δέλτα του Dirac. Η PSD του 4-PAM παρουσιάζεται στο Σχ. 5.3. Η φασματική απόδοση του L -PAM είναι ίση με [89]:

$$\frac{R_b}{BW} = \log_2(L) \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \quad (5.3)$$



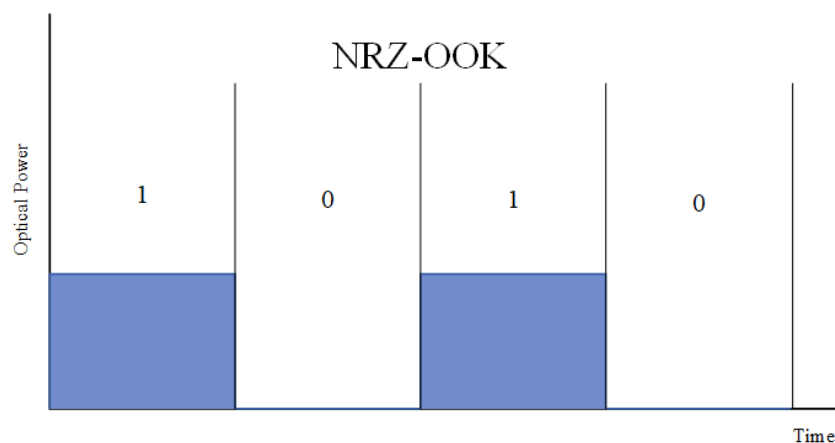
Σχήμα 5.3. Η PSD του 4-PAM.

Η διαμόρφωση L -PAM είναι φανερό ότι παρουσιάζει το σημαντικό πλεονέκτημα της υψηλής φασματικής απόδοσης, ιδιαιτέρως όταν η τάξη διαμόρφωσης L αυξάνεται. Αυτό σημαίνει ότι υψηλότεροι ρυθμοί μετάδοσης μπορούν να υλοποιηθούν με αυτή τη τεχνική διαμόρφωσης. Ωστόσο, όπως θα παρουσιαστεί και στη συνέχεια,

απαιτεί υψηλότερους σηματοθορυβικούς για να επιτευχθεί μια τιμή κατωφλίου για την πιθανότητα σφάλματος bit δηλ. η απόδοση ισχύος αυτής της τεχνικής διαμόρφωσης μειώνεται όσο αυξάνεται η τάξη L διαμόρφωσης.

5.1.2 On-Off Κωδικοποίηση (OOK)

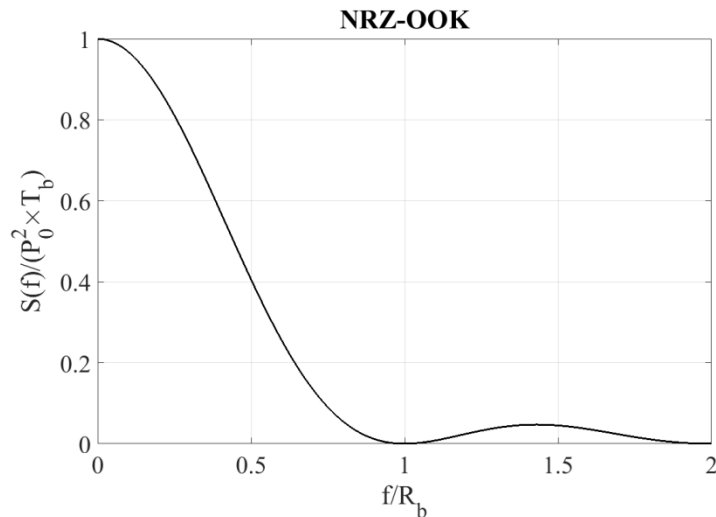
Ευρύτατη εφαρμογή στις οπτικές επικοινωνίες παρουσιάζει η διαμόρφωση on-off keying (OOK) και συγκεκριμένα αυτή που χρησιμοποιεί όλη τη διάρκεια του bit και ονομάζεται NRZ. Η OOK διαμόρφωση είναι ένα δυαδικό PAM (2-PAM) με τις εκπεμπόμενες κυματομορφές του να απεικονίζονται στο Σχ. 5.4.



Σχήμα 5.4. Κυματομορφές-σύμβολα του NRZ-OOK.

Η φασματική πυκνότητα ισχύος (PSD) και η φασματική απόδοση του NRZ-OOK είναι ίση με του L -PAM αν θέσουμε, στην Εξ. (5.2) και στην Εξ. (5.3), $L=2$ και $T_s = T_b$. Η PSD του NRZ-OOK παρουσιάζεται στο Σχ. 5.5.

Όπως μπορεί να φανεί από τα Σχ. 5.3 και Σχ. 5.5, η διαμόρφωση NRZ-OOK απαιτεί το διπλάσιο εύρος ζώνης συγκριτικά με την διαμόρφωση 4-PAM, για τους ίδιους ρυθμούς μετάδοσης. Από την άλλη μεριά όμως έχει μια ικανοποιητική αποδοτικότητα ισχύος, υψηλότερη από αυτή του 4-PAM, όπως θα παρουσιαστεί στη συνέχεια με την εφαρμογή της στο ασύρματο οπτικό κανάλι. Όπως έχει επισημανθεί στην εισαγωγή, αυτή τη στιγμή τα περισσότερα εμπορικά συστήματα FSO κάνουν χρήση διαμόρφωσης NRZ-OOK με ρυθμούς μετάδοσης περίπου στα 1.5 Gbps.



Σχήμα 5.5. Η PSD του NRZ-OOK.

5.1.3 Διαμόρφωση Θέσης Παλμού (PPM)

Μεγάλη εφαρμογή στις ασύρματες οπτικές επικοινωνίες έχει και η διαμόρφωση θέσης παλμού (PPM). Με τη διαμόρφωση PPM μεταβάλλεται η θέση του εκπεμπόμενου παλμού στη διάρκεια της περιόδου ενός συμβόλου T_S . Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τα εκπεμπόμενα σύμβολα του L -PPM να διαφέρουν ως προς δύο ή και περισσότερα χαρακτηριστικά. Έτσι το PPM αντιστοιχεί σε διαμόρφωση πολλών διαστάσεων. Συναρτήσεις βάσης για το L -PPM μπορούν να έχουν τη μορφή [89]:

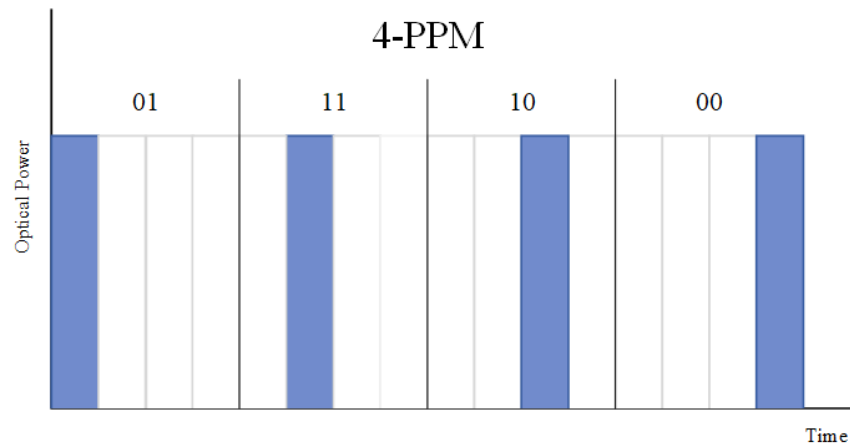
$$\phi_{i,PPM}(t) = \sqrt{\frac{L}{T_S}} \text{rect}\left(\frac{t - (T_S/L)(i-1)}{(T_S/L)}\right) \quad (5.4)$$

Με τα αντίστοιχα εκπεμπόμενα σύμβολα του L -PPM να έχουν τη μορφή [89]:

$$s_i(t) = \sqrt{P_0 T_S} \phi_{i,PPM}(t), \quad i = 1, \dots, L \quad (5.5)$$

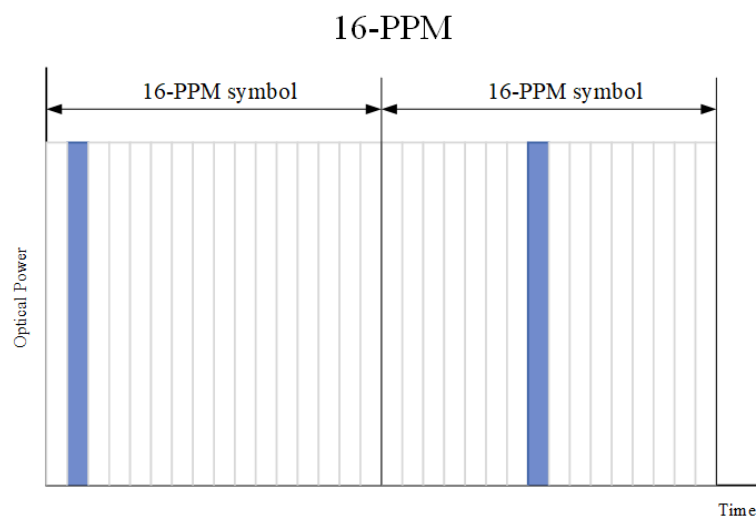
Όπου η χρονικά μέση εκπεμπόμενη ισχύς κάθε συμβόλου είναι P_0 και η μέγιστη οπτική ισχύς κάθε συμβόλου είναι ίση με LP_0 στην αντίστοιχη χρονική θυρίδα ύπαρξης οπτικού παλμού. Η PSD του L -PPM δίνεται από την [89]:

$$S_{L-PPM}(f) = P_0^2 \delta(f) + P_0^2 T_S \sin^2\left(\frac{\pi f T_S}{L}\right) \left[1 - \frac{1}{L^2} \left(L + 2 \sum_{i=1}^{L-1} (L-i) \cos\left(\frac{2\pi f T_S}{L} i\right) \right) \right] \quad (5.6)$$



Σχήμα 5.6. Κυματομορφές-σύμβολα του 4-PPM.

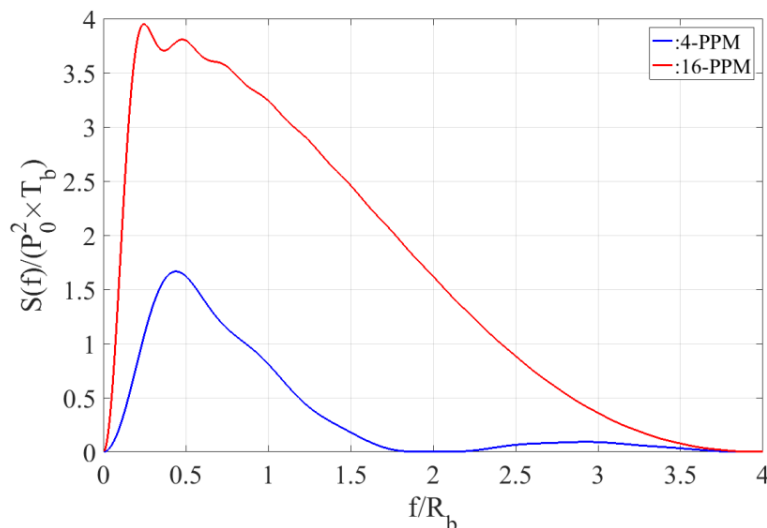
Εκπεμπόμενες κυματομορφές-σύμβολα του 4-PPM και του 16-PPM φαίνονται στα Σχ. 5.6 και 5.7, αντίστοιχα. Η PSD του 4-PPM και του 16-PPM παρουσιάζεται στο Σχ. 5.8.



Σχήμα 5.7. Κυματομορφές-σύμβολα του 16-PPM.

Η φασματική απόδοση του L -PPM δίνεται ως [89]:

$$\frac{R_b}{BW} = \frac{1}{L} \log_2(L) \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \quad (5.7)$$



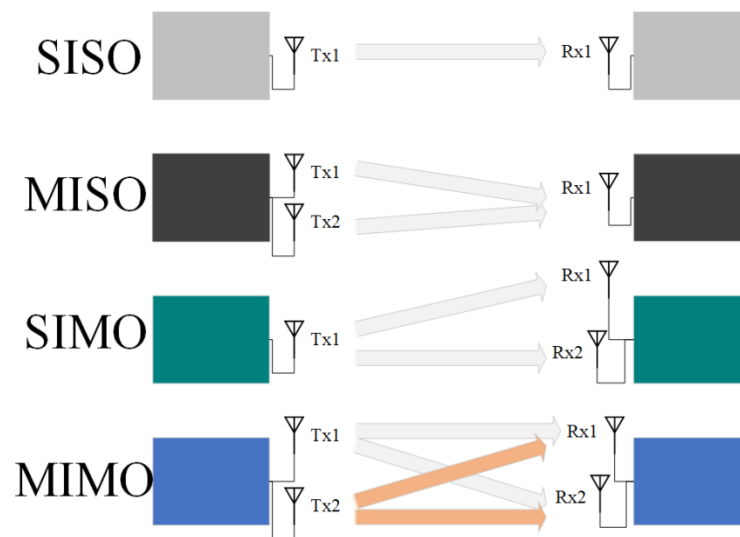
Σχήμα 5.8. Η PSD του 4-PPM και του 16-PPM.

Η διαμόρφωση L -PPM παρουσιάζει το βασικό πλεονεκτικό χαρακτηριστικό της υψηλής αποδοτικότητας ισχύος. Με αρκετά χαμηλούς σηματοθορυβικούς μπορεί να επιτευχθεί μια απαιτούμενη τιμή κατωφλίου για την πιθανότητα σφάλματος bit. Σε περίπτωση όπου μια ασύρματη οπτική ζεύξη θα κληθεί να λειτουργήσει σε συνθήκες χαμηλής ορατότητας (βλέπε Κεφ. 2) όπως ομιχλώδες περιβάλλον, αυτή η διαμόρφωση είναι η ενδεδειγμένη για την αξιόπιστη μεταφορά των δεδομένων. Επίσης, για ζεύξεις ή συσκευές στις οποίες η μειωμένη κατανάλωση ισχύος είναι πρωτίστης σημασίας, αυτή η διαμόρφωση αποτελεί ιδανική επιλογή. Παρόλα αυτά, η φασματική της αποδοτικότητα μειώνεται αρκετά με την αύξηση της τάξης διαμόρφωσης L , κάτι που σημαίνει ότι μεγαλύτερης τάξεως PPM συστήματα έχουν υψηλές απαιτήσεις φάσματος.

5.2 Διαφορική Λήψη (Spatial Diversity)

Τα ασύρματα οπτικά συστήματα είναι αρκετά ευάλωτα στις ατμοσφαιρικές συνθήκες που επικρατούν αλλά και στα επαγόμενα σφάλματα σκόπευσης. Έτσι για την αντιμετώπιση αυτών των φαινομένων έχουν προταθεί και μελετώνται οι τεχνικές διαφορικής λήψης (spatial diversity), όπως ακριβώς χρησιμοποιούνται στα RF τηλεπικοινωνιακά συστήματα για αύξηση της χωρητικότητας και τη βελτίωση της μετρικής του μέσου ρυθμού σφάλματος [117], [118], [120], [121], [243]–[246]. Η διαφορική λήψη μπορεί να πραγματοποιηθεί στο χώρο και συγκεκριμένα στον δέκτη [247] με χρήση ενός εκπομπού και πολλαπλών δεκτών (single-input multiple-output,

SIMO), στον εκπομπό [248] με χρήση πολλαπλών εκπομπών και ενός δέκτη (multiple-input single-output, MISO) και τέλος πολλαπλών εκπομπών με πολλαπλούς δέκτες (multiple-input multiple-output, MIMO) (Σχ. 5.9).



Σχήμα 5.9. Συστήματα κεραιών SISO, MISO, SIMO, MIMO.

Όλα τα παραπάνω συστήματα κεραιών έχουν μελετηθεί και στην περιοχή των FSO και συγκεκριμένα SIMO FSO [118], [120], [121], [244], [249], MISO FSO [120], [126], [250], [251] και MIMO FSO [125], [127], [252]–[254]. Επίσης, διαφορεική λήψη στα FSO συστήματα έχει μελετηθεί και ως προς το μήκος κύματος, με έναν σύνθετο εκπομπό που αποστέλλει την ίδια πληροφορία σε διαφορετικά μήκη κύματος που λαμβάνονται από δέκτες που ανιχνεύουν ο καθένας ξεχωριστά μήκη κύματος [113], [115], [116]. Τέλος, διαφορεική λήψη μελετάται και ως προς τον χρόνο όπου το ίδιο σήμα πληροφορίας εκπέμπεται σε διαδοχικές χρονικές θυρίδες από τον εκπομπό στο δέκτη [111], [112], [114], [255].

Όσον αφορά τη διαφορεική λήψη στο δέκτη, για την περίπτωση των FSO συστημάτων ταυτοτικά πληροφοριακά σήματα με διαφορετικά χαρακτηριστικά μετάδοσης ανιχνεύονται από M φωτοανιχνευτές και οδηγούνται στον συνδυαστή (combiner) ώστε το σήμα εξόδου $r(t)$ να είναι ένα μοναδικό βελτιωμένο σήμα (Σχ. 5.10). Διάφορες τεχνικές συνδυασμού των σημάτων από τους M -κλάδους διαφορεικής λήψης (diversity branches) υπάρχουν. Οι πιο διαδεδομένες είναι [94], [247], [256]–[258]:

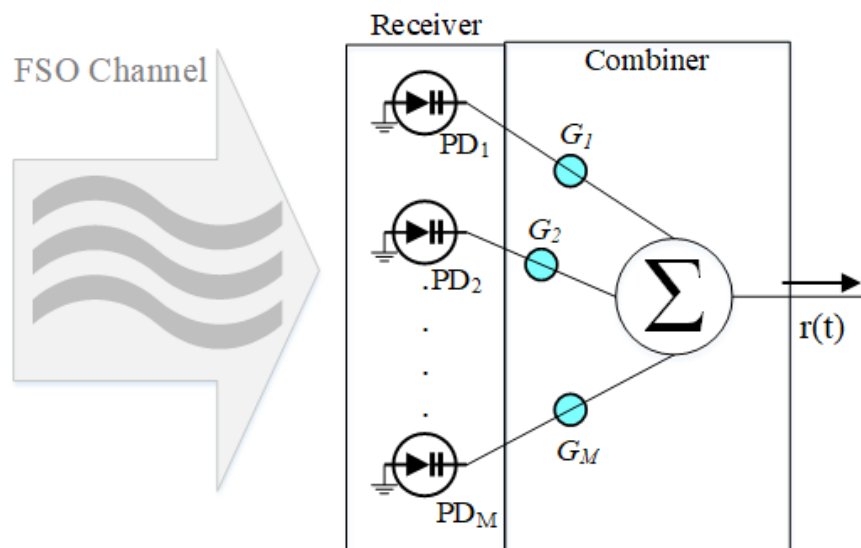
α) Με χρήση συνδυαστή μέγιστης αναλογίας (MRC) όπου τα σήματα πριν τον αθροιστή πολλαπλασιάζονται με ένα συντελεστή βάρους G_m που εξαρτάται από την

τιμή του σηματοθορυβικού λόγου στον εκάστοτε m_{th} κλάδο διαφορικής λήψης. Στη συνέχεια διατάσσονται συμφασικά και αθροίζονται σύμφωνα.

β) Με χρήση συνδυαστή ίσων βαρών (equal gain combiner, EGC) όπου ο $G_m=1$ για όλους τους κλάδους διαφορικής λήψης. Η άθροιση των σημάτων γίνεται με σύμφωνο τρόπο.

γ) Του συνδυαστή επιλογής (selection combiner, SC) όπου η έξοδος $r(t)$ είναι ένα μοναδικό σήμα επιλεγμένο από τον κλάδο με τον μεγαλύτερο σηματοθορυβικό λόγο.

Βέλτιστη απόδοση επιτυγχάνεται με τον MRC συνδυαστή οδηγώντας όμως σε πιο πολύπλοκα συστήματα ως προς την υλοποίησή τους. Για το λόγο ότι με τον MRC επιτυγχάνεται βέλτιστη απόδοση, χρησιμοποιείται ισοδύναμα και η έννοια του βέλτιστου συνδυαστή (optimal combiner, OC).



Σχήμα 5.10. Διαφορική λήψη στον δέκτη για ασύρματη οπτική ζεύξη με M δέκτες.

5.3 BER Απόδοση FSO Ζεύξεων με Διαφορική Λήψη στον Δέκτη

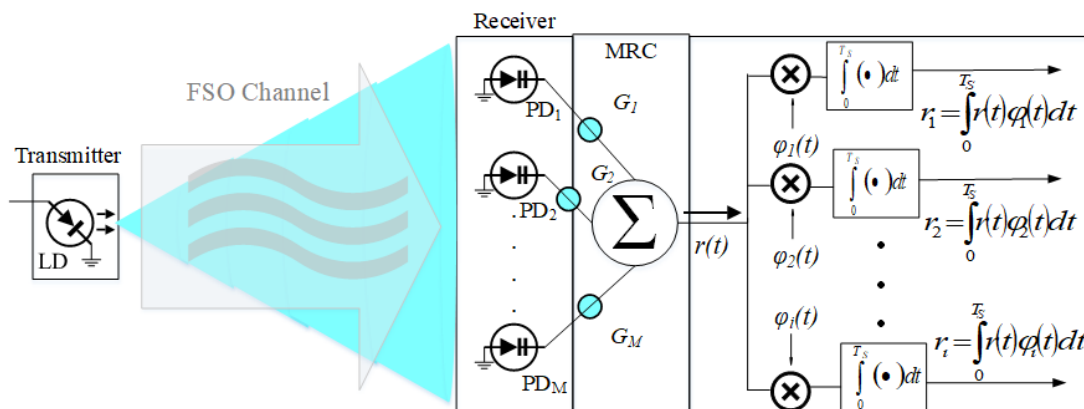
Επηρεαζόμενες από Ατμοσφαιρική Τυρβώδη Ροή και Σφάλματα Σκόπευσης

Στην ενότητα αυτή μελετάται η απόδοση μιας FSO ζεύξης μέσω της εκτίμησης του μέσου ρυθμού μετάδοσης εσφαλμένων δυαδικών ψηφίων (average BER). Η συγκεκριμένη ζεύξη κάνει χρήση διαφορικής λήψης στον δέκτη και τα χρησιμοποιούμενα σχήματα διαμόρφωσης για τα σήματα πληροφορίας είναι η OOK, η PPM και η PAM διαμόρφωση. Η ατμοσφαιρική τύρβη μοντελοποιείται είτε μέσω της κατανομής Gamma-Gamma (GG) για μέτριες έως ισχυρές διακυμάνσεις, είτε μέσω της εκθετικής (NE) κατανομής για κορεσμένες συνθήκες διακυμάνσεων. Μαζί με την ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή, λαμβάνεται στους υπολογισμούς και η επίδραση

των σφαλμάτων σκόπευσης. Η αξιολόγηση της απόδοσης της FSO ζεύξης, με διαφορετική λήψη στο δέκτη, πραγματοποιείται μέσω της εκτίμησης του μέσου BER για κάθε τεχνική διαμόρφωσης, συμπεριλαμβανομένων των προαναφερθέντων φαινομένων υποβάθμισης. Έτσι, εξάγονται σε κλειστή μορφή κατάλληλες μαθηματικές εκφράσεις για την εκτίμηση της μετρικής του μέσου BER υπό την επίδραση της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης.

5.3.1 Το Μοντέλο του Διαύλου (The Channel Model)

Η FSO ζεύξη με διαφορετική λήψη στο δέκτη μπορεί να πραγματοποιηθεί όταν ο πομπός στέλνει ταυτόχρονα το ίδιο σήμα σε ένα σύνολο M δεκτών που βρίσκονται σε διαφορετικά σημεία, δηλαδή διαμόρφωση μονής εισόδου πολλαπλών εξόδων (SIMO) όπως δεικνύεται στο Σχ. 5.11 [118]–[121], [259]–[261]. Το κανάλι θεωρείται χωρίς μνήμη (memoryless), στάσιμο και εργοδικό με ανεξάρτητες και ταυτοτικά κατανομημένες (independent & identically distributed, i.i.d.) τυχαίες μεταβλητές έντασης με στατιστική ταχέων διαλείψεων δηλ. οι συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής θεωρούνται να μεταβάλλονται πιο γρήγορα από τη χρονική διάρκεια bit.



Σχήμα 5.11. SIMO FSO σύστημα με M δέκτες.

Τεχνική IM/DD εφαρμόζεται με ύπαρξη τέλει συγχρονισμού μεταξύ πομπού και δέκτη και η πληροφορία συνθηκών του διαύλου (channel state information, CSI) είναι διαθέσιμη τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη. Θεωρείται κανάλι προσθετικού λευκού Gaussian θορύβου (AWGN), και το μοντέλο του διαύλου ως προς το λαμβανόμενο σήμα είναι [120], [121], [244]:

$$y_m = s_m x + n = \eta_m x I_m + n \quad (5.8)$$

Όπου η παράμετρος y_m αντιστοιχεί στην έξοδο του m -th δέκτη, με $m= 1, 2, \dots, M$, $s_m = \eta_m I_m$ αναπαριστά το στιγμιαίο κέρδος έντασης, η_m είναι η απόκριση της PD του κάθε δέκτη, I_m είναι η στιγμιαία κανονικοποιημένη τιμή έντασης στην m -th εισδοχή του συστήματος διαφορικής λήψης, x είναι το εκπεμπόμενο σύμβολο και n αντιστοιχεί στον AWGN με μέση τιμή μηδέν και διακύμανση ίση με $\sigma_n^2 = N_0/2$.

Η συνολική κανονικοποιημένη ένταση, I_m , στην είσοδο καθενός από τους M δέκτες, δίνεται από το ακόλουθο γινόμενο [70], [73], [262], [263]:

$$I_m = I_{l,m} I_{t,m} I_{p,m} \quad (5.9)$$

Όπου $I_{l,m}$ είναι ένας ντετερμινιστικός παράγοντας που αντιστοιχεί στις απώλειες ισχύος λόγω διάδοσης του οπτικού σήματος διαμέσου του ατμοσφαιρικού καναλιού. Για λόγους μαθηματικής ευκολίας ο συγκεκριμένος όρος τίθεται ίσος με τη μονάδα [78]. Ωστόσο θα χρησιμοποιηθεί κανονικά στους τελικούς υπολογισμούς για την αξιολόγηση του μέσου ηλεκτρικού σηματοθορυβικού λόγου ανά κλάδο διαφορικής λήψης $(E_b/N_0)_m$. Οι άλλοι δύο όροι του γινομένου στην Εξ. (5.9) δηλ. οι $I_{t,m}$ και $I_{p,m}$, αντιστοιχούν στις τυχαίες μεταβλητές της κανονικοποιημένης έντασης λόγω διαλείψεων ατμοσφαιρικής τύρβης και στου φαινομένου των σφαλμάτων σκόπευσης, αντίστοιχα [78], [79], [264].

Το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής μοντελοποιείται μέσω της GG κατανομής με την PDF της να είναι ίση με την Εξ. (2.65), ενώ οι παράμετροι a_m και b_m , σχετίζονται με τις παραμέτρους της ζεύξης και για σφαιρική διάδοση του οπτικού κύματος δίνονται από την Εξ. (2.68), όπου η παράμετρος $d_m = 0.5 D_m \sqrt{k L_{S,m}^{-1}}$, με $k=2\pi/\lambda$ να είναι ο οπτικός κυματαριθμός και λ το μήκος κύματος λειτουργίας της ζεύξης. D_m είναι η διάμετρος του οπτικού φακού κάθε δέκτη και $L_{S,m}$ είναι η απόσταση μεταξύ πομπού και του m -th δέκτη της διαφορικής λήψης. Η παράμετρος δ_m^2 είναι η Rytov διακύμανση και είναι ίση με $\delta_m^2 = 0.5 C_n^2 k^{7/6} L_{S,m}^{11/6}$ για σφαιρική διάδοση σε οριζόντια διαδρομή, [51], [55], [124]. Η διακύμανση Rytov, όπως περιγράφεται στο Κεφ. 2, είναι μια παράμετρος που μετρά το πόσο ισχυρό είναι το φαινόμενο του σπινθηρισμού της οπτικής έντασης και η παράμετρος C_n^2 αντιπροσωπεύει την παράμετρο δομής του δείκτη διάθλασης (βλέπε Εν. 2.3). Αντιστοίχως, η PDF της κατανομής NE, σαν συνάρτηση της κανονικοποιημένης

έντασης ακτινοβολίας στον m -th δέκτη διαφορικής λήψης, δίδεται από την Εξ. (2.71), που μοντελοποιεί κορεσμένες συνθήκες διακυμάνσεων της οπτικής έντασης και παρέχει σημαντικό πλεονέκτημα για τους μαθηματικούς χειρισμούς λόγω της πολύ απλής της έκφρασης.

5.3.2 Σφάλματα Σκόπευσης και Τυρβώδης Ροή

Όπως γίνεται περιγραφή στην Εν. 2.5, τα σφάλματα σκόπευσης μπορούν να προκαλέσουν επιπρόσθετες διακυμάνσεις στην λαμβανόμενη ένταση σε κάθε δέκτη. Η PDF των σφαλμάτων σκόπευσης ως προς την κανονικοποιημένη ένταση $I_{p,m}$ δίνεται από την [70], [261], [265]:

$$f_{I_{p,m}}(I_{p,m}) = \frac{\xi_m^2}{A_{0,m}^{\xi_m^2}} I_{p,m}^{\xi_m^2 - 1} \quad \text{with} \quad 0 \leq I_{p,m} \leq A_{0,m} \quad (5.10)$$

Όπου η παράμετρος ξ_m αντιστοιχεί στον λόγο μεταξύ της ισοδύναμης ακτίνας της δέσμης στον δέκτη $W_{z,eq}$, και της τυπικής απόκλισης της ακτινικής μετατόπισης της οπτικής δέσμης, $\sigma_{S,m}$, και είναι ίση με $\xi_m = W_{z,eq} / 2\sigma_{S,m}$. Η παράμετρος $W_{z,eq}$ υπολογίζεται από την $W_{z,eq}^2 = \sqrt{\pi} \operatorname{erf}(v_m) W_z^2 / 2v_m \exp(-v_m^2)$, με $A_{0,m} = [\operatorname{erf}(v_m)]^2$ και $v_m = \sqrt{\pi} D_m / 2\sqrt{2} W_z$, με την $\operatorname{erf}(\cdot)$ να αντιστοιχεί στη συνάρτηση σφάλματος (error function) ενώ η παράμετρος W_z αναπαριστά την ακτίνα της δέσμης στο επίπεδο του δέκτη [70], [76], [78]. Η ακτίνα της δέσμης W_z όπως έχει αναφερθεί εξαρτάται από την ακτίνα της δέσμης στον εκπομπό W_0 , την παράμετρο δομής του δ.δ. C_n^2 , το μήκος κύματος λειτουργίας λ και το μήκος της ζεύξης $L_{S,m}$ (βλέπε Εν. 2.3 και 2.5).

Η PDF της τυχαίας μεταβλητής της ολικής κανονικοποιημένης έντασης που είναι ίση με το γινόμενο της τυχαίας μεταβλητής λόγω του φαινομένου της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και της τυχαίας μεταβλητής λόγω σφαλμάτων σκόπευσης δηλ. $I_m = I_{t,m} I_{p,m}$ προκύπτει βάσει της Εξ. (3.21) ως [J.2]:

$$f_{comb.GG,I_m}(I_m) = \frac{a_m b_m \xi_m^2}{A_{0,m} \Gamma(a_m) \Gamma(b_m)} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{a_m b_m I_m}{A_{0,m}} \left| \begin{matrix} \xi_m^2 \\ \xi_m^2 - 1, a_m - 1, b_m - 1 \end{matrix} \right. \right) \quad (5.11)$$

Όπου $G_{p,q}^{m,n}[\cdot]$ αντιστοιχεί στην Meijer G συνάρτηση (Παράρτημα Α), η οποία είναι διαχειρίσιμη με τα περισσότερα λογισμικά μαθηματικών υπολογισμών. Επίσης, η συγκεκριμένη συνάρτηση μπορεί να μετασχηματισθεί στις γνωστές υπεργεωμετρικές

συναρτήσεις. Κατά τον ίδιο τρόπο, η PDF της ολικής κανονικοποιημένης έντασης που περιλαμβάνει την NE κατανομή και τα σφάλματα σκόπευσης προκύπτει [J.2]:

$$f_{comb,NE,I_m}(I_m) = \frac{\xi_m^2}{A_{0,m}} G_{1,2}^{2,0} \left(\frac{I_m}{A_{0,m}} \left| \begin{matrix} \xi_m^2 \\ \xi_m^2 - 1, 0 \end{matrix} \right. \right) \quad (5.12)$$

5.3.3 Ο Μέσος BER του FSO Συστήματος με Διαφορική Λήψη στο Δέκτη

Για την εκτίμηση του μέσου ρυθμού σφάλματος bit (average BER) για την υπό θεώρηση FSO ζεύξη, θα χρησιμοποιήσουμε τις πιθανότητες σφάλματος bit για κάθε σχήμα διαμόρφωσης. Έτσι, λαμβάνοντας υπόψη τον στιγμιαίο ηλεκτρικό σηματοθορυβικό λόγο (signal-to-noise ratio, SNR) ανά bit στο δέκτη, που εκτιμάται ως $\gamma_m = (\eta_m I_m)^2 / N_o$, [121], η BEP για την περίπτωση του OOK είναι ίση με [120], [121]:

$$P_{m,OOK}(I_m) = Q \left(\sqrt{\frac{(\eta_m I_m)^2}{2N_o}} \right) \quad (5.13)$$

Η πιθανότητα σφάλματος bit (BEP) του L -PPM δίνεται ως [89]:

$$P_{m,L-PPM}(I_m) \cong \frac{L}{2} Q \left(\sqrt{\frac{L(\eta_m I_m)^2 \log_2(L)}{4N_o}} \right) \quad (5.14)$$

Και η BEP του L -PAM είναι ίση με (Εξ. (3.33)):

$$P_{m,L-PAM}(I_m) \cong \frac{2(L-1)}{L \log_2(L)} Q \left(\sqrt{\frac{(\eta_m I_m)^2 \log_2(L)}{2N_o(L-1)^2}} \right) \quad (5.15)$$

Όπου L είναι ο αριθμός των εκπεμπόμενων συμβόλων-κυματομορφών για το PPM ή το PAM.

Σύμφωνα με τις παραπάνω εκφράσεις, δηλ. Εξ. (5.13) - (5.15), οι BEPs είναι συναρτήσεις της τυχαίας μεταβλητής της ολικής κανονικοποιημένης έντασης I_m στην είσοδο κάθε δέκτη. Έτσι, για τον υπολογισμό του μέσου ρυθμού μετάδοσης εσφαλμένων δυαδικών ψηφίων (average BER), P_M , της FSO ζεύξης με διαφορική λήψη στο δέκτη το ακόλουθο πολλαπλό ολοκλήρωμα πρέπει να επιλυθεί [120], [121], [260]:

$$P_{M,distr,form} = \int_{\vec{I}} f_{comb,distr,\vec{I}}(\vec{I}) P_{m,form}(\vec{I}) d\vec{I} \quad (5.16)$$

Όπου ο δείκτης “*distr*” αντιστοιχεί στην λέξη “κατανομή” και αφορά την κατάλληλη PDF της ολικής κανονικοποιημένης έντασης, δηλ. αυτήν με την GG κατανομή Εξ. (5.11) ή αυτή με την NE κατανομή, Εξ. (5.12). Ο δείκτης “*form*” αντιστοιχεί στη λέξη “format” και δηλώνει το σχήμα διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται δηλ. OOK Εξ. (5.13), *L*-PPM Εξ. (5.14) ή *L*-PAM Εξ. (5.15). Επιπροσθέτως, το διάνυσμα $\vec{I} = (I_1, I_2, \dots, I_M)$ απαρτίζεται από όλες τις τιμές της ολικής κανονικοποιημένης έντασης στην είσοδο κάθε δέκτη της διαφορικής λήψης [113], [121], [266].

Η BEP για την περίπτωση του SIMO FSO συστήματος με OOK και έναν βέλτιστο συνδυαστή (OC) δίνεται ως $P_{m,OOK,OC}(I_m) = Q\left(\sqrt{\sum_{m=1}^M (\eta_m I_m)^2 / 2MN_o}\right)$ όπου ο παράγοντας M εξασφαλίζει ότι το εμβαδόν του ανοίγματος λήψης, A_{SISO} , για μια SISO ζεύξη έχει το ίδιο μέγεθος με το άθροισμα των εμβαδών των ανοιγμάτων λήψης των M ζεύξεων του SIMO δηλ. $A_m = A_{SISO}/M$ [118], [121], [244]. Για την περίπτωση του *L*-PPM με συνδυαστή OC, η BEP είναι ίση με $P_{m,L-PPM,OC}(I_m) = L/2 Q\left(\sqrt{L \log_2(L) \sum_{m=1}^M (\eta_m I_m)^2 / 4MN_o}\right)$ και ομοίως του *L*-PAM προκύπτει $P_{m,L-PAM,OC}(I_m) = 2(L-1)/L \log_2(L) Q\left(\sqrt{\log_2(L) \sum_{m=1}^M (\eta_m I_m)^2 / 2MN_o(L-1)^2}\right)$ με

Για την εκτίμηση του μέσου BER δηλ. για την επίλυση του πολλαπλού ολοκληρώματος της Εξ. (5.16), χρησιμοποιείται η ακόλουθη προσεγγιστική έκφραση για την Q -συνάρτηση [267]:

$$Q(x) \approx \frac{1}{24} \left[5 \exp(-2x^2) + 4 \exp\left(-\frac{11x^2}{20}\right) + \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \right] \quad (5.17)$$

Αντικαθιστώντας την BEP του SIMO FSO συστήματος με συνδυαστή OC και διαμόρφωση OOK στην Εξ. (5.16) και χρησιμοποιώντας την Εξ. (5.17) προκύπτει ένα πολλαπλό M -διάστατο ολοκλήρωμα. Υποθέτοντας ότι τα ανοίγματα των δεκτών είναι

τοποθετημένα μεταξύ τους σε απόσταση s , τότε εάν ικανοποιείται η ανίσωση $s > \rho_0$ με ρ_0 να αντιστοιχεί στο μήκος χωρικής συνοχής (spatial coherence length) του καναλιού που είναι περίπου ίσο με $\rho_0 \approx \sqrt{\lambda L_s}$, προκύπτει ότι οι συνιστώσες του \vec{I} είναι ασυσχέτιστες και εξασφαλίζεται στατιστική ανεξαρτησία μεταξύ τους [94], [117], [120]. Έτσι, το πολλαπλό ολοκλήρωμα της Εξ. (5.16) μετασχηματίζεται στο ακόλουθο άθροισμα γινομένων από μονοδιάστατα ολοκληρώματα για την εκτίμηση του μέσου BER της SIMO FSO ζεύξης με συνδυαστή OC για την περίπτωση του OOK [121], [259], [266]:

$$\begin{aligned}
P_{M,distr,OOK} \approx & \frac{5}{24} \prod_{m=1}^M \int_0^\infty f_{comb,distr,I_m}(I_m) \exp\left(-\frac{(\eta_m I_m)^2}{MN_0}\right) dI_m + \\
& + \frac{4}{24} \prod_{m=1}^M \int_0^\infty f_{comb,distr,I_m}(I_m) \exp\left(-\frac{11}{40} \frac{(\eta_m I_m)^2}{MN_0}\right) dI_m + \\
& + \frac{1}{24} \prod_{m=1}^M \int_0^\infty f_{comb,distr,I_m}(I_m) \exp\left(-\frac{1}{4} \frac{(\eta_m I_m)^2}{MN_0}\right) dI_m
\end{aligned} \quad (5.18)$$

Ακολούθως, χρησιμοποιώντας την PDF της Εξ. (5.11) με αντικατάσταση στην Εξ. (5.18), καταλήγουμε στην ακόλουθη έκφραση για την εκτίμηση του μέσου BER για ένα SIMO FSO σύστημα με OOK διαμόρφωση [J.2]:

$$\begin{aligned}
P_{M,GG,OOK} \approx & \\
\approx & \frac{5}{24} \prod_{m=1}^M \frac{a_m b_m \xi_m^2}{A_{0m} \Gamma(a_m) \Gamma(b_m)} \int_0^\infty K_m(I_m) \exp\left(-\frac{(\eta_m I_m)^2}{MN_0}\right) dI_m + \\
& + \frac{4}{24} \prod_{m=1}^M \frac{a_m b_m \xi_m^2}{A_{0m} \Gamma(a_m) \Gamma(b_m)} \int_0^\infty K_m(I_m) \exp\left(-\frac{11}{40} \frac{(\eta_m I_m)^2}{MN_0}\right) dI_m + \\
& + \frac{1}{24} \prod_{m=1}^M \frac{a_m b_m \xi_m^2}{A_{0m} \Gamma(a_m) \Gamma(b_m)} \int_0^\infty K_m(I_m) \exp\left(-\frac{1}{4} \frac{(\eta_m I_m)^2}{MN_0}\right) dI_m
\end{aligned} \quad (5.19)$$

Όπου $K_m(I_m) = G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{a_m b_m I_m}{A_{0,m}^2} \middle| \begin{matrix} \xi_m^2 \\ \xi_m^2 - 1, a_m - 1, b_m - 1 \end{matrix} \right)$. Έτσι εκφράζοντας την εκθετική

συνάρτηση με την κατάλληλη συνάρτηση Meijer G δηλ. $e^z = G_{0,1}^{1,0}(-z|0)$, και ολοκληρώνοντας (σύμφωνα με την Εξ. (A.3)) καταλήγουμε στην ακόλουθη κλειστή-μορφής μαθηματική έκφραση για την εκτίμηση του μέσου BER μιας FSO ζεύξης με διαφορική λήψη στο δέκτη και OC συνδυαστή, με OOK διαμόρφωση σε συνθήκες

ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής που περιγράφονται από την GG κατανομή με σφάλματα σκόπευσης [J.2]:

$$P_{M,GG,OOK} \approx \frac{1}{24} \left[5 \prod_{m=1}^M \Lambda_1(m) \Psi_1(4, m) + 4 \prod_{m=1}^M \Lambda_1(m) \Psi_1\left(\frac{11}{10}, m\right) + \prod_{m=1}^M \Lambda_1(m) \Psi_1(1, m) \right] \quad (5.20)$$

$$\text{Όπου } \Psi_1(x, m) = G_{6,3}^{1,6} \left(\frac{4x\mu_m(1+\xi_m^{-2})^2}{M(a_m b_m)^2} \middle| \frac{1-\xi_m^2}{2}, \frac{2-\xi_m^2}{2}, \frac{1-a_m}{2}, \frac{2-a_m}{2}, \frac{1-b_m}{2}, \frac{2-b_m}{2} \right) \text{ και}$$

$$0, -\frac{\xi_m^2}{2}, \frac{1-\xi_m^2}{2}$$

$$\Lambda_1(m) = \frac{2^{a_m+b_m-3} \xi_m^2}{\Gamma(a_m)\Gamma(b_m)\pi}, \text{ ενώ η παράμετρος } \mu_m \text{ δίνεται ως } \mu_m = (\eta_m E[I_m])^2 / N_0, \text{ με } E[I_m]$$

να είναι η αναμενόμενη τιμή της ολικής κανονικοποιημένης έντασης στην m -th ζεύξη της διαφορικής λήψης. Η αναμενόμενη τιμή της I_m , όπως περιγράφεται στην Εν. 3.6, υπολογίζεται ως $E[I_m] = A_{0,m} (1 + \xi_m^{-2})^{-1}$.

Στη συνέχεια, αντικαθιστώντας την PDF της Εξ. (5.12) στην (5.18), και λύνοντας το ολοκλήρωμα που προκύπτει, η ακόλουθη κλειστή μορφής μαθηματική σχέση εξάγεται για την εκτίμηση του μέσου BER του SIMO FSO συστήματος με διαφορική λήψη στο δέκτη, OC συνδυαστή και OOK διαμόρφωση σε συνθήκες NE μοντελοποιημένης ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με σφάλματα σκόπευσης [J.2]:

$$P_{M,NE,OOK} \approx \frac{1}{24} \left[5 \prod_{m=1}^M \Lambda_2(m) \Psi_2(4, m) + 4 \prod_{m=1}^M \Lambda_2(m) \Psi_2\left(\frac{11}{10}, m\right) + \prod_{m=1}^M \Lambda_2(m) \Psi_2(1, m) \right] \quad (5.21)$$

$$\text{Όπου } \Lambda_2(m) = \frac{\xi_m^2}{2\sqrt{\pi}} \text{ και } \Psi_2(x, m) = G_{4,3}^{1,4} \left(\frac{x\mu_m(1+\xi_m^{-2})^2}{M} \middle| \frac{1-\xi_m^2}{2}, \frac{2-\xi_m^2}{2}, 0, 0.5 \right).$$

$$0, -\frac{\xi_m^2}{2}, \frac{1-\xi_m^2}{2}$$

Για την διαμόρφωση του L -PPM ακολουθούμε όμοια μεθοδολογία όπως στην περίπτωση του OOK. Έτσι, χρησιμοποιώντας την BER του L -PPM για SIMO σύστημα με OC συνδυαστή, αντικαθιστούμε την Εξ. (5.11) στην (5.16), χρησιμοποιώντας την Εξ. (5.17) και αντικαθιστώντας τους εκθετικούς όρους με την κατάλληλη ισοδύναμη Meijer G συνάρτηση. Μετά από μερικούς αλγεβρικούς υπολογισμούς εξάγεται η ακόλουθη κλειστή-μορφής μαθηματική σχέση για την εκτίμηση του μέσου BER της FSO ζεύξης με διαφορική λήψη στο δέκτη και L -PPM

διαμόρφωση, σε συνθήκες διακυμάνσεων GG κατανομής με σφάλματα σκόπευσης [J.2]:

$$P_{M,GG,PPM} \approx \frac{L}{48} \left[5 \prod_{m=1}^M \Lambda_1(m) \Psi_3(8, m) + 4 \prod_{m=1}^M \Lambda_1(m) \Psi_3\left(\frac{11}{5}, m\right) + \prod_{m=1}^M \Lambda_1(m) \Psi_3(2, m) \right] \quad (5.22)$$

$$\text{Όπου } \Psi_3(x, m) = G_{6,3}^{1,6} \left(\frac{x \mu_m L \log_2(L)}{M(a_m b_m)^2 (1 + \xi_m^{-2})^2} \left| \begin{array}{c} \frac{1 - \xi_m^2}{2}, \frac{2 - \xi_m^2}{2}, \frac{1 - a_m}{2}, \frac{2 - a_m}{2}, \frac{1 - b_m}{2}, \frac{2 - b_m}{2} \\ 0, -\frac{\xi_m^2}{2}, \frac{1 - \xi_m^2}{2} \end{array} \right. \right).$$

Επίσης, η αντίστοιχη έκφραση για την εκτίμηση του μέσου BER μιας FSO ζεύξης με διαφορετική λήψη στο δέκτη και L -PPM διαμόρφωση, σε συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής που μοντελοποιείται μέσω της NE κατανομής με σφάλματα σκόπευσης, εξάγεται από την Εξ. (5.12). Χρησιμοποιώντας την PDF της Εξ. (5.12), την BER του SIMO FSO συστήματος με L -PPM σε συνδυασμό με τη προσεγγιστική Εξ. (5.17), αντικαθιστώντας τις εκθετικές συναρτήσεις με την αντίστοιχη Meijer G συνάρτηση και ακολουθώντας όμοιους αλγεβρικούς χειρισμούς, καταλήγουμε στην ακόλουθη έκφραση κλειστής μορφής [J.2]:

$$P_{M,NE,PPM} \approx \frac{L}{48} \left[5 \prod_{m=1}^M \Lambda_2(m) \Psi_4(8, m) + 4 \prod_{m=1}^M \Lambda_2(m) \Psi_4\left(\frac{11}{5}, m\right) + \prod_{m=1}^M \Lambda_2(m) \Psi_4(2, m) \right] \quad (5.23)$$

$$\text{Με } \Psi_4(x, m) = G_{4,3}^{1,4} \left(\frac{x \mu_m L \log_2(L)}{4M(1 + \xi_m^{-2})^2} \left| \begin{array}{c} \frac{1 - \xi_m^2}{2}, \frac{2 - \xi_m^2}{2}, 0, 0.5 \\ 0, -\frac{\xi_m^2}{2}, \frac{1 - \xi_m^2}{2} \end{array} \right. \right).$$

Τελικώς, ο μέσος BER για μια FSO ζεύξη με L -PAM τεχνική διαμόρφωσης, διαφορετική λήψη επηρεαζόμενη από σφάλματα σκόπευσης και GG μοντελοποιημένη τυρβώδη ροή, εκτιμάται αντικαθιστώντας τις Εξ. (5.11) και την BER του SIMO συστήματος με L -PAM στην Εξ. (5.16), μαζί με τη χρήση της ακριβούς προσεγγιστικής σχέσης της Εξ. (5.17). Έτσι, με όμοιο τρόπο εξάγεται η ακόλουθη κλειστής-μορφής μαθηματική σχέση [J.2]:

$$P_{M,GG,PAM} \approx \frac{(1 - L^{-1})}{12 \log_2(L)} \times \left[5 \prod_{m=1}^M \Lambda_1(m) \Psi_5(4, m) + 4 \prod_{m=1}^M \Lambda_1(m) \Psi_5\left(\frac{11}{10}, m\right) + \prod_{m=1}^M \Lambda_1(m) \Psi_5(1, m) \right] \quad (5.24)$$

$$\text{Με } \Psi_5(x, m) = G_{6,3}^{1,6} \left(\frac{4x\mu_m \log_2(L)(1+\xi_m^{-2})^2}{M(a_m b_m)^2 (L-1)^2} \middle| \frac{1-\xi_m^2}{2}, \frac{2-\xi_m^2}{2}, \frac{1-a_m}{2}, \frac{2-a_m}{2}, \frac{1-b_m}{2}, \frac{2-b_m}{2} \right)$$

$$0, -\frac{\xi_m^2}{2}, \frac{1-\xi_m^2}{2}$$

Αντιστοίχως, η έκφραση για την εκτίμηση του μέσου BER για την SIMO FSO ζεύξη με L -PAM για την περίπτωση κορεσμένων συνθηκών ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με NE κατανομή και σφάλματα σκόπευσης, προκύπτει [J.2]:

$$P_{M,NE,PAM} \approx \frac{(1-L^{-1})}{12 \log_2(L)} \times$$

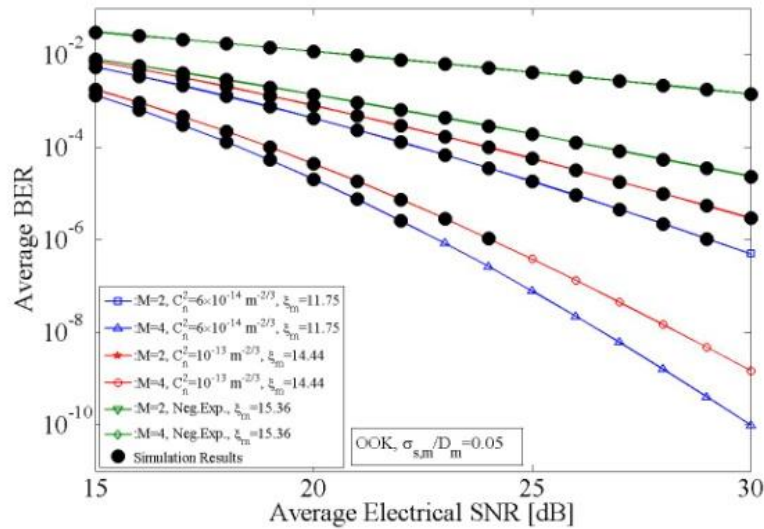
$$\times \left[5 \prod_{m=1}^M \Lambda_2(m) \Psi_6(4, m) + 4 \prod_{m=1}^M \Lambda_2(m) \Psi_6\left(\frac{11}{10}, m\right) + \prod_{m=1}^M \Lambda_2(m) \Psi_6(1, m) \right] \quad (5.25)$$

$$\text{Με } \Psi_6(x, m) = G_{4,3}^{1,4} \left(\frac{x\mu_m (1+\xi_m^{-2})^2 \log_2(L)}{M(L-1)^2} \middle| \frac{1-\xi_m^2}{2}, \frac{2-\xi_m^2}{2}, 0, 0.5 \right)$$

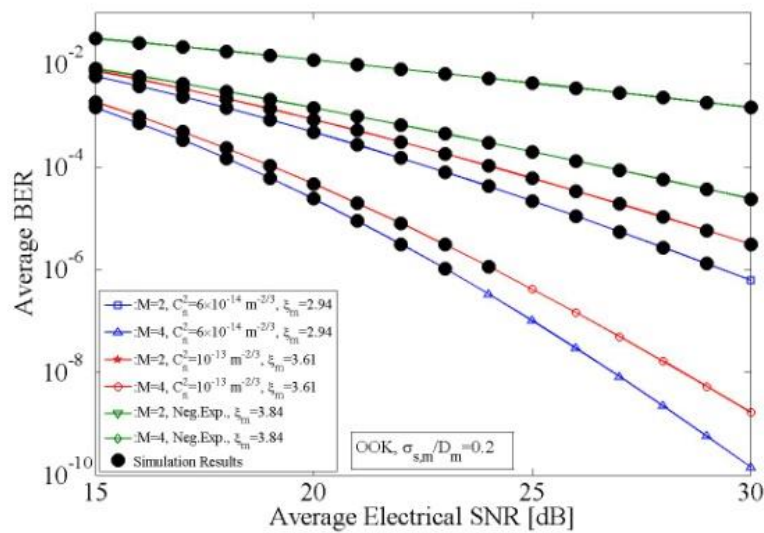
$$0, -\frac{\xi_m^2}{2}, \frac{1-\xi_m^2}{2}$$

5.3.4 Αριθμητικά Αποτελέσματα

Σε αυτή την ενότητα, παρουσιάζονται όλα τα αποτελέσματα για την εκτίμηση του μέσου BER για την SIMO FSO ζεύξη με όλα τα σχήματα διαμόρφωσης με χρήση των εξαγόμενων μαθηματικών εκφράσεων Εξ. (5.20)-(5.25). Τα αποτελέσματα που προκύπτουν παρουσιάζονται με συνοδεία επιβεβαιωτικών αποτελεσμάτων που προκύπτουν με αριθμητικές εξομοιώσεις μέσω της μεθόδου Monte Carlo με χρήση 2×10^6 τυχαίων δειγμάτων. Έτσι, για τα εξαγόμενα αποτελέσματα που παρουσιάζονται, το μήκος της ζεύξης για κάθε μεμονωμένη ζεύξη της διαφορικής λήψης επιλέγεται ίσο με $L_{S,m} = 2$ km ενώ η διάμετρος του φακού για κάθε δέκτη επιλέγεται ίση με $D_m = 0.1$ m με το μήκος κύματος λειτουργίας της οπτικής ζεύξης να είναι ίσο με $\lambda = 1.55$ μm.



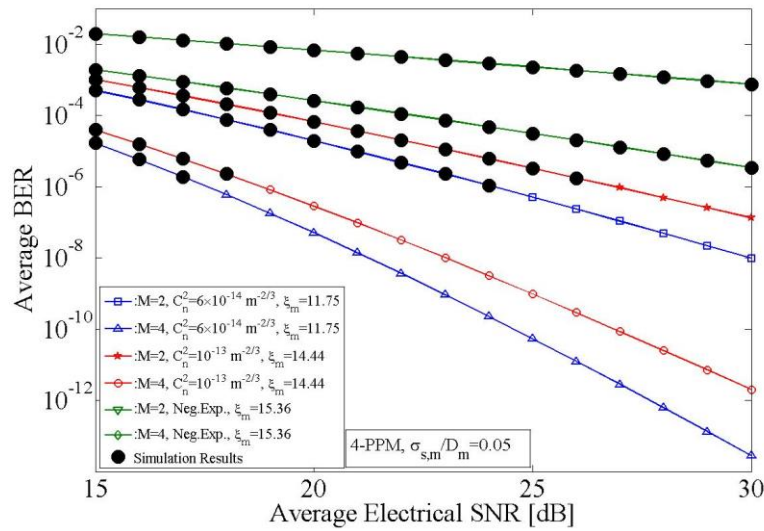
(α)



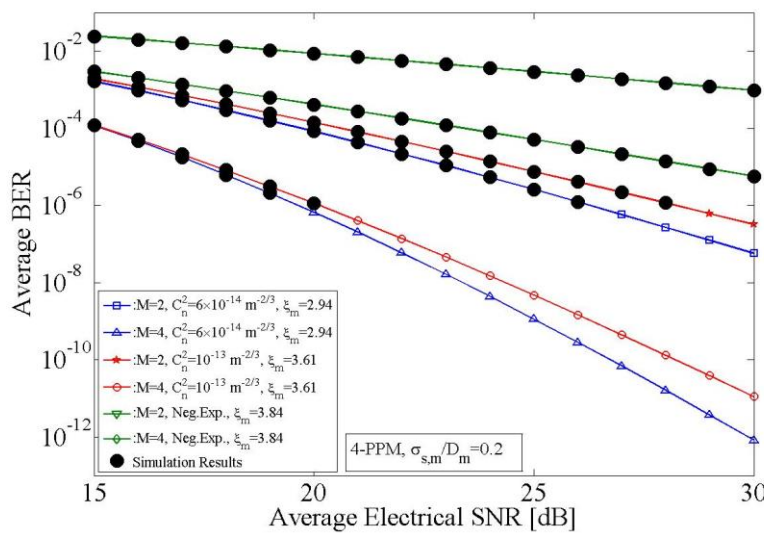
(β)

Σχήμα 5.12. Ο μέσος BER για την FSO ζεύξη με OOK, και α) $\sigma_{s,m}/D_m=0.05$ β) $\sigma_{s,m}/D_m=0.2$ [J.2].

Όσον αφορά τις παραμέτρους a_m και b_m της GG κατανομής μπορούν να θεωρηθούν ίσες για κάθε ζεύξη, δηλ. $a_1=a_2=\dots=a_m$ και $b_1=b_2=\dots=b_m$ και ακολούθως, η ίδια θεώρηση εφαρμόζεται και για τις παραμέτρους των σφαλμάτων σκόπευσης δηλ. $\xi_1=\xi_2=\dots=\xi_m$. Επιπροσθέτως, η παράμετρος C_n^2 για το μοντέλο της GG κατανομής έχει επιλεγθεί ίση είτε με $6 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ ή $1 \times 10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$, που αντιστοιχούν σε ισχυρές ή πολύ ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Με το μοντέλο της NE κατανομής εξομοιώνονται κορεσμένες συνθήκες διακυμάνσεων.



(α)

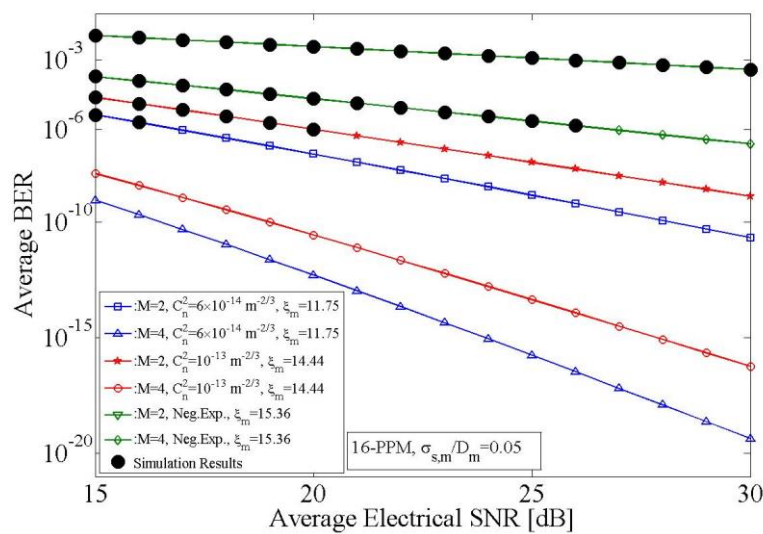


(β)

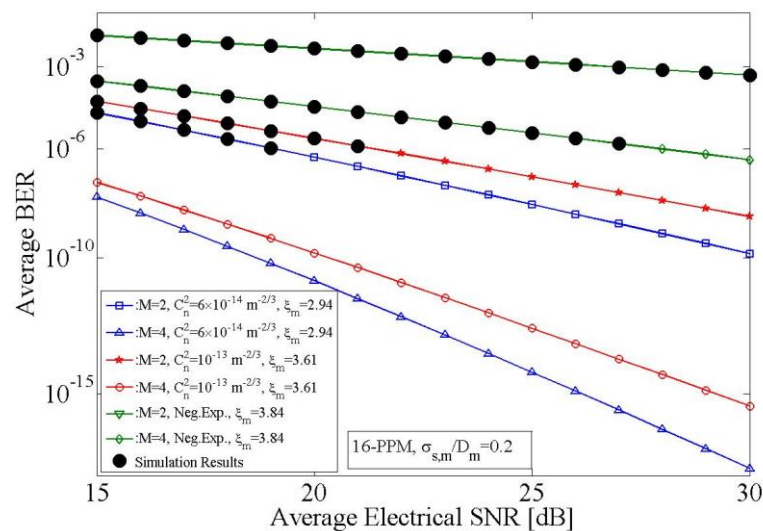
Σχήμα 5.13. Ο μέσος BER για την FSO ζεύξη με 4-PPM και α) $\sigma_{s,m}/D_m=0.05$ β) $\sigma_{s,m}/D_m=0.2$ [J.2].

Αξίζει να αναφερθεί ότι οι προαναφερθείσες εξαγόμενες εκφράσεις Εξ. (5.20)-(5.25), μπορούν να χρησιμοποιηθούν για οποιαδήποτε τιμή παραμέτρου χρειάζεται όσον αφορά το μήκος της ζεύξης και τις διαμέτρους των φακών για κάθε δέκτη και όχι μόνο για τις ίδιες τιμές των παραμέτρων για όλες τις μεμονωμένες ζεύξεις της διαφορικής λήψης. Δύο τιμές παραμέτρων χρησιμοποιούνται για την κανονικοποιημένη τυπική απόκλιση της ακτινικής μετατόπισης, $\sigma_{s,m}/D_m$, για την εκτίμηση της επίδρασης του φαινομένου των σφαλμάτων σκόπευσης στην απόδοση του συστήματος, που είναι ίσες με 0.05 ή 0.2. Επίσης, για τη διαφορική λήψη στο δέκτη οι περιπτώσεις με δύο ή τέσσερις δέκτες ερευνώνται, δηλ. $M=2$ ή 4.

Στα Σχ. 5.12^{α,β}, παρουσιάζονται αναλυτικά αποτελέσματα για την διαμόρφωση ΟΟΚ, όπου είναι φανερό ότι ο μέσος BER αυξάνεται όταν η ατμοσφαιρική τυρβώδης ροή και τα σφάλματα σκόπευσης γίνονται εντονότερα. Μια τιμή του μέσου BER στα 1×10^{-9} επιτυγχάνεται με $M=4$ δέκτες σε συνθήκες $C_n^2 = 1 \times 10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$ για τιμές του μέσου ηλεκτρικού SNR στα $\mu_m=30$ dB. Από την άλλη μεριά, για τις κορεσμένες συνθήκες μέσω της ΝΕ κατανομής, ο μέσος BER λαμβάνει τιμή στα 1×10^{-5} με τέσσερις δέκτες σε τιμές σηματοθορυβικού στα $\mu_m=30$ dB.



(α)

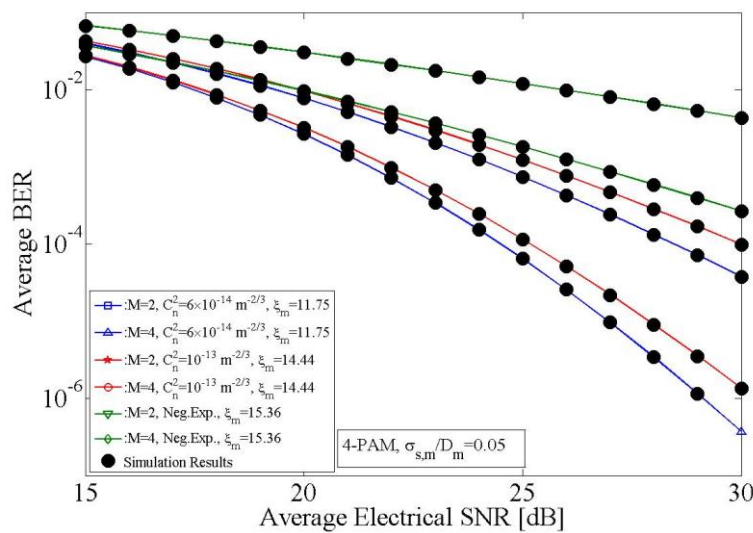


(β)

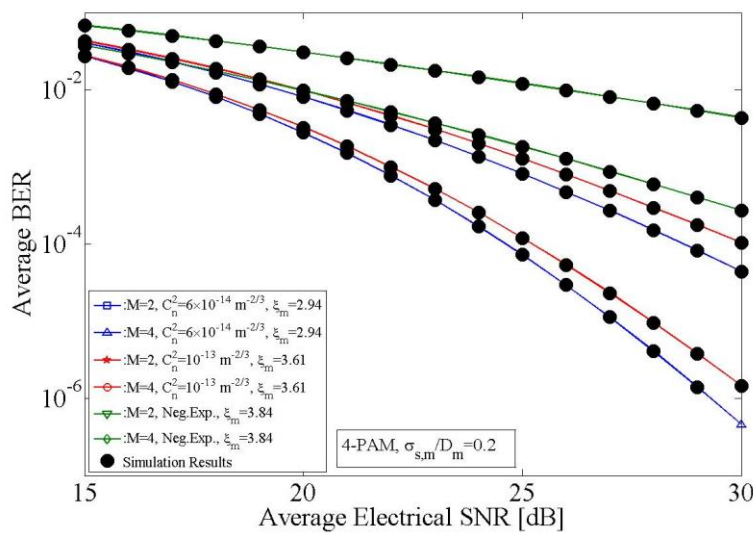
Σχήμα 5.14. Ο μέσος BER για την FSO ζεύξη με 16-PPM και α) $\sigma_{s,m}/D_m=0.05$ β) $\sigma_{s,m}/D_m=0.2$ [J.2].

Στα Σχ. 5.13^{α,β} και 5.14^{α,β}, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για τον μέσο BER για την διαμόρφωση 4 και 16-PPM, αντίστοιχα. Συγκεκριμένα, για την περίπτωση του 4-PPM οι τιμές του μέσου BER αγγίζουν την τιμή του 1×10^{-12} για $\mu_m=30$ dB και τιμές

της παραμέτρου δομής του δείκτη διάθλασης ίσες με $C_n^2 = 1 \times 10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$ και $M=4$ δέκτες, ενώ η αντίστοιχη τιμή στις ίδιες συνθήκες για διαμόρφωση 16-PPM είναι στο 1×10^{-16} . Από την άλλη μεριά, για το μοντέλο της NE κατανομής, δεν μπορεί να επιτευχθεί χαμηλότερη τιμή του μέσου BER από την 1×10^{-6} ακόμα και στο πιο ευνοϊκό σενάριο με $M=4$ δέκτες σε τιμή του σηματοθορυβικού ανά κλάδο διαφορικής λήψης ίση με $\mu_m=30$ dB και χρήση της 16-PPM που κατέχει και την υψηλότερη αποδοτικότητα ισχύος.



(α)



(β)

Σχήμα 5.15. Ο μέσος BER για την FSO ζεύξη με 4-PAM και α) $\sigma_{s,m}/D_m=0.05$ β) $\sigma_{s,m}/D_m=0.2$ [J.2].

Τελικώς, για την FSO ζεύξη με 4-PAM διαμόρφωση, συνάγεται ότι επηρεάζεται σημαντικά από τις διακυμάνσεις της λαμβανόμενης οπτικής έντασης λόγω ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης όπως απεικονίζεται

στα Σχ. 5.15^{α,β}. Έτσι, η απόδοση του μέσου BER για την ευνοϊκότερη περίπτωση που παρουσιάζεται, δηλ. ασθενή επιρροή από σφάλματα σκόπευσης και συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με $C_n^2 = 6 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$, τέσσερις δέκτες και τιμή σηματοθορυβικού στα $\mu_m = 30 \text{ dB}$, λαμβάνει τιμές στα 1×10^{-7} , ενώ για κορεσμένες συνθήκες διακυμάνσεων, ο μέσος BER λαμβάνει τιμές μεγαλύτερες από 1×10^{-4} για $\mu_m = 30 \text{ dB}$.

5.4 BER Εκτίμηση για FSO Ζεύξεις με Διαφορική Λήψη και Σφάλματα Σκόπευσης σε Συνθήκες K Ατμοσφαιρικής Τυρβώδους Ροής

Στην ενότητα αυτή μελετάται η απόδοση μιας FSO ζεύξης με χρήση διαφορικής λήψης στο δέκτη σε συνθήκες πολύ ισχυρών διακυμάνσεων της λαμβανόμενης οπτικής έντασης, που μοντελοποιούνται μέσω της K-κατανομής σε συνδυασμό με την επιρροή των σφαλμάτων σκόπευσης. Η αξιολόγηση της απόδοσης γίνεται μέσω της εκτίμησης του μέσου BER, για χρησιμοποιούμενα σχήματα διαμόρφωσης όπως είναι το NRZ-OOK και το 4-PAM.

Η μαθηματική έκφραση για την PDF της K-κατανομής, για την τιμή κανονικοποιημένης έντασης I_m στη είσοδο του m -th κλάδου της διαφορικής λήψης, δίνεται από την Εξ. (2.70). Έτσι γνωρίζοντας ότι η PDF των σφαλμάτων σκόπευσης δίνεται από την Εξ. (5.10), η PDF της ολικής κανονικοποιημένης έντασης I_m στην είσοδο κάθε δέκτη, δηλ. της τυχαίας μεταβλητής $I_m = I_{t,m} I_{p,m}$, (βλέπε Εν. 3.6) προκύπτει ίση με:

$$f_{comb, K, I_m}(I_m) = \frac{a_m \xi_m^2}{A_{0,m} \Gamma(a_m)} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{a_m I_m}{A_{0,m}} \left| \begin{matrix} \xi_m^2 \\ \xi_m^2 - 1, a_m - 1, 0 \end{matrix} \right. \right) \quad (5.26)$$

Έτσι, ακολουθώντας την ίδια μεθοδολογία όπως παρουσιάστηκε στην Εν. 5.3.3 με επίλυση της Εξ. (5.16), καταλήγουμε στην κλειστής-μορφής έκφραση για την εκτίμηση του μέσου BER μιας SIMO FSO ζεύξης με διαφορική λήψη στο δέκτη που λειτουργεί με NRZ-OOK διαμόρφωση σε συνθήκες διακυμάνσεων της οπτικής έντασης που μοντελοποιούνται με την K κατανομή σε σύνδεση με τα σφάλματα σκόπευσης. Η τελική μορφή της παραγόμενης κλειστής έκφρασης είναι η [C.5]:

$$\langle P_{b,K,NRZ-OOK} \rangle \approx \frac{1}{24} \times \left[5 \prod_{m=1}^M \Lambda_2(m) \Theta_1(4,m) + 4 \prod_{m=1}^M \Lambda_2(m) \Theta_1(1.1,m) + \prod_{m=1}^M \Lambda_2(m) \Theta_1(1,m) \right] \quad (5.27)$$

$$\text{Όπου} \quad \Theta_1(x,m) = G_{6,3}^{1,6} \left(\frac{4x\mu_m(1+\xi_m^{-2})^2}{Ma_m^2} \middle| \begin{matrix} 1-\xi_m^2, 2-\xi_m^2, 1-a_m, 2-a_m, 0, 0.5 \\ 0, -\frac{\xi_m^2}{2}, \frac{1-\xi_m^2}{2} \end{matrix} \right) \quad \text{και}$$

$$\Lambda_2(m) = \frac{2^{a_m-2} \xi_m^2}{\Gamma(a_m)\pi}, \text{ ενώ η παράμετρος } \mu_m \text{ δίνεται ως } \mu_m = (\eta_m E[I_m])^2 / N_0, \text{ με } E[I_m] \text{ να}$$

είναι η αναμενόμενη τιμή της ολικής κανονικοποιημένης έντασης στην m -th ζεύξη της διαφορικής λήψης.

Για την περίπτωση που η SIMO FSO ζεύξη λειτουργεί με L -PAM διαμόρφωση και ακολουθώντας τα ίδια βήματα όπως και για την διαμόρφωση OOK (βλέπε Εν. 5.3.3), καταλήγουμε στην κλειστή μορφής έκφραση για την περίπτωση του L -PAM με διαφορική λήψη, υπό συνθήκες K -κατανομής με σφάλματα σκόπευσης [C.5]:

$$\langle P_{b,K,L-PAM} \rangle \approx \frac{(L-1)}{12L \log_2(L)} \times \left[5 \prod_{m=1}^M \Lambda_2(m) \Theta_2(4,m) + 4 \prod_{m=1}^M \Lambda_2(m) \Theta_2\left(\frac{11}{10}, m\right) + \prod_{m=1}^M \Lambda_2(m) \Theta_2(1,m) \right] \quad (5.28)$$

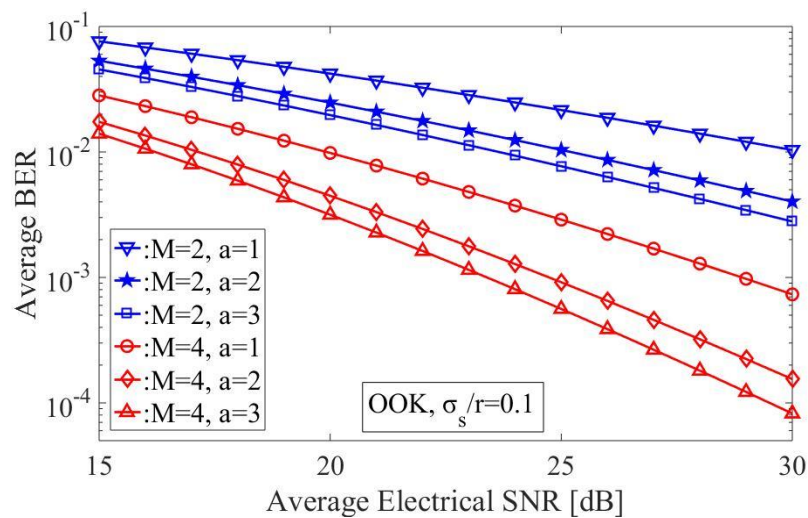
$$\text{Όπου} \quad \Theta_2(x,m) = G_{6,3}^{1,6} \left(\frac{4x\mu_m \log_2(L)(1+\xi_m^{-2})^2}{Ma_m^2(L-1)^2} \middle| \begin{matrix} 1-\xi_m^2, 2-\xi_m^2, 1-a_m, 2-a_m, 0, 0.5 \\ 0, -\frac{\xi_m^2}{2}, \frac{1-\xi_m^2}{2} \end{matrix} \right) \quad \text{και}$$

$$\Lambda_2(m) = \frac{2^{a_m-2} \xi_m^2}{\Gamma(a_m)\pi}.$$

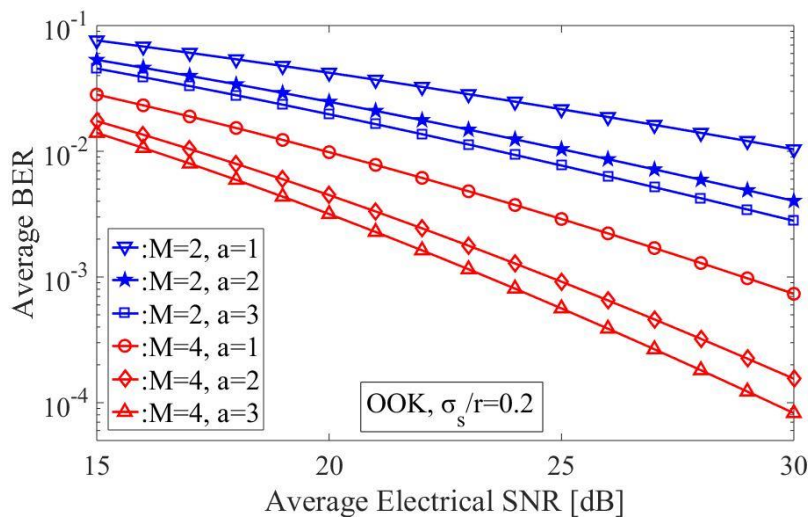
5.4.1 Αριθμητικά Αποτελέσματα

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζονται τα αριθμητικά αποτελέσματα για την απόδοση του BER για τις διαμορφώσεις NRZ-OOK και 4-PAM της SIMO FSO ζεύξης για διαφορετικές περιπτώσεις διάταξης της διαφορικής λήψης στο δέκτη σε διάφορες συνθήκες ισχυρών διακυμάνσεων με σφάλματα σκόπευσης. Ειδικότερα, χρησιμοποιούνται τρεις τιμές της παραμέτρου για την K κατανομή, οι οποίες είναι οι

$\alpha_m=1, 2$ και 3 που καλύπτουν πολύ ισχυρές έως ισχυρές συνθήκες διακυμάνσεων, αντίστοιχα. Για την επιρροή των σφαλμάτων σκόπευσης, η κανονικοποιημένη τυπική απόκλιση της ακτινικής μετατόπισης επιλέγεται ίση με $\sigma_{s,m}/r_m=0,1$ και $0,2$ όπου $r_m=D_m/2$ αντιστοιχεί στην ακτίνα του κυκλικού φακού κάθε δέκτη και επιλέγεται ίση με $r_m=5$ cm. Επιπλέον, ο αριθμός των δεκτών ορίζεται ίσος με $M=2$ ή 4 . Στα παρακάτω σχήματα, παρουσιάζεται η απόδοση του μέσου BER για τα σχήματα διαμόρφωσης που προαναφέρονται και παρουσιάζονται σαν συνάρτηση του μέσου SNR ανά bit σε κάθε δέκτη $\mu_m = (E_b/N_0)_{m,EX}$ της διαφορικής λήψης.

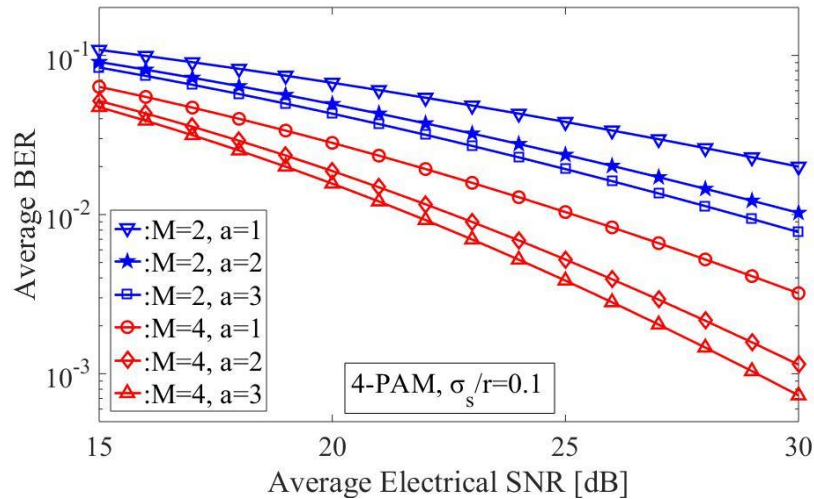


(α)

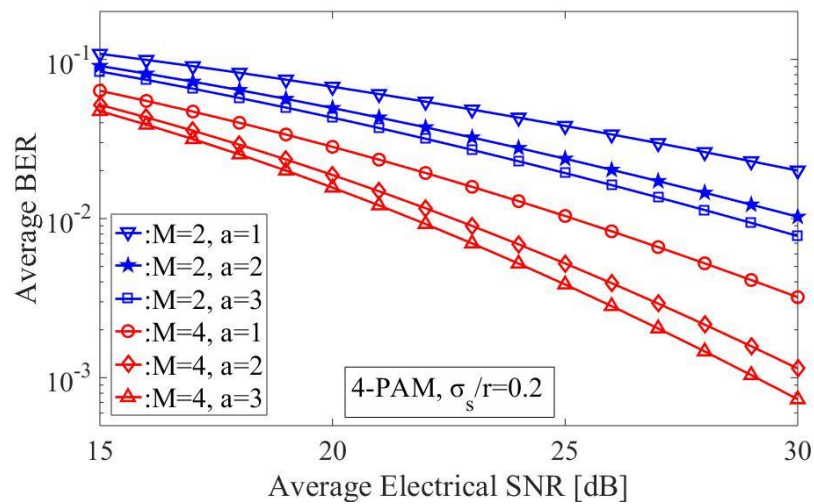


(β)

Σχήμα 5.16. Ο μέσος BER για το SIMO FSO σύστημα με NRZ-OOK διαμόρφωση, $M=2$ ή 4 δέκτες, υπό διάφορες συνθήκες πολύ ισχυρής ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με α) $\sigma_{s,m}/r_m=0.1$ β) $\sigma_{s,m}/r_m=0.2$ [C.5].



(α)



(β)

Σχήμα 5.17. Ο μέσος BER για το SIMO FSO σύστημα με 4-PAM διαμόρφωση, $M=2$ ή 4 δέκτες, υπό διάφορες συνθήκες πολύ ισχυρής ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με α) $\sigma_{s,m}/r_m=0.1$ β) $\sigma_{s,m}/r_m=0.2$ [C.5].

Όπως απεικονίζεται στα Σχ. 5.16^{α,β} και 5.17^{α,β} μόνο η διαμόρφωση OOK μπορεί να λάβει μια τιμή για τον μέσο BER κάτω από 10^{-3} σε συνθήκες ισχυρών διακυμάνσεων ($a_m=3$) με σφάλματα σκόπευσης. Έτσι, για να επιτευχθεί αυτή η τιμή ο μέσος SNR ανά δέκτη διαφορικής λήψης μ_m πρέπει να είναι στα 30 dB με χρήση $M=4$ δεκτών. Σε συνθήκες πολύ ισχυρών διακυμάνσεων ($a_m=1$), με τις ίδιες τιμές παραμέτρων του SNR και του αριθμού των δεκτών κανένα σχήμα διαμόρφωσης δεν λαμβάνει χαμηλότερες τιμές από 10^{-3} για την απόδοση του μέσου BER με συνέπεια υψηλότεροι SNRs ανά κλάδο διαφορικής λήψης να απαιτούνται για την βελτίωση της απόδοσης.

5.5 SIMO PPM FSO Συστήματα σε Συνθήκες Gamma Ατμοσφαιρικής Τυρβώδους Ροής με Γενικευμένα Σφάλματα Σκόπευσης

Τα φαινόμενα της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης θέτουν σημαντικούς περιορισμούς στην αποτελεσματική εφαρμογή των συστημάτων FSO. Ως βιώσιμη λύση για να ξεπεραστούν αυτά τα εμπόδια, έχουν προταθεί και χρησιμοποιούνται σχήματα διαμόρφωσης με υψηλή αποδοτικότητα ισχύος με ταυτόχρονη χρήση διαφορικής λήψης. Στην ενότητα αυτή, ερευνάται ένα FSO σύστημα με L -PPM διαμόρφωση για το σήμα πληροφορίας με διαφορική λήψη στο δέκτη και βέλτιστο συνδυαστή (OC) όπου η μετάδοση του σήματος υποβαθμίζεται από το φαινόμενο του σπινθηρισμού, που μοντελοποιείται από την Gamma κατανομή για συνθήκες ασθενών διακυμάνσεων, και τα σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης (Εν. 2.5). Το μοντέλο του διαύλου περιγράφεται από την Εξ. (5.8) και (5.9). Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, το φαινόμενο του σπινθηρισμού της λαμβανόμενης οπτικής έντασης περιγράφεται σύμφωνα με το μοντέλο της Gamma κατανομής. Η PDF της Gamma κατανομής για την I_m σε κάθε δέκτη της διαφορικής λήψης είναι ίση με την Εξ. (2.62), την παράμετρο ζ_m , να είναι ίση με

$$\zeta_m = \frac{1}{\sigma_{I,m}^2} = \left[\frac{1}{a_m} + \frac{1}{b_m} + \frac{1}{a_m b_m} \right]^{-1} \quad \text{με τις παραμέτρους } a_m, b_m \text{ να δίνονται από την Εξ.}$$

(2.68). Η PDF για τα γενικευμένα σφάλματα σκόπευσης περιγράφεται μέσω της τροποποιημένης Rayleigh κατανομής (Εξ. (2.84)) και σε τελική μορφή δίνεται από την Εξ. (2.85), όπου $\zeta_{mod,m}$ δίνεται ως $\zeta_{mod,m} = W_{z,eq} / 2\sigma_{mod,m}$ και $\sigma_{mod,m}$ είναι ίση με [217]:

$$\sigma_{mod,m} = \left(\frac{3\mu_{x,m}^2 \sigma_{x,m}^4 + 3\mu_{y,m}^2 \sigma_{y,m}^4 + \sigma_{x,m}^6 + \sigma_{y,m}^6}{2} \right)^{1/6} \quad (5.29)$$

Όπου $\mu_{x,m}, \mu_{y,m}, \sigma_{x,m}$ και $\sigma_{y,m}$ είναι οι τέσσερις παράμετροι της Beckmann PDF, που αντιστοιχούν στη σταθερή απόκλιση ($\mu_{x,m}, \mu_{y,m}$) της οπτικής δέσμης από το κέντρο του m -th δέκτη και στις τυπικές αποκλίσεις της ακτινικής μετατόπισης για τους δυο κατακόρυφους άξονες κάθε δέκτη ($\sigma_{x,m}, \sigma_{y,m}$). Επιπροσθέτως, η παράμετρος $A_{mod,m}$ δίνεται ως [217]:

$$A_{mod,m} = A_{0,m} \exp \left(\frac{1}{\xi_{mod,m}^2} - \frac{1}{2\xi_{x,m}^2} - \frac{1}{2\xi_{y,m}^2} - \frac{\mu_{x,m}^2}{2\sigma_{x,m}^2 \xi_{x,m}^2} - \frac{\mu_{y,m}^2}{2\sigma_{y,m}^2 \xi_{y,m}^2} \right) \quad (5.30)$$

Όπου $\xi_{x,m} = W_{z,eq}/2\sigma_{x,m}$, $\xi_{y,m} = W_{z,eq}/2\sigma_{y,m}$ και τις υπόλοιπες παραμέτρους $W_{z,eq}$, $A_{0,m}$, U_m και W_z να δίνονται σύμφωνα με την Εξ. (5.10). Η PDF του γινομένου της ολικής κανονικοποιημένης έντασης με Gamma κατανομή και γενικευμένα σφάλματα σκόπευσης, σύμφωνα με την Εξ. (3.22), εξάγεται ως:

$$f_{comb,G,I_m}(I_m) = \frac{\xi_{mod,m}^2 \zeta_m}{A_{mod,m} \Gamma(\zeta_m)} G_{1,2}^{2,0} \left(\frac{\zeta_m I_m}{A_{mod,m}} \middle| \begin{matrix} \xi_{mod,m}^2 \\ \xi_{mod,m}^2 - 1, \zeta_m - 1 \end{matrix} \right) \quad (5.31)$$

Η BER για L -PPM διαμόρφωση σε SIMO FSO ζεύξη με OC δίνεται στην Εν. 5.3.3 και ο μέσος BER υπολογίζεται μέσω της Εξ. (5.16). Χρησιμοποιώντας την προσεγγιστική Εξ. (5.17) και ακολουθώντας την ίδια μεθοδολογία όπως παρουσιάζεται για τις Εξ. (5.18) και (5.19), καταλήγουμε στην κλειστή μορφή έκφραση για την αξιολόγηση του μέσου BER ενός FSO συστήματος με διαφορική λήψη στο δέκτη, L -PPM διαμόρφωση υπό συνθήκες Gamma κατανομής με γενικευμένα σφάλματα σκόπευσης [C.8]:

$$\langle P_{b,G,L-PPM} \rangle \approx \frac{L}{2} \times \left(\frac{5}{24} \prod_{m=1}^M \Lambda_1(m) \Psi_1(2, m) + \frac{4}{24} \prod_{m=1}^M \Lambda_1(m) \Psi_1\left(\frac{11}{20}, m\right) + \frac{1}{24} \prod_{m=1}^M \Lambda_1(m) \Psi_1\left(\frac{1}{2}, m\right) \right) \quad (5.32)$$

$$\text{Όπου } \Psi_1(x, m) = G_{4,3}^{1,4} \left(\frac{x \mu_m (1 + \xi_{mod,m}^{-2})^2}{M \zeta_m^2 (L \log_2(L))^{-1}} \middle| \begin{matrix} \frac{1 - \xi_{mod,m}^2}{2}, \frac{2 - \xi_{mod,m}^2}{2}, \frac{1 - \zeta_m}{2}, \frac{2 - \zeta_m}{2} \\ 0, -\frac{\xi_{mod,m}^2}{2}, \frac{1 - \xi_{mod,m}^2}{2} \end{matrix} \right) \quad \text{και}$$

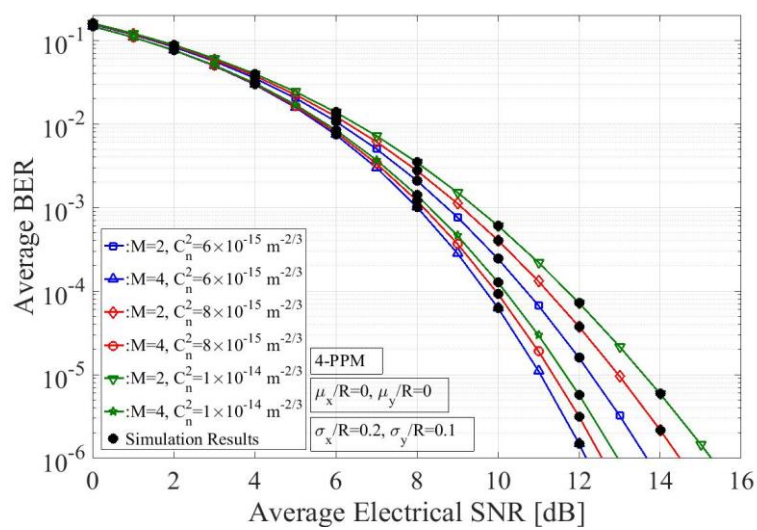
$\Lambda_1(m) = \frac{\xi_{mod,m}^2 2^{\zeta_m - 2}}{\Gamma(\zeta_m) \sqrt{\pi}}$. Η παράμετρος μ_m είναι ο μέσος ηλεκτρικός SNR ανά bit σε κάθε

δέκτη και δίνεται ως $\mu_m = (\eta_m E[I_m])^2 / N_0$, με $E[I_m]$ να είναι η αναμενόμενη τιμή της ολικής κανονικοποιημένης έντασης στην m -th ζεύξη της διαφορικής λήψης ίση με $E[I_m] = A_{mod,m} (1 + \xi_{mod,m}^{-2})^{-1}$.

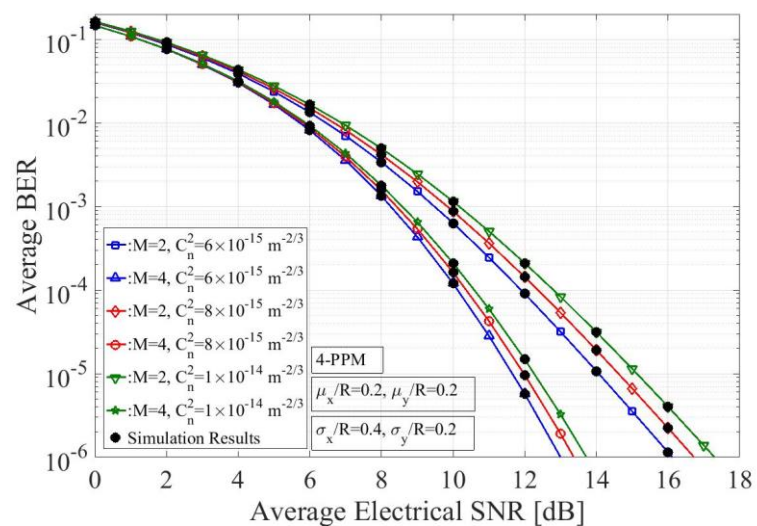
5.5.1 Αριθμητικά Αποτελέσματα

Χρησιμοποιώντας την κλειστή έκφραση της Εξ. (5.32), ακολουθούν αριθμητικά αποτελέσματα για διάφορες συνθήκες διακυμάνσεων της έντασης, αριθμό δεκτών για την διαφορική λήψη και δυο περιπτώσεις επιρροής των σφαλμάτων σκόπευσης.

Συγκεκριμένα, για τη διαμόρφωση PPM ερευνώνται οι περιπτώσεις του 4-αδικού και του 16-αδικού PPM. Όσον αφορά τη διαφορική λήψη μελετώνται οι περιπτώσεις με $M=2$ ή 4 δέκτες. Ο μέσος BER για το συγκεκριμένο FSO σύστημα μελετάται για συνθήκες ασθενών έως και μέτριων διακυμάνσεων της έντασης με τις τιμές του $\sigma_{I,m}^2$ να ικανοποιούν την $\sigma_{I,m}^2 \leq 0.13$, [210]. Το μήκος της ζεύξης (μήκος κάθε ζεύξης) επιλέγεται ίσο με $L_{S,m}=2$ km, οι διάμετροι των φακών των δεκτών είναι $D_m=10$ cm, το μήκος κύματος λειτουργίας $\lambda=1.55$ μm , ενώ για το φαινόμενο των γενικευμένων σφαλμάτων σκόπευσης, δύο σενάρια θεωρούνται.



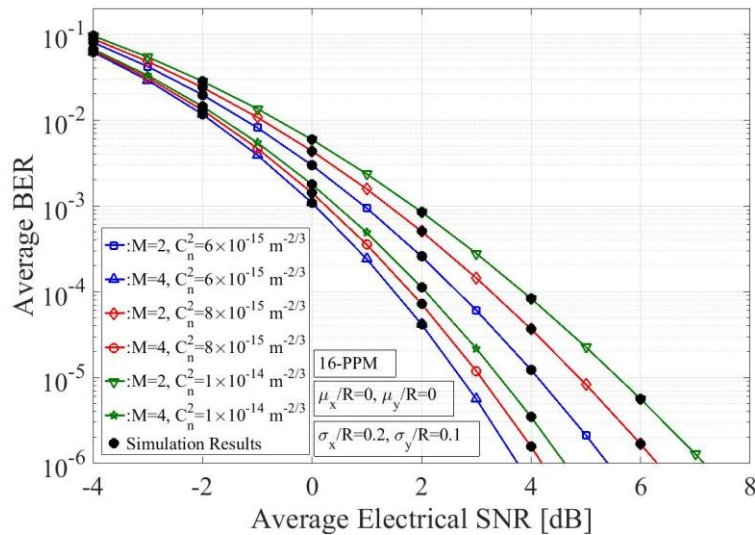
(α)



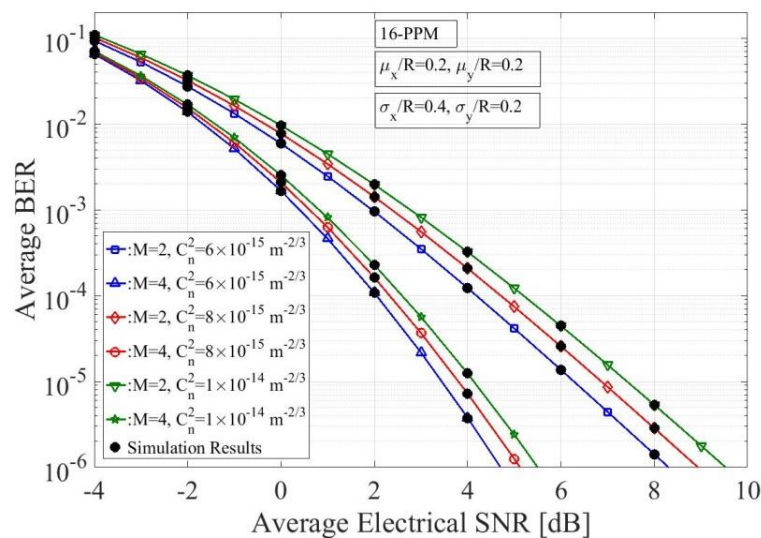
(β)

Σχήμα 5.18. Ο μέσος BER για το FSO σύστημα με διαφορική λήψη στο δέκτη με $M=2$ ή 4 δέκτες, 4-PPM και α) $\mu_x/R=0$, $\mu_y/R=0$, $\sigma_x/R=0.2$, $\sigma_y/R=0.1$, και β) $\mu_x/R=0.2$, $\mu_y/R=0.2$, $\sigma_x/R=0.4$, $\sigma_y/R=0.2$ [C.8].

Στο πρώτο σενάριο θεωρούμαι μηδενική απόκλιση της οπτικής δέσμης από την ευθυγραμμισμένη θέση δηλ. $\mu_x/R=0$, $\mu_y/R=0$ και ασθενείς χωρικές διακυμάνσεις με κανονικοποιημένες τιμές ίσες με $\sigma_x/R=0.2$, $\sigma_y/R=0.1$ ενώ στην δεύτερη θεωρούμαι μη-μηδενική σταθερή απόκλιση με $\mu_x/R=0.2$, $\mu_y/R=0.2$ και ενισχυμένες χωρικές διακυμάνσεις με $\sigma_x/R=0.4$, $\sigma_y/R=0.2$.



(α)



(β)

Σχήμα 5.19. Ο μέσος BER για το FSO σύστημα με διαφορετική λήψη στο δέκτη με $M=2$ ή 4 δέκτες, 16-PPM και α) $\mu_x/R=0$, $\mu_y/R=0$, $\sigma_x/R=0.2$, $\sigma_y/R=0.1$, και β) $\mu_x/R=0.2$, $\mu_y/R=0.2$, $\sigma_x/R=0.4$, $\sigma_y/R=0.2$ [C.8].

Όπως απεικονίζεται στα Σχ. 5.18^{α,β} και 5.19^{α,β}, μια σημαντική βελτίωση συμβαίνει στην απόδοση του μέσου BER με τη χρήση διαφορεικής λήψης. Τα αποτελέσματα του μέσου BER δεικνύονται σαν συνάρτηση του μέσου SNR ανά bit ανά κλάδο διαφορεικής λήψης. Θέτοντας σαν τιμή αναφοράς έναν μέσο BER στα 10^{-6} , η τιμή αυτή επιτυγχάνεται για την χειρότερη περίπτωση συνθηκών που παρουσιάζεται με

τιμές της $C_n^2 = 1 \times 10^{-14} m^{-2/3}$ και ενισχυμένες χωρικές διακυμάνσεις με ύπαρξη σταθερής απόκλισης στην οπτική δέσμη, σε τιμές του SNR ανά κλάδο διαφορετικής λήψης ίσες με $\mu_m = 17$ dB για το 4-PPM με $M=2$ δέκτες και στα $\mu_m = 13$ dB με $M=4$ δέκτες.

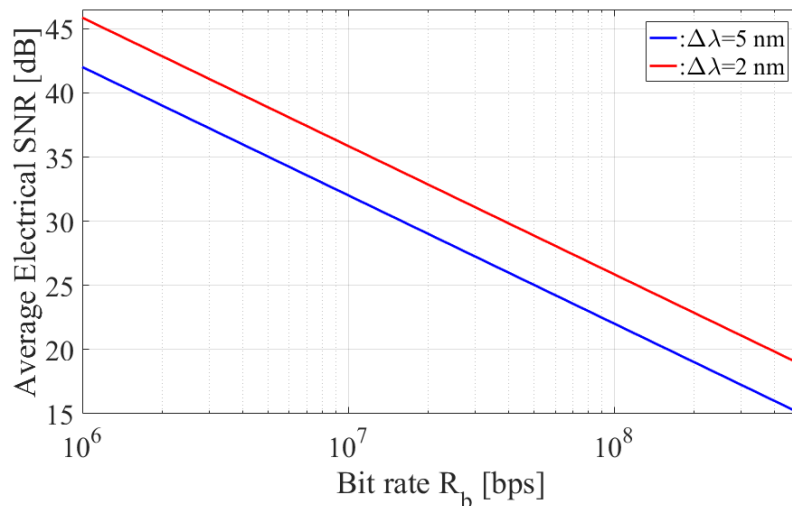
Για την περίπτωση του 16-PPM, η ίδια τιμή του μέσου BER επιτυγχάνεται στα $\mu_m = 9$ dB σηματοθορυβικού ανά κλάδο διαφορετικής λήψης με $M=2$ δέκτες και στα $\mu_m = 5$ dB με $M=4$ δέκτες. Επίσης γίνεται φανερή και η επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης στην απόδοση του συστήματος. Ειδικότερα, όπως παρατηρείται μεταξύ των Σχ. 5.18^{α,β} και 5.19^{α,β} τα ενισχυμένα σφάλματα σκόπευσης εισάγουν μια αύξηση του απαιτούμενου μ_m που κυμαίνεται μεταξύ 0.5-2.5 dB για την τιμή του μέσου BER στα 10^{-6} .

5.6 Αξιολόγηση του Μέσου Ηλεκτρικού SNR ανά Δέκτη

Τα αποτελέσματα σε όλο το κεφάλαιο έχουν εξαχθεί σαν συνάρτηση του μέσου SNR ανά bit ανά δέκτη δηλ. του $\mu_m = (E_b/N_0)_{m,EX}$. Η πλήρης μαθηματική έκφραση του συγκεκριμένου όρου είναι:

$$\mu_m = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{m,EX} = \frac{(\eta_m I_{l,m} P_0 E[I_m])^2}{R_b N_0} \quad (5.33)$$

Όπου P_0 είναι η μέση εκπεμπόμενη ισχύς και $I_{l,m}$ οι ολικές απώλειες ισχύος λόγω σκέδασης Mie, γεωμετρικών απωλειών κτλ. Η παράμετρος R_b αντιστοιχεί στον ρυθμό μετάδοσης πληροφοριακών δεδομένων και N_0 είναι η PSD του AWGN θορύβου που θεωρείται ότι είναι άθροισμα του θερμικού θορύβου (Εξ. (4.4)), του θορύβου βολής (Εξ. (4.5)) και του RIN θορύβου του laser (Εξ. (7.7)) δηλ. $N_0 = 4k_B T/R_{eq} + 2q(I_{ph} + I_B + I_D) + I_{ph}^2(RIN)$. Οι παράμετροι που χρησιμοποιούνται για τους υπολογισμούς φαίνονται στον Πίνακα 5.1. Στο Σχ. 5.20 απεικονίζονται τα τελικά εξαγόμενα αποτελέσματα για την αξιολόγηση του μέσου SNR ανά bit ανά δέκτη σαν συνάρτηση του ρυθμού μετάδοσης πληροφοριακών δεδομένων, για δύο διαφορετικές τιμές του εύρους ζώνης Δl του οπτικού ζωνοπερατού φίλτρου (OBPF) για τη μείωση της ακτινοβολίας περιβάλλοντος.



Σχήμα 5.20. Ο μέσος ηλεκτρικός SNR ανά bit ανά δέκτη για FSO σύστημα με διαφορετική λήψη σαν συνάρτηση του ρυθμού μετάδοσης πληροφοριακών δεδομένων για δυο τιμές του $\Delta\lambda$ του OBPF.

Παράμετρος	Τιμή
P_0	20 dBm
$L_{S,m}$	2 km
Visibility	10 km
C_n^2	$8 \times 10^{-14} m^{-2/3}$
η_m	0.9 A/W
D_m	10 cm
λ	1.55 μm
T	300 K
R_{eq}	50 Ω
I_D	5 nA
RIN	-155 dB/Hz
Spectral Irradiance of the Sun H_λ	$140 W m^{-2} \mu\text{m}^{-1}$
$\delta, S, \varphi, \omega, \gamma$	$-23.45^\circ, 90^\circ, 37^\circ, 0, 0$
Spectral Radiance of the sky N_λ	$100 W m^{-2} sr^{-1} \mu\text{m}^{-1}$
FOV ω_r	0.6 rad
$\Delta\lambda$	2 nm και 5 nm
ρ_{refl}	0.2
F_0	-20 m
W_0	3 cm
$\xi_m, \xi_{mod,m}$	6.77

Πίνακας 5.1. Παράμετροι για την αξιολόγηση του μέσου ηλεκτρικού SNR ανά bit ανά δέκτη για FSO σύστημα με διαφορετική λήψη στο δέκτη.

5.7 Συμπεράσματα

Στο παρόν κεφάλαιο μελετήθηκε η απόδοση μιας SIMO FSO ζεύξης με διαφορική λήψη στο δέκτη. Η συγκεκριμένη ζεύξη ερευνήθηκε με χρήση τεχνικών ψηφιακής διαμόρφωσης όπως η OOK-NRZ, PPM και PAM οι οποίες αποτελούν τις κατεξοχήν χρησιμοποιούμενες τεχνικές διαμόρφωσης στις οπτικές επικοινωνίες και ιδίως στις ασύρματες οπτικές ζεύξεις. Η αξιολόγηση της απόδοσης της SIMO FSO ζεύξης πραγματοποιήθηκε μέσω της εκτίμησης της μετρικής του μέσου BER σε συνθήκες επίδρασης της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με σφάλματα σκόπευσης. Συγκεκριμένα ερευνήθηκε μεγάλη γκάμα ατμοσφαιρικών συνθηκών που εκτείνονταν από ασθενείς έως πολύ ισχυρές συνθήκες διακυμάνσεων μέσω των στατιστικών μοντέλων της Gamma, της GG, της NE και της K κατανομής. Επίσης, μελετήθηκαν διάφορες συνθήκες επίδρασης των σφαλμάτων σκόπευσης με τις επιπτώσεις τους να είναι πιο σημαντικές και εμφανής κυρίως σε συνθήκες μέτριας και ασθενούς τυρβώδους ροής. Έτσι, βάσει των αποτελεσμάτων που προέκυψαν παρατηρήθηκε μια σημαντική βελτίωση της απόδοσης της FSO ζεύξης με τη χρήση διαφορικής λήψης στο δέκτη και βέλτιστο συνδυαστή (OC). Είναι γεγονός ότι με αύξηση του αριθμού των ανοιγμάτων λήψης η μετρική του μέσου BER για τα περισσότερα σχήματα διαμόρφωσης έλαβε αρκετά χαμηλές τιμές με σηματοθορυβικούς λόγους ανά κλάδο διαφορικής λήψης κοντά στα 30 dB. Αξιοσημείωτη είναι και η απόδοση της διαμόρφωσης PPM και ιδίως στις αντίξοες συνθήκες κορεσμένων διακυμάνσεων όπου με χρήση 4 δεκτών μπόρεσαν να επιτευχθούν τιμές για τον μέσο BER κοντά στα 10^{-6} για σηματοθορυβικούς στα 30 dB, που αποτελεί μια αποδεκτή τιμή BER για ασύρματη επικοινωνία. Έτσι, μπορούμε να συμπεράνουμε ότι η διαφορική λήψη και συγκεκριμένα αυτή με πολλαπλά τερματικά λήψης αποτελεί μια πολύ ευεργετική τεχνική για την ενίσχυση της απόδοσης των επίγειων FSO συστημάτων.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΑΠΟΔΟΣΗ BLER ΓΙΑ ΟΟΚ FSO ΖΕΥΞΕΙΣ ΜΕ ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΗ ΤΥΡΒΩΔΗ ΡΟΗ ΚΑΙ ΣΦΑΛΜΑΤΑ ΣΚΟΠΕΥΣΗΣ ΜΗ-ΜΗΔΕΝΙΚΗΣ ΑΠΟΚΛΙΣΗΣ

Στο παρόν κεφάλαιο ερευνάται η επίδοση FSO τηλεπικοινωνιακής ζεύξης με χρήση on-off keying (OOK-NRZ) διαμόρφωσης, μέσω της εκτίμησης του μέσου ρυθμού μετάδοσης εσφαλμένου μπλοκ πληροφορίας (block error rate, BLER). Η διάδοση του οπτικού σήματος επηρεάζεται από τους ατμοσφαιρικά επαγόμενους σπινθηρισμούς και τα σφάλματα σκόπευσης με ύπαρξη μη-μηδενικής απόκλισης από την τέλεια ευθυγραμμισμένη θέση. Συγκεκριμένα, το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής μελετάται μέσω της κατανομής Gamma-Gamma για μέτριες έως ισχυρές διακυμάνσεις αλλά και της εκθετικής κατανομής (Negative exponential) για ισχυρές έως κορεσμένες συνθήκες. Κλειστής-μορφής μαθηματικές εκφράσεις εξάγονται που οδηγούν στην αξιόπιστη εκτίμηση της πολύ σημαντικής μετρικής του BLER για μια OOK FSO ζεύξη. Η ευστοχία των παραγόμενων αποτελεσμάτων επιβεβαιώνεται με αριθμητικές εξομοιώσεις μέσω της μεθόδου Monte-Carlo.

6.1 Εισαγωγή

Οι FSO ζεύξεις είναι εγγενώς επιρρεπείς σε ατμοσφαιρική εξασθένηση, οπτική τύρβη και σε σφάλματα σκόπευσης. Σε αυτή την ενότητα, οι διαλείψεις που προκαλούνται λόγω ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής, μοντελοποιούνται μέσω του στατιστικού μοντέλου της κατανομής Gamma-Gamma (GG), που θεωρείται ευρέως ως το καταλληλότερο μοντέλο για τη στατιστική μοντελοποίηση συνθηκών ασθενών έως ισχυρών διακυμάνσεων. Επίσης, για τη μελέτη συνθηκών πολύ ισχυρής έως και κορεσμένης ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής επιλέγεται η εκθετική (NE) κατανομή. Επιπρόσθετα, ένας άλλος σημαντικός παράγοντας μείωσης της απόδοσης είναι η κακή ευθυγράμμιση της οπτικής δέσμης μεταξύ του πομπού και του δέκτη και οι αναπόφευκτες κινήσεις των FSO τερματικών που επιφέρουν επιπρόσθετες διακυμάνσεις. Στη παρούσα ενότητα γίνεται χρήση του στατιστικού μοντέλου των

σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης (non-zero boresight, NB) της οπτικής δέσμης όπως παρουσιάζεται στην Εν. 2.5 (Σχ. 2.17).

Η απόδοση των συστημάτων FSO μπορεί να εκτιμηθεί μέσω του μέσου ρυθμού σφάλματος bit (BER). Εντούτοις, η απόκριση του ατμοσφαιρικού καναλιού, δηλ. ο χρόνος συσχέτισης (coherence time) για τον οποίο οι συνθήκες διακυμάνσεων για το ατμοσφαιρικό κανάλι θεωρείται ότι παραμένουν αμετάβλητες, είναι της τάξης των χιλιοστών του δευτερολέπτου. Έτσι, για ρυθμούς μετάδοσης στα Gbps, που υποστηρίζονται από την τρέχουσα τεχνολογία FSO, το κανάλι παραμένει πρακτικά αμετάβλητο για μια σχετικά μεγάλη ομάδα bits πληροφορίας [41], [267]. Επομένως, ο BLER μπορεί να θεωρηθεί ως βασική μετρική τιμή, ο οποίος παρέχει διορατικότητα όταν προτίθεται να εφαρμοστεί ένα σχήμα διόρθωσης σφαλμάτων (FEC) όπως π.χ. οι μπλοκ κωδικοί (block codes) [268].

Ο BLER ερευνήθηκε πρώτα για συστήματα επικοινωνιών ραδιοσυχνοτήτων (RF). Ο BLER για ένα κανάλι αργών διαλείψεων Rayleigh με χρήση διαμόρφωσης μη-σύμφωνης (non-coherent, NC) ολίσθησης συχνότητας (frequency-shift keying, FSK), σύμφωνης (coherent, C) FSK και σύμφωνης ολίσθησης φάσης (phase-shift keying, PSK) ερευνήθηκε στην [269], ενώ για αργές διαλείψεις Rayleigh και NC-FSK με χρήση διαφορικής λήψης στο δέκτη με συνδυαστή επιλογής (SC) και βέλτιστο συνδυαστή (MRC) μελετάται στις [270], [271]. Ο BLER σε κανάλι διαλείψεων Nakagami με χρήση NC-FSK διαμόρφωσης, διαφορικής λήψης και κώδικες διόρθωσης σφαλμάτων ερευνάται στην [272]. Η πρώτη αξιολόγηση του BLER σε ασύρματο οπτικό κανάλι διερευνήθηκε στην [267], όπου ένα σύστημα FSO βασίζεται στην διαμόρφωση έντασης με υποφορέα (subcarrier intensity modulation, SIM) για διαμόρφωση NC-FSK και με σύμφωνη δυαδική PSK (BPSK) με διάφορα μοντέλα ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής. Στην [273], ολοκληρωτικής-μορφής μαθηματική έκφραση εξάγεται για την εκτίμηση του μέσου BLER ενός FSO συστήματος με NC-FSK διαμόρφωση και διαφορική PSK (DPSK) διαμόρφωση σε συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής που μοντελοποιείται από την exponentiated Weibull κατανομή που βασίζεται στη θεωρία non-Kolmogorov με σφάλματα σκόπευσης, λαμβάνοντας υπόψη και το φαινόμενο της περιπλάνησης της δέσμης.

Στην παρούσα ενότητα, εξάγονται σε κλειστή-μορφή μαθηματικές εκφράσεις για την εκτίμηση του μέσου BLER ενός FSO συστήματος με διαμόρφωση OOK όπου οι επιδόσεις του επηρεάζονται από την ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή που μοντελοποιείται από την GG κατανομή μαζί με τα γενικευμένα σφάλματα σκόπευσης με μη-μηδενική

απόκλιση. Επίσης, για την περίπτωση όπου το φαινόμενο των σφαλμάτων σκόπευσης θεωρείται αμελητέο, κλειστής-μορφής έκφραση εξάγεται λαμβάνοντας υπόψη μόνο το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με την GG κατανομή. Τέλος, η απόδοση BLER για την OOK-FSO ζεύξη ερευνάται και σε συνθήκες κορεσμένης ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής μέσω της NE κατανομής μαζί με την επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης. Με χρήση όλων των εξαγόμενων εκφράσεων, παρουσιάζονται αριθμητικά αποτελέσματα που ως στόχο έχουν την πιο λεπτομερή μελέτη της επίδρασης του φαινομένου του σπινθηρισμού και των σφαλμάτων σκόπευσης με ύπαρξη μη-μηδενικής απόκλισης στην απόδοση της μετρικής του BLER για μια OOK-FSO ζεύξη σε ένα μεγάλο εύρος ατμοσφαιρικών συνθηκών.

6.2 Το Μοντέλο του Διαύλου

Θεωρούμε μια PtP FSO ζεύξη με IM/DD τρόπο λειτουργίας και διαμόρφωση NRZ-OOK, όπως απεικονίζεται στο Σχ. 6.1. Το μεταδιδόμενο οπτικό σήμα βιώνει όλες τις επιζήμιες επιδράσεις κατά την διάδοση του στο ατμοσφαιρικό κανάλι. Έτσι, το λαμβανόμενο σήμα στο δέκτη περιγράφεται ως [7], [70], [78], [81], [274]:

$$y = \eta x I + n \quad (6.1)$$

Όπου y αντιπροσωπεύει το φωτο-επαγόμενο σήμα στην είσοδο του αποδιαμορφωτή, I είναι η στιγμιαία ολική κανονικοποιημένη ένταση που φθάνει στον δέκτη, η είναι η απόκριση της φωτοδιόδου, x είναι το διαμορφωμένο OOK σήμα που λαμβάνει τιμές $x \in \{0, 2P_0\}$ που αντιστοιχούν στα δυαδικά ψηφία "0" και "1" με P_0 να είναι η μέση εκπεμπόμενη ισχύς και n να αντιπροσωπεύει τον προσθετικό λευκό Gaussian θόρυβο (AWGN) με μηδενική μέση τιμή και διακύμανση σ_n^2 ίση με $N_0/2$.

Η ολική στιγμιαία κανονικοποιημένη ένταση στον δέκτη δίνεται από το παρακάτω γινόμενο [78], [81], [217]:

$$I = I_l I_t I_p \quad (6.2)$$

όπου το I_l αντιπροσωπεύει έναν ντετερμινιστικό παράγοντα που περιγράφει την απώλεια ισχύος της οπτικής ακτινοβολίας, που διαδίδεται στο ατμοσφαιρικό μέσο (βλέπε Κεφ. 2). Έτσι, χωρίς απώλεια της γενικότητας και για λόγους μαθηματικής απλοποίησης, υποθέτουμε ότι αυτός ο όρος είναι ίσος με τη μονάδα. Οι άλλοι δύο παράγοντες, I_t και I_p , αντιπροσωπεύουν τις τυχαίες μεταβλητές της

κανονικοποιημένης έντασης λόγω ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης, αντίστοιχα.



Σχήμα 6.1. Απεικόνιση πομπού, δέκτη και ατμοσφαιρικού καναλιού για σύστημα FSO με διαμόρφωση OOK.

Για συνθήκες ασθενούς έως και ισχυρής ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής, οι διακυμάνσεις της ακτινοβολίας περιγράφονται με αρκετά μεγάλη ευστοχία από την κατανομή GG. Η PDF της $I = I_t I_p$ για την περίπτωση της GG με σφάλματα σκόπευσης δίνεται από την Εξ. (3.21). Οι παράμετροι α και b της GG κατανομής σχετίζονται με τις τιμές των παραμέτρων της ζεύξης και υπολογίζονται από τις Εξ. (2.68) για σφαιρική διάδοση κύματος. Οι παράμετροι των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης $\xi_{\text{mod}}, \sigma_{\text{mod}}, A_{\text{mod}}, W_{z,eq}$ υπολογίζονται αντίστοιχα από τις Εξ. (2.80)-(2.87). Για την επίδραση κορεσμένων διακυμάνσεων θεωρούμε την NE κατανομή. Αξίζει να αναφέρουμε ότι η NE κατανομή προκύπτει από την Gamma κατανομή αν στην Εξ. (2.62) θέσουμε $\zeta=1$. Οπότε η συνδυαστική PDF με NE κορεσμένη ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή και σφάλματα σκόπευσης προκύπτει από την Εξ. (3.22) με την αντίστοιχη αντικατάσταση.

6.3 Ο Μέσος BLER (average BLER)

Ο BLER ορίζεται ως ο ρυθμός μετάδοσης εσφαλμένης ομάδας (block) πληροφοριακών δεδομένων. Λανθασμένο block θεωρείται η ομάδα όπου τουλάχιστον ένα bit πληροφορίας έχει ανιχνευτεί με σφάλμα. Έτσι, αν υποθέσουμε ότι τα εσφαλμένα bits εντός ενός block από N δυαδικά ψηφία ακολουθούν μια διωνυμική κατανομή (binomial distribution), τότε η πιθανότητα να έχουμε M εσφαλμένα δυαδικά ψηφία σε αυτό το block, θα δίνεται ως [267], [269]:

$$P(M, N; I) = \sum_{m=M+1}^N \binom{N}{m} P_b^m (1 - P_b)^{N-m} \quad (6.3)$$

Όπου P_b δηλώνει την πιθανότητα σφάλματος bit (BER) για OOK σήμα που δίνεται από την Εξ. (3.30) ως:

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}}\right) \quad (6.4)$$

Όπου $\gamma = \psi I^2$ αντιστοιχεί στον στιγμιαίο ηλεκτρικό σηματοθορυβικό λόγο με $\psi = \eta^2 / N_0^2$ [275]. Επιπρόσθετα, ο μέσος SNR εκφράζεται ως $\mu = \psi(E[I])^2$ και $E[\cdot]$ δηλώνει την αναμενόμενη τιμή της I που είναι ίση, σύμφωνα με την Εν. 3.6, με $E[I] = E[I_t]E[I_p] = A_{\text{mod}}(1 + \xi_{\text{mod}}^{-2})^{-1}$. Έτσι, ο μέσος BLER υπολογίζεται ως [267], [269], [273]:

$$P_{\text{BLER}, \text{NB-PE}} = \int_0^{\infty} f_I(I) P(M, N; I) dI \quad (6.5)$$

Στη συνέχεια, αντικαθιστούμε την Εξ. (6.3) στην Εξ. (6.5) και κάνουμε χρήση του διωνυμικού αναπτύγματος για τον όρο $(1 - P_b)^{N-m}$, λαμβάνοντας ότι $P_b^m (1 - P_b)^{N-m} = \sum_{k=0}^{N-m} \binom{N-m}{k} (-1)^k (P_b)^{m+k}$ [267], [269]. Επίσης, αντικαθιστούμε την BER του OOK από την Εξ. (6.4) και καταλήγουμε στην ακόλουθη έκφραση [J.5]:

$$P_{\text{BLER}, \text{NB-PE}} = \int_0^{\infty} f_I(I) \sum_{m=M+1}^N \sum_{k=0}^{N-m} \binom{N}{m} \binom{N-m}{k} (-1)^k \left(Q\left(\sqrt{\frac{\psi I^2}{2}}\right) \right)^{m+k} dI \quad (6.6)$$

Ακολούθως, χρησιμοποιώντας την προσεγγιστική έκφραση της [267] για την Q -συνάρτηση δηλ. $Q(x) \approx [5 \exp(-2x^2) + 4 \exp(-11x^2/20) + \exp(-x^2/2)]/24$, το παραπάνω ολοκλήρωμα λαμβάνει την ακόλουθη μορφή [J.5]:

$$P_{\text{BLER}, \text{NB-PE}} \approx \int_0^{\infty} f_I(I) \sum_{m=M+1}^N \sum_{k=0}^{N-m} \binom{N}{m} \binom{N-m}{k} (-1)^k \times \left(\frac{5}{24} \exp(-\psi I^2) + \frac{4}{24} \exp\left(-\frac{11\psi}{40} I^2\right) + \frac{1}{24} \exp\left(-\frac{\psi}{4} I^2\right) \right)^{m+k} dI \quad (6.7)$$

Στη συνέχεια, χρησιμοποιώντας το πολυωνυμικό θεώρημα (multinomial theorem), για τους εκθετικούς όρους μέσα στην παρένθεση, φτάνουμε στην [J.5]:

$$\begin{aligned}
P_{BLER,NB-PE} &\approx \int_0^\infty f_I(I) \sum_{m=M+1}^N \sum_{k=0}^{N-m+k} \sum_{t=0}^k \sum_{l=0}^t \binom{N}{m} \binom{N-m}{k} \times \\
&\times (-1)^k \binom{m+k}{t} \left(\frac{1}{24}\right)^{m+k-t} \binom{t}{l} \left(\frac{5}{24}\right)^{t-l} \left(\frac{1}{6}\right)^l \times \\
&\times \exp\left(-\psi I^2 \left(\frac{m+k+3t}{4} - \frac{29}{40}l\right)\right) dI
\end{aligned} \tag{6.8}$$

Εκφράζοντας τον εκθετικό όρο στην Εξ. (6.8) με την κατάλληλη Meijer G συνάρτηση και αντικαθιστώντας την συνδυαστική PDF για την GG κατανομή της Εξ. (3.21), καταλήγουμε στο ολοκλήρωμα [J.5]:

$$\begin{aligned}
P_{BLER,GG,NB-PE} &\approx \sum_{m=M+1}^N \sum_{k=0}^{N-m+k} \sum_{t=0}^k \sum_{l=0}^t \binom{N}{m} \binom{N-m}{k} (-1)^k \times \\
&\times \binom{m+k}{t} \left(\frac{1}{24}\right)^{m+k-t} \binom{t}{l} \left(\frac{5}{24}\right)^{t-l} \left(\frac{1}{6}\right)^l \frac{ab \xi_{\text{mod}}^2}{A_{\text{mod}} \Gamma(a) \Gamma(b)} \times \\
&\times \int_0^\infty G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{abI}{A_{\text{mod}}} \middle| \begin{matrix} \xi_{\text{mod}}^2 \\ \xi_{\text{mod}}^2 - 1, a - 1, b - 1 \end{matrix} \right) G_{0,1}^{1,0} \left(\Xi I^2 \middle| 0 \right) dI
\end{aligned} \tag{6.9}$$

$$\text{Όπου } \Xi = \mu \left(\frac{m+k+3t}{4} - \frac{29}{40}l \right) \left(1 + \xi_{\text{mod}}^{-2} \right)^2 / A_{\text{mod}}^2.$$

Τελικώς, χρησιμοποιώντας τη φόρμουλα επίλυσης ολοκληρωμάτων της Εξ. (A.3), εξάγουμε την ακόλουθη κλειστής-μορφής μαθηματική έκφραση για την ακριβή εκτίμηση του μέσου BLER για μια FSO ζεύξη με OOK επηρεαζόμενη από σφάλματα σκόπευσης με μη-μηδενική απόκλιση σε συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής μοντελοποιημένης μέσω της GG κατανομής [J.5]:

$$\begin{aligned}
P_{BLER,GG,NB-PE} &\approx \sum_{m=M+1}^N \sum_{k=0}^{N-m+k} \sum_{t=0}^k \sum_{l=0}^t \binom{N}{m} \binom{N-m}{k} (-1)^k \times \\
&\times \binom{m+k}{t} \left(\frac{1}{24}\right)^{m+k-t} \binom{t}{l} \left(\frac{5}{24}\right)^{t-l} \left(\frac{1}{6}\right)^l \frac{\xi_{\text{mod}}^2 2^{a+b-3}}{\pi \Gamma(a) \Gamma(b)} \times \\
&\times G_{6,3}^{1,6} \left(\frac{16 \Xi A_{\text{mod}}^2}{(ab)^2} \middle| \begin{matrix} \frac{1-\xi_{\text{mod}}^2}{2}, \frac{2-\xi_{\text{mod}}^2}{2}, \frac{1-a}{2}, \frac{2-a}{2}, \frac{1-b}{2}, \frac{2-b}{2} \\ 0, -\frac{\xi_{\text{mod}}^2}{2}, \frac{1-\xi_{\text{mod}}^2}{2} \end{matrix} \right)
\end{aligned} \tag{6.10}$$

Επίσης, για την περίπτωση με μηδενική απόκλιση (zero boresight, ZB) της οπτικής δέσμης, δηλ., $\mu_x=0$, $\mu_y=0$, και ταυτόσημες χωρικές τυπικές αποκλίσεις για τους κατακόρυφους άξονες, δηλ., $\sigma_x=\sigma_y=\sigma_s$, οι ακόλουθες παράμετροι προκύπτουν $A_{\text{mod}}=A_0$

και $\sigma_{mod}=\sigma_s$. Έτσι, η παράμετρος ξ_{mod} θα είναι ίση με $\xi_{mod}=\xi=W_{z,eq}/2\sigma_s$ και η

παράμετρος Ξ είναι ίση με $\Xi=\mu\left(\frac{m+k+3t}{4}-\frac{29}{40}l\right)\left(1+\xi^{-2}\right)^2/A_0^2$.

Με αντίστοιχο τρόπο, για αμελητέα την επιρροή των σφαλμάτων σκόπευσης, ο μέσος BLER για την OOK FSO ζεύξη εξαρτάται μόνο από την επίδραση της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής. Έτσι, θεωρώντας την Εξ. (6.8) και αντικαθιστώντας την PDF της GG κατανομής από την Εξ. (2.65) λαμβάνουμε το ολοκλήρωμα [J.5]:

$$\begin{aligned}
P_{BLER,GG} &\approx \sum_{m=M+1}^N \sum_{k=0}^{N-m} \sum_{t=0}^{m+k} \sum_{l=0}^t \binom{N}{m} \binom{N-m}{k} (-1)^k \times \\
&\times \binom{m+k}{t} \left(\frac{1}{24}\right)^{m+k-t} \binom{t}{l} \left(\frac{5}{24}\right)^{t-l} \left(\frac{1}{6}\right)^l \frac{2(ab)^{\frac{a+b}{2}}}{\Gamma(a)\Gamma(b)} \times \\
&\times \int_0^\infty I_t^{\frac{a+b}{2}-1} \frac{1}{2} G_{0,2}^{2,0} \left(abI_t \left| \frac{\alpha-b}{2}, -\frac{\alpha-b}{2} \right. \right) G_{0,1}^{1,0} \left(\Xi I_t^2 \left| 0 \right. \right) dI
\end{aligned} \tag{6.11}$$

Όπου έχουμε εκφράσει την συνάρτηση Bessel σύμφωνα με την ισοδύναμη έκφραση

$$K_\nu(\sqrt{z^2}) = \frac{1}{2} G_{0,2}^{2,0} \left(\frac{z^2}{4} \left| \frac{\nu}{2}, -\frac{\nu}{2} \right. \right).$$

Ακολουθώντας όμοιους χειρισμούς όπως παραπάνω,

προκύπτει η ακόλουθη μαθηματική έκφραση σε κλειστή μορφή, λαμβάνοντας μόνο την επίδραση από το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής που περιγράφεται από την GG κατανομή [J.5]:

$$\begin{aligned}
P_{BLER,GG} &\approx \sum_{m=M+1}^N \sum_{k=0}^{N-m} \sum_{t=0}^{m+k} \sum_{l=0}^t \binom{N}{m} \binom{N-m}{k} (-1)^k \times \\
&\times \binom{m+k}{t} \left(\frac{1}{24}\right)^{m+k-t} \binom{t}{l} \left(\frac{5}{24}\right)^{t-l} \left(\frac{1}{6}\right)^l \times \\
&\times \frac{2^{a+b-2}}{\pi\Gamma(a)\Gamma(b)} G_{4,1}^{1,4} \left(\frac{16B}{(ab)^2} \left| \frac{1-a}{2}, \frac{2-a}{2}, \frac{1-b}{2}, \frac{2-b}{2} \right. \right)
\end{aligned} \tag{6.12}$$

με $B=\mu\left(\frac{m+k+3t}{4}-\frac{29}{40}l\right)$, λαμβάνοντας υπόψη ότι η αναμενόμενη τιμή της

κανονικοποιημένης έντασης I_t μέσω της GG κατανομής είναι ίση με $E[I_t]=1$.

Τέλος, για την περίπτωση συνθηκών κορεσμένων διακυμάνσεων με την NE κατανομή και σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης, ο μέσος BLER για την FSO ζεύξη με OOK υπολογίζεται αν στην Εξ. (6.8) αντικαταστήσουμε την συνδυαστική PDF της Εξ. (3.22) με $\zeta=1$. Έτσι, προκύπτει [C.7]:

$$\begin{aligned}
P_{BLER,NE,NB-PE} &\approx \sum_{m=M+1}^N \binom{N}{m} \sum_{k=0}^{N-m} \binom{N-m}{k} (-1)^k \times \\
&\times \sum_{t=0}^{m+k} \binom{m+k}{t} \left(\frac{1}{24}\right)^{m+k-t} \sum_{l=0}^t \binom{t}{l} \left(\frac{5}{24}\right)^{t-l} \left(\frac{1}{6}\right)^l \times \\
&\times \frac{\xi_{\text{mod}}^2}{A_{\text{mod}}} \int_0^{\infty} G_{1,2}^{2,0} \left(\frac{I}{A_{\text{mod}}} \middle| \begin{matrix} \xi_{\text{mod}}^2 \\ \xi_{\text{mod}}^2 - 1, 0 \end{matrix} \right) G_{0,1}^{1,0} \left(\Xi I^2 \middle| \begin{matrix} \\ 0 \end{matrix} \right) dI
\end{aligned} \tag{6.13}$$

Εκτελώντας τους αντίστοιχους αλγεβρικούς χειρισμούς, εξάγεται σε κλειστή μορφή η μαθηματική έκφραση για την ακριβή αξιολόγηση του μέσου BLER μιας OOK FSO ζεύξης σε συνθήκες κορεσμένης ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής μοντελοποιημένη με την NE κατανομή μαζί με επίδραση από σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης [C.7]:

$$\begin{aligned}
P_{BLER,NE,NB-PE} &\approx \sum_{m=M+1}^N \binom{N}{m} \sum_{k=0}^{N-m} \binom{N-m}{k} (-1)^k \times \\
&\times \sum_{t=0}^{m+k} \binom{m+k}{t} \left(\frac{1}{24}\right)^{m+k-t} \sum_{l=0}^t \binom{t}{l} \left(\frac{5}{24}\right)^{t-l} \left(\frac{1}{6}\right)^l \times \\
&\times \frac{\xi_{\text{mod}}^2}{2\sqrt{\pi}} G_{4,3}^{1,4} \left(4\Omega A_{\text{mod}}^2 \middle| \begin{matrix} 1 - \frac{\xi_{\text{mod}}^2}{2}, \frac{2 - \xi_{\text{mod}}^2}{2}, 0, 0.5 \\ 0, -\frac{\xi_{\text{mod}}^2}{2}, \frac{1 - \xi_{\text{mod}}^2}{2} \end{matrix} \right)
\end{aligned} \tag{6.14}$$

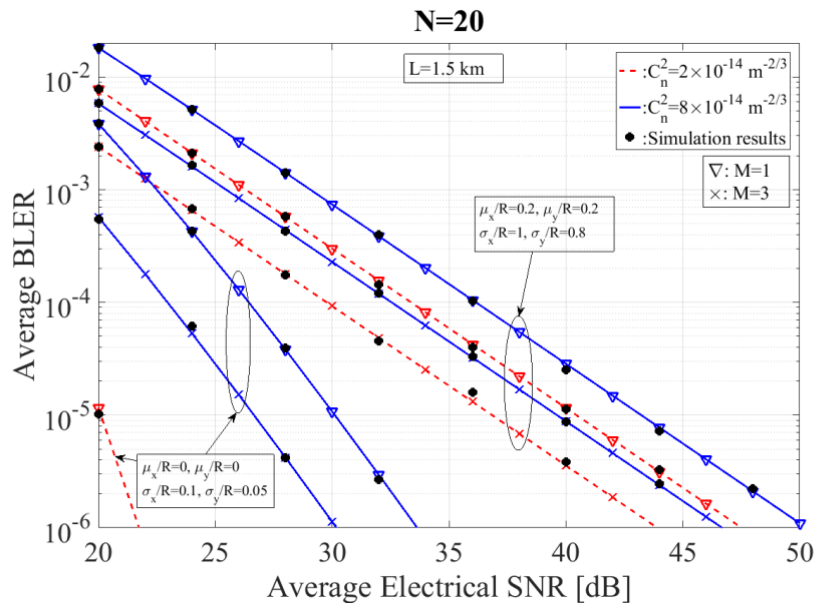
Όπου $\Omega = SNR_{b,EX} \left(\frac{m+k+3t}{4} - \frac{29}{40} l \right) / (E[I])^2$ με $E[I] = A_{\text{mod}} (1 + \xi_{\text{mod}}^{-2})^{-1}$. Αν θέσουμε $\mu_x=0$, $\mu_y=0$, και $\sigma_x=\sigma_y=\sigma_s$, προκύπτει $A_{\text{mod}}=A_0$, $\sigma_{\text{mod}}=\sigma_s$ και $\xi_{\text{mod}}=\xi$. Έτσι, τα σφάλματα σκόπευσης περιγράφονται από την κλασσική Rayleigh κατανομή της Εξ. (2.82).

6.4 Αριθμητικά Αποτελέσματα

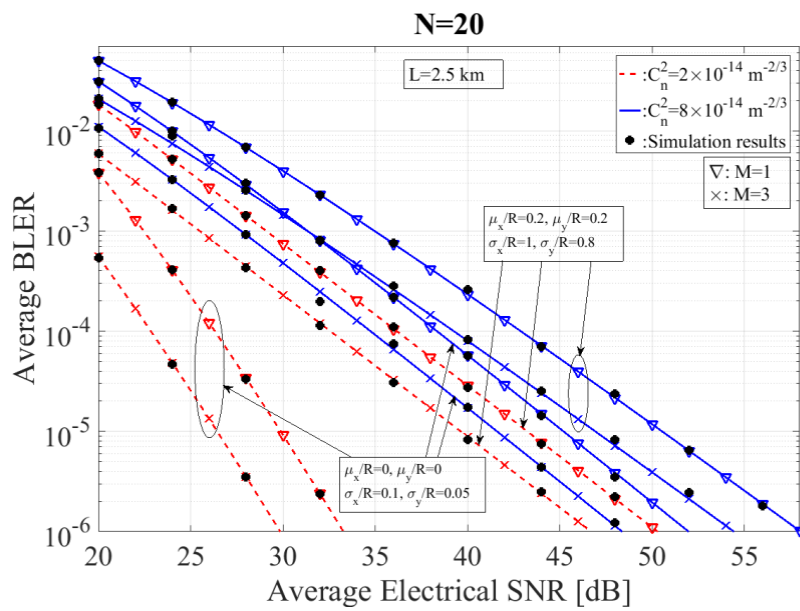
Σε αυτή την ενότητα απεικονίζονται κατάλληλα αριθμητικά αποτελέσματα για τον μέσο BLER βάσει των εξαγόμενων μαθηματικών εκφράσεων των Εξ. (6.10), (6.12) και (6.14), σύμφωνα με τον αριθμό M των εσφαλμένων bits σε ένα block από N bits,

σαν συνάρτηση του μέσου ηλεκτρικού SNR. Συγκεκριμένα, εξετάζονται οι περιπτώσεις για μήκη block των $N=20$ ή 50 που σχετίζονται με τις πιθανότητες ύπαρξης $M=1$ ή 3 εσφαλμένων bits σε αυτά τα block. Το μήκος της ζεύξης, L_S , επιλέγεται ίσο με $1,5$ km ή $2,5$ km για πιο μακρινή ζεύξη. Η ακτίνα του κυκλικού ανοίγματος του δέκτη επιλέγεται ίση με $R=6$ cm και το μήκος κύματος λειτουργίας της ασύρματης οπτικής ζεύξης επιλέγεται στα $\lambda=1,55$ μm . Επιπρόσθετα, η παράμετρος δομής του δείκτη διάθλασης, C_n^2 , επιλέγεται ίση με 2×10^{-14} $\text{m}^{-2/3}$ ή 8×10^{-14} $\text{m}^{-2/3}$ για μέτριες ή ισχυρές συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής, αντίστοιχα. Όσον αφορά την επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης, δύο περιπτώσεις διερευνώνται που αντιστοιχούν σε ασθενή ή ισχυρή επιρροή τους. Κατ' αρχάς, υποθέτουμε μια καλά ευθυγραμμισμένη οπτική δέσμη με μηδενική απόκλιση (ZB) ($\mu_x=0$, $\mu_y=0$) και κανονικοποιημένες χωρικές διακυμάνσεις για τον κατακόρυφο και τον οριζόντιο άξονα του δέκτη ίσες με $\sigma_y/R=0,05$ και $\sigma_x/R=0,1$. Για ισχυρή επιρροή, θεωρούμε την περίπτωση με μη-μηδενική απόκλιση (NB) από το κέντρο του δέκτη, με $\mu_x/R=0,2$, $\mu_y/R=0,2$ και κανονικοποιημένες χωρικές διακυμάνσεις $\sigma_y/R=0,8$ και $\sigma_x/R=1$ για αυξημένη επίδραση του φαινομένου. Η τιμή της κανονικοποιημένης ακτίνας της δέσμης στον δέκτη ορίζεται ίση με $w_z/R=3$ για όλες τις περιπτώσεις. Η ακρίβεια των θεωρητικά εξαγόμενων αποτελεσμάτων επαληθεύεται επίσης μέσω αριθμητικών προσομοιώσεων Monte Carlo με χρήση 10^6 τυχαίων δειγμάτων.

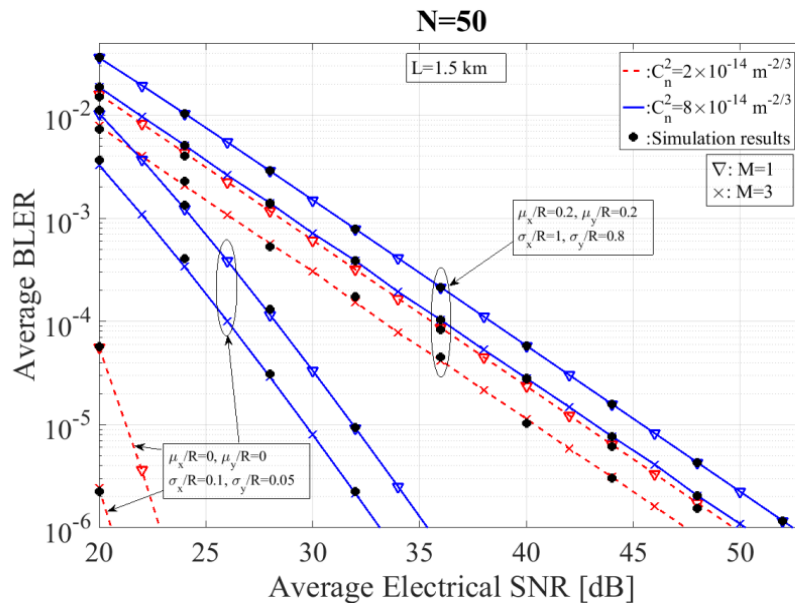
Τα Σχ. 6.2 και 6.3 απεικονίζονται τα αποτελέσματα για τον μέσο BLER θεωρώντας ένα block από $N=20$ bits για δύο διαφορετικές τιμές του μήκους της ζεύξης. Όπως απεικονίζεται, ο μέσος BLER αυξάνεται καθώς η επίδραση της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και το μήκος της ζεύξης αυξάνονται. Επίσης, ο μέσος BLER μειώνεται όταν ο αριθμός των εσφαλμένων bits αυξάνεται, δηλ. όταν $M=3$, στο ίδιο μήκος block. Επιπλέον, η επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης επιδεινώνει περαιτέρω την απόδοση όπως γίνεται φανερό στα Σχ. 6.2 και 6.3.



Σχήμα 6.2. Ο BLER με ασθενή και ενισχυμένα σφάλματα σκόπευσης για $L=1.5 \text{ km}$ και $N=20$ [J.5].

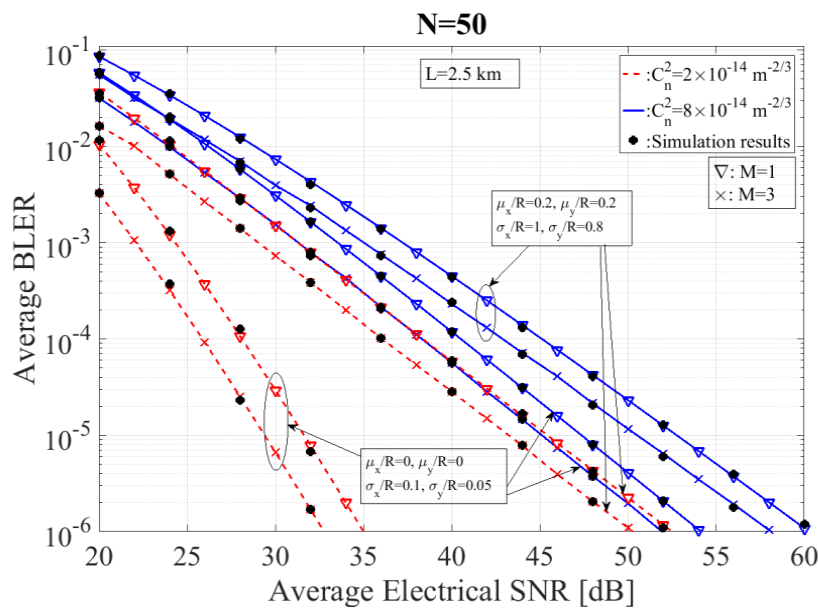


Σχήμα 6.3. Ο BLER με ασθενή και ενισχυμένα σφάλματα σκόπευσης για $L=2.5 \text{ km}$ και $N=20$ [J.5].

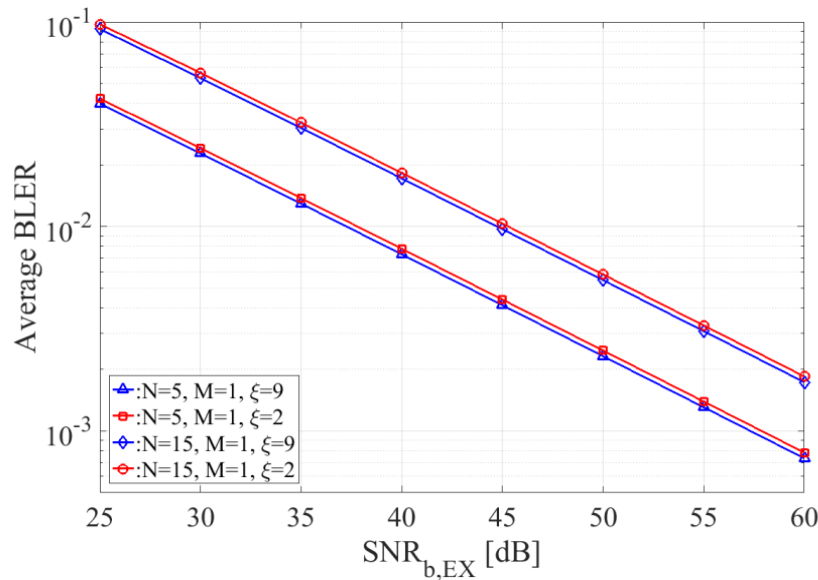


Σχήμα 6.4. Ο BLER με ασθενή και ενισχυμένα σφάλματα σκόπευσης για $L=1.5$ km και $N=50$ [J.5].

Ομοίως, στα Σχ. 6.4 και 6.5 απεικονίζεται η απόδοση για τις προαναφερθείσες περιπτώσεις μήκους ζεύξης αλλά για $N=50$. Γίνεται φανερό ότι ο μέσος BLER αυξάνεται σε σύγκριση με την περίπτωση με $N=20$. Η προσαύξηση είναι πιο σημαντική στην περίπτωση των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης, όπως δεικνύεται και στα δύο σχήματα. Επιπλέον, παρατηρείται σημαντική αύξηση του μέσου BLER όταν το μήκος της ζεύξης αυξάνεται, όπως απεικονίζεται στο Σχ. 6.5.



Σχήμα 6.5. Ο BLER με ασθενή και ενισχυμένα σφάλματα σκόπευσης για $L=2.5$ km και $N=50$ [J.5].



Σχήμα 6.6. Ο BLER για OOK-FSO ζεύξη με κορεσμένη ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή για $N=5$ ή 15 και $M=1$ όταν $\xi=9$ ή 2 [C.7].

Τέλος, τα αποτελέσματα για την περίπτωση των κορεσμένων συνθηκών με την NE κατανομή με σφάλματα σκόπευσης απεικονίζονται στο Σχ. 6.6. Για την FSO ζεύξη θεωρείται ένας δέκτης με ακτίνα ανοίγματος $r=5$ cm. Για τα σφάλματα σκόπευσης, δύο τιμές έχουν επιλεχθεί για την παράμετρο ξ που είναι 9 ή 2 και εξάγονται λαμβάνοντας τιμές $w_z/r=2.4$ και $\sigma_s/r=0.14$ ή 0.65 που αντιστοιχούν σε ασθενείς και ισχυρές διακυμάνσεις λόγω κακής ευθυγράμμισης. Ο μέσος BLER επιδεινώνεται όταν θεωρούμαι μεγαλύτερο block από bits. Για την περίπτωση όπου $N=15$ και $M=1$ εσφαλμένα bits, ο μέσος BLER λαμβάνει τιμές ίσες με 2×10^{-3} για $SNR_{b,EX}=60$ dB και για τις δυο περιπτώσεις των σφαλμάτων σκόπευσης δηλ. $\xi=9$ ή 2 . Για την περίπτωση μικρότερου block, με $N=5$ και $M=1$, ο μέσος BLER λαμβάνει τιμές ίσες με 7×10^{-4} για $SNR_{b,EX}=60$ dB τόσο για $\xi=9$ όσο και $\xi=2$.

6.5 Αξιολόγηση του Μέσου Ηλεκτρικού SNR

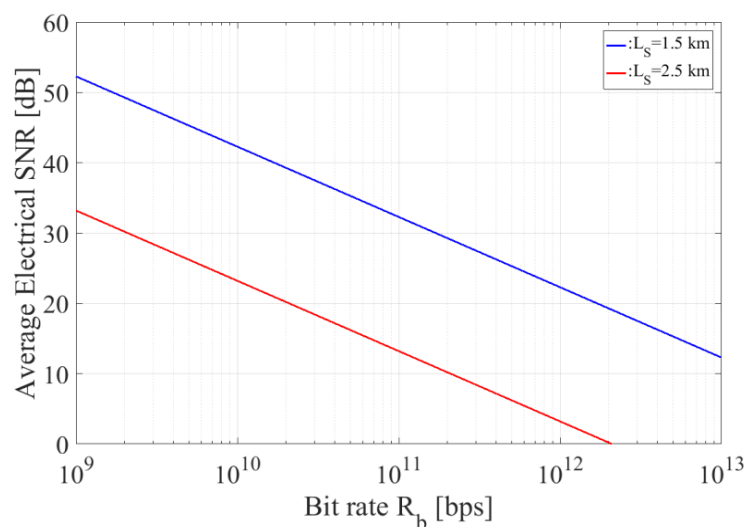
Σύμφωνα με τα τελικώς εξαγόμενα αποτελέσματα, πραγματοποιούμε την αξιολόγηση του μέσου ηλεκτρικού SNR. Η πλήρης μαθηματική έκφραση του SNR είναι:

$$\mu = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{EX} = \frac{(\eta I_l P_0 E[I])^2}{R_b N_0} \quad (6.16)$$

Όπου P_0 είναι η μέση εκπεμπόμενη ισχύς, I_l οι ολικές απώλειες ισχύος, R_b είναι ο ρυθμός μετάδοσης πληροφοριακών δεδομένων (bit rate) και N_0 είναι η PSD του AWGN θορύβου δηλ. $N_0 = 4k_B T / R_{eq} + 2q(I_{ph} + I_B + I_D) + I_{ph}^2 (RIN)$. Οι παράμετροι που χρησιμοποιούνται για τους υπολογισμούς φαίνονται στον Πίνακα 6.1.

Παράμετρος	Τιμή
P_0	20 dBm
Visibility	10 km
C_n^2	$8 \times 10^{-14} m^{-2/3}$
η	0.9 A/W
$D_R = 2R$	12 cm
w_z/R	3
λ	1.55 μm
T	300 K
R_{eq}	50 Ω
I_D	5 nA
RIN	-155 dB/Hz
Spectral Irradiance of the Sun H_λ	$140 W m^{-2} \mu\text{m}^{-1}$
$\delta, S, \varphi, \omega, \gamma$	-23.45°, 90°, 37°, 0, 0
Spectral Radiance of the sky N_λ	$100 W m^{-2} sr^{-1} \mu\text{m}^{-1}$
FOV ω_r	0.6 rad
$\Delta\lambda$	2 nm
ρ_{refl}	0.2
L_S	1.5 km και 2.5 km
ξ, ξ_{mod}	9

Πίνακας 6.1. Παράμετροι για την αξιολόγηση του μέσου ηλεκτρικού SNR.



Σχήμα 6.7. Ο μέσος ηλεκτρικός SNR ανά bit σαν συνάρτηση του ρυθμού μετάδοσης πληροφοριακών δεδομένων για την OOK FSO ζεύξη.

6.6 Συμπεράσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο ερευνήθηκε η απόδοση μιας επίγειας FSO ζεύξης μέσω της αξιολόγησης του ρυθμού μετάδοσης εσφαλμένου block πληροφορίας (BLER). Η συγκεκριμένη ζεύξη λειτουργεί με χρήση NRZ-OOK για το σήμα πληροφορίας και η απόδοσή της επηρεάζεται από το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και από σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης. Οι ατμοσφαιρικά επαγόμενοι σπινθηρισμοί μελετώνται μέσω των στατιστικών μοντέλων της GG και της NE κατανομής. Αυτά τα μοντέλα κατανομών χρησιμοποιούνται για να εξομοιώσουν μέτριες, ισχυρές και κορεσμένες συνθήκες διακυμάνσεων της λαμβανόμενης οπτικής έντασης, αντίστοιχα. Μαζί με το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής μελετάται και η επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης του κέντρου της οπτικής δέσμης από το κέντρο του δέκτη. Βάσει όλων των παραπάνω, εξάγονται σε κλειστή μορφή μαθηματικές εκφράσεις για την εκτίμηση του μέσου BLER μιας OOK-FSO ζεύξης σε διάφορες συνθήκες διακυμάνσεων με ύπαρξη σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης. Αξίζει να επισημάνουμε την χρησιμότητα των εξαγόμενων εκφράσεων κλειστής μορφής, οι οποίες παρέχουν τη δυνατότητα εκτίμησης της μετρικής του BLER με μεγάλη ακρίβεια χωρίς να καταφύγουμε σε σύνθετες μαθηματικές προσομοιώσεις. Τέτοιου είδους προσομοιώσεις μπορεί να οδηγήσουν σε εκτίμηση χωρίς μεγάλη ακρίβεια αλλά και να εξαντλήσουν την υπολογιστική ικανότητα του λογισμικού (software). Κατά αυτό το τρόπο, παρουσιάζονται αριθμητικά αποτελέσματα για την εκτίμηση του μέσου BLER σε συνθήκες μέτριας, ισχυρής και κορεσμένης ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής. Τα αποτελέσματα που προκύπτουν φανερώνουν την σημαντική επίδραση της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής στην απόδοση του BLER της OOK-FSO ζεύξης καθώς και την επίπτωση των σφαλμάτων σκόπευσης και ιδίως με ύπαρξη μεγάλης μη-μηδενικής απόκλισης από το κέντρο του δέκτη.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

ΑΝΑΛΟΓΙΚΕΣ ΟΠΤΙΚΕΣ ΖΕΥΞΕΙΣ

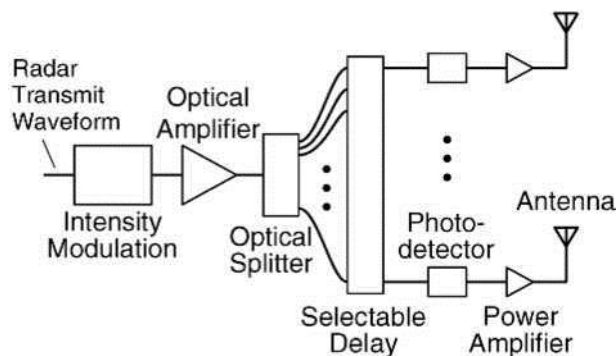
Οι αναλογικές οπτικές ζεύξεις (analogue optical links, AOL) αποτελούν άλλη μια πολύ βασική εφαρμογή των οπτικών επικοινωνιών. Η υλοποίησή τους είναι σχετικά απλή και χαμηλού κόστους συγκριτικά με τις τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης. Κύρια χρήση τους αφορά τη μετάδοση σημάτων ραδιοσυχνότητας (RF) από σημείο σε σημείο με τη χρήση οπτικών φορέων, εκμεταλλεύοντας έτσι τις μικρές απώλειες που μπορούν να επιτευχθούν είτε για διάδοση μέσω οπτικών ινών, είτε μέσω ασύρματης μετάδοσης διαμέσου του ατμοσφαιρικού καναλιού. Οι αναλογικές οπτικές ζεύξεις επίσης παρέχουν το σημαντικό πλεονέκτημα ότι οι εφαρμογές τους σε κυψελωτά δίκτυα κινητών υπηρεσιών οδηγούν σε πολύ απλοποιημένους σταθμούς κεραιών ως προς τη μειωμένη χρήση ηλεκτρονικού εξοπλισμού. Κατά αυτό το τρόπο, μειώνονται σημαντικά τα κόστη εγκατάστασης και λειτουργίας. Στη συνέχεια, παρουσιάζεται εκτενώς ο τρόπος λειτουργίας τους, καθώς και τα διάφορα φαινόμενα υποβάθμισης που επηρεάζουν την απόδοσή τους.

7.1 Εφαρμογές των Αναλογικών Οπτικών Ζεύξεων

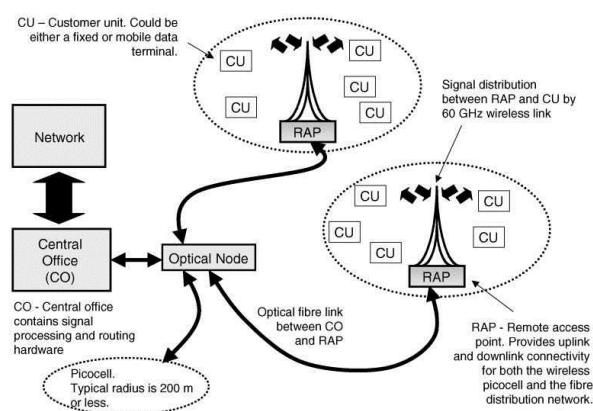
Οι αναλογικές οπτικές ζεύξεις (AOL) αποτελούν μια πολύ σημαντική εφαρμογή των οπτικών επικοινωνιών. Έχουν ως κύριο σκοπό την μεταφορά σημάτων ραδιοσυχνότητας (RF) στα μικροκυματικά (microwave) και χιλιοστομετρικά (millimeter wave) μήκη κύματος για εφαρμογές κυρίως α) σε ραντάρ διάταξης φάσης (phased-array radars) (Σχ. 7.1) για πηδαλιούχηση της εκπεμπόμενης ακτινοβολίας και β) για μεταφορά RF σημάτων μεταξύ κεντρικών σταθμών βάσης (CBS) και μεμακρυσμένων σταθμών κεραιών (RAUs) στα κυψελωτά δίκτυα κινητών επικοινωνιών (Σχ. 7.2) [31]–[34], [36], [37], [109], [110], [276].

Η μεταφορά αυτών των σημάτων μπορεί να γίνει είτε μέσω οπτικών ινών είτε μέσω ασύρματων οπτικών ζεύξεων [277], [278]. Τα συγκεκριμένα συστήματα για μετάδοση μέσω οπτικών ινών είναι γνωστά ως Radio over Fiber (RoF) και για την

περίπτωση των ασύρματων οπτικών ζεύξεων γνωστά ως Radio over Free-Space Optics (RoFSO) [102], [106], [107], [109], [279].

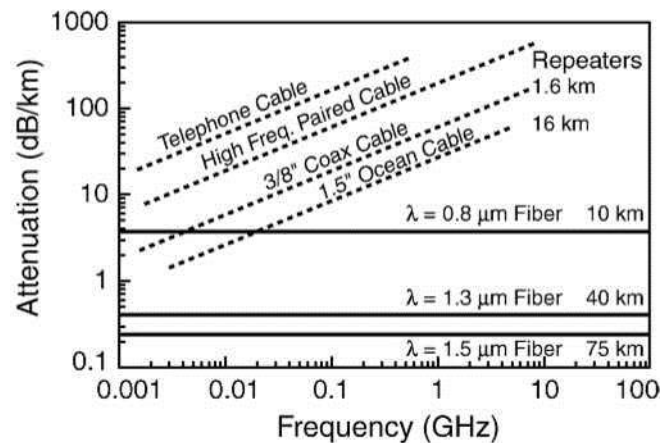


Σχήμα 7.1. Εφαρμογή αναλογικής οπτικής ζεύξης σε ραντάρ διάταξης φάσης [280].



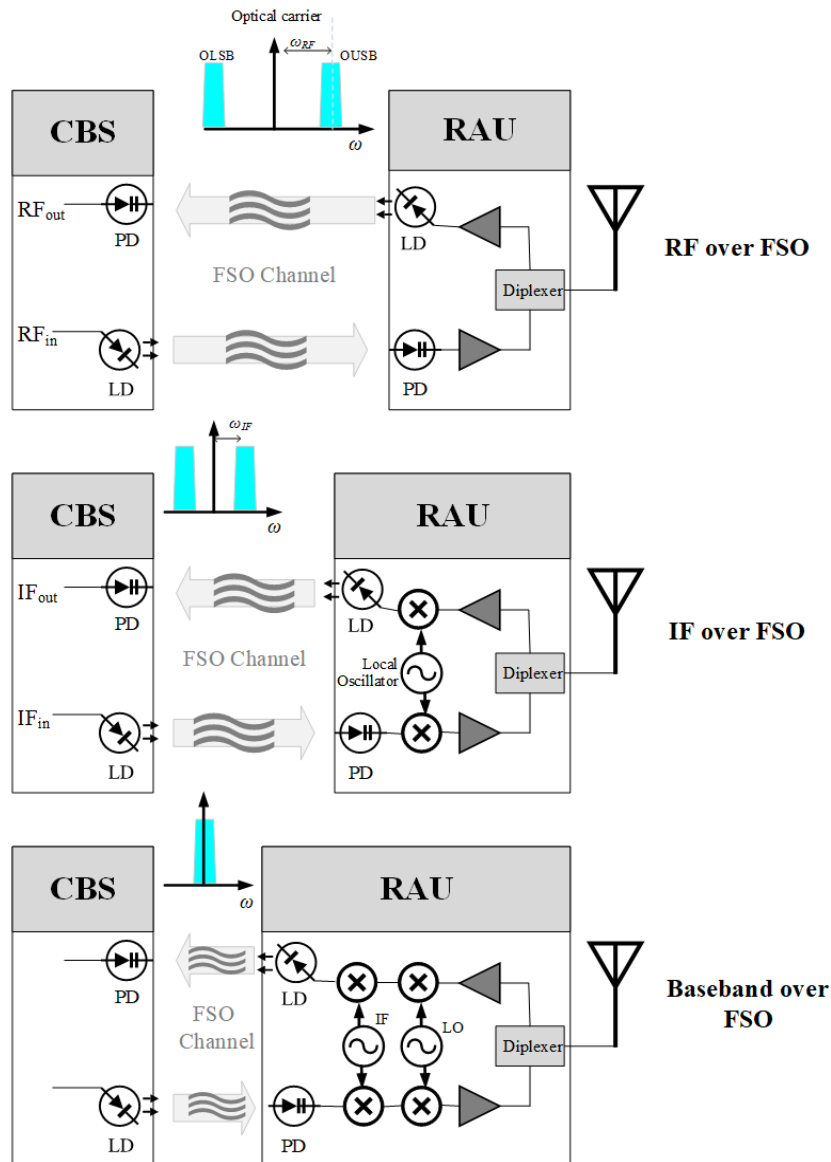
Σχήμα 7.2. Διανομή σημάτων κινητής τηλεφωνίας μέσω αναλογικών οπτικών ζεύξεων σε κυβελωτό δίκτυο [281].

Η μετάδοση των RF σημάτων μέσω οπτικών φορέων επωφελείται σημαντικά συγκριτικά με άλλους τρόπους μετάδοσης όπως π.χ. τα ομοαξονικά καλώδια (coaxial cables) ή η απευθείας ασύρματη διάδοση οδηγώντας σε σημαντικές παρεμβολές στο ήδη συνωστισμένο RF φάσμα [34], [35], [278], [282]. Είναι φανερό από το Σχ. 7.3 ότι η μετάδοση RF σημάτων μέσω γραμμών μεταφοράς εξαρτάται από τη συχνότητα του σήματος. Για τιμές συχνοτήτων άνω του 1 GHz και μετάδοση μέσω ομοαξονικών καλωδίων, οι απώλειες ανέρχονται σε τιμές κοντά στα 100 dB/km. Σε αντίθεση με τις οπτικές ζεύξεις όπου η μετάδοση είναι ανεξάρτητη της συχνότητας του σήματος και οι τιμές των απωλειών για μήκη κύματος στα 1.55 μm αγγίζει τα 0.2 dB/km για τις οπτικές ίνες και για την περίπτωση των ασύρματων οπτικών ζεύξεων, όπως παρουσιάζεται στο Κεφ. 2, οι απώλειες για $\lambda=1.55 \mu\text{m}$ και ορατότητες μεγαλύτερες από $V=5 \text{ km}$ είναι μικρότερες από 1 dB/km (βλέπε Σχ. 2.4) [34], [98], [283], [284].

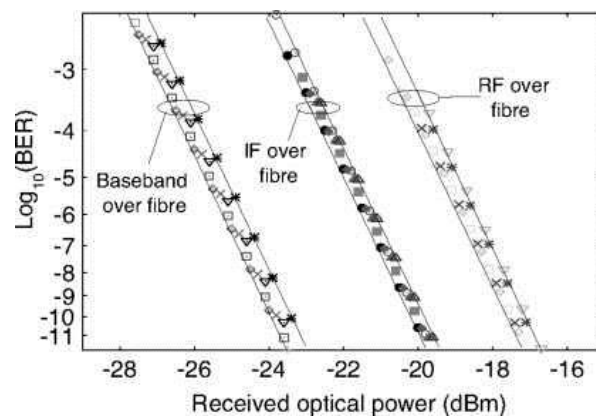


Σχήμα 7.3. Απώλειες μετάδοσης RF σημάτων μέσω διαφόρων γραμμών μεταφοράς και οπτικών ινών σαν συνάρτηση των συχνοτήτων του σήματος [280].

Η εφαρμογή των αναλογικών οπτικών ζεύξεων σε δίκτυα κινητών υπηρεσιών προσφέρει σημαντικά πλεονεκτήματα. Οι νέες αρχιτεκτονικές δικτύων πρόσβασης ραδιοσυχνοτήτων (RAN), όπως έχει ειπωθεί στο Κεφ. 1, έχουν ως σκοπό τη μεταφορά όλων των λειτουργιών που αφορούν τα στάδια επεξεργασίας των σημάτων να πραγματοποιούνται σε κεντρικούς σταθμούς (CBSs), απλοποιώντας σημαντικά τη δομή των RAUs [33], [36], [37], [276]. Όπως γίνεται φανερό από το Σχ. 7.4, οι αναλογικές οπτικές ζεύξεις οδηγούν σε πολύ απλοποιημένες RAUs ως προς την χρήση ηλεκτρονικού εξοπλισμού [33], [36], [281], [285]. Απεικονίζονται οι τρεις γενικές περιπτώσεις μεταφοράς σήματος που είναι α) η RF μετάδοση σήματος, β) η μετάδοση ενδιάμεσης συχνότητας (intermediate frequency, IF) σήματος και γ) μετάδοση σήματος βασικής ζώνης. Για την περίπτωση απευθείας RF μετάδοσης, τα μοναδικά στάδια που πραγματοποιούνται στις RAUs είναι O/E, E/O και ενίσχυσης. Για τις περιπτώσεις μετάδοσης IF και βασικής ζώνης, απεικονίζονται οι προσθήκες τοπικών ταλαντωτών (local oscillator, LO) στις RAUs για το ‘ανέβασμα’ (up-conversion) και ‘κατέβασμα’ (down-conversion) από και προς την επιθυμητή συχνότητα του RF φέροντος. Στο Σχ. 7.5, απεικονίζονται οι επιδόσεις του BER για τις τρεις προαναφερθείσες περιπτώσεις μετάδοσης με RF, IF και βασικής ζώνης, με ενδεικτικές τιμές για τις IF και RF συχνότητες να είναι οι $f_{IF}=2$ GHz και $f_{RF}=29$ GHz (f_{LO}).



Σχήμα 7.4. Τρεις περιπτώσεις μετάδοσης σημάτων σε αναλογικές οπτικές ζεύξεις όσον αφορά τη συχνότητα του μεταδιδόμενου σήματος.



Σχήμα 7.5. Μετρήσεις BER σε αναλογική οπτική ζεύξη μέσω οπτικής ίνας για περιπτώσεις μετάδοσης σημάτων βασικής ζώνης, IF και RF ($f_{IF}=2$ GHz, $f_{RF}=29$ GHz) [285].

Η ψηφιακή μετάδοση RF σημάτων στις fronthaul συνδέσεις στα τωρινά 4G-LTE (βλέπε Σχ. 1.9), πραγματοποιείται μέσω του πρωτοκόλλου CPRI (common public radio interface) [286]. Το πρότυπο CPRI βασίζεται στην ψηφιοποίηση του RF σήματος και την ανακατασκευή του στις RAUs. Οι τωρινοί ρυθμοί μετάδοσης γραμμής (line bit rates) του CPRI απεικονίζονται στον Πίνακα 7.1 και αφορούν εφαρμογές στα υπάρχοντα 4G LTE δίκτυα.

Line bit rate	Electrical	Optical	
		Short range	Long range
614.4 Mbit/s	E.6	OS.6	OL.6
1228.8 Mbit/s	E.12	OS.12	OL.12
2457.6 Mbit/s	E.24	OS.24	OL.24
3072.0 Mbit/s	E.30	OS.30	OL.30
4915.2 Mbit/s	E.48	OS.48	OL.48
6144.0 Mbit/s	E.60	OS.60	OL.60
8110.08 Mbit/s ³	E.79	N.A. ³	N.A. ³
9830.4 Mbit/s	E.96	OS.96	OL.96
10137.6 Mbit/s	E.99	OS.99	OL.99
12165.12 Mbit/s	E.119	OS.119	OL.119
24330.24 Mbit/s	E.238	OS.238	OL.238

Πίνακας 7.1. Οι διαθέσιμοι ρυθμοί μετάδοσης γραμμής του CPRI [286].

Ωστόσο, αναδεικνύονται σταδιακά οι σημαντικοί περιορισμοί στην εφαρμογή αυτού του τρόπου μετάδοσης για την επόμενη γενιά δικτύων κινητών υπηρεσιών. Ας θεωρήσουμε ένα ραντάρ διάταξης φάσης που απαρτίζεται από 1000 στοιχεία κεραίας. Αυτού του είδους τα συστήματα απαιτούν για την λειτουργία τους αρκετά μεγάλους σηματοθορυβικούς λόγους. Για την ψηφιακή μετάδοση RF σημάτων με στιγμιαίο εύρος ζώνης στα 10 GHz, σύμφωνα με το θεώρημα δειγματοληψίας Nyquist-Shannon, απαιτείται μια συχνότητα δειγματοληψίας μεγαλύτερη από 20 Giga-samples ανά δευτερόλεπτο (Gsps). Για έναν μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό (ADC) με M στάθμες κβάντισης, όπου $M = 2^N$ με N να είναι ο αριθμός των bits πληροφορίας που εκχωρούνται σε κάθε στάθμη, προκύπτει ότι ο SNR σήματος προς θόρυβο κβάντισης είναι ίσος με [9], [287], [288]:

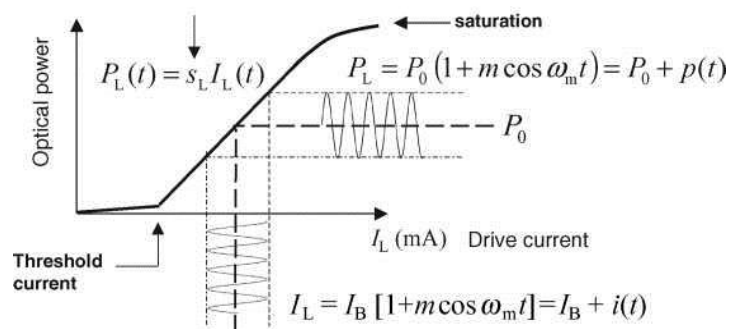
$$SNR_Q [dB] = 6.02N + 1.76 \quad (7.1)$$

Έτσι, αν υποθέσουμε ότι χρησιμοποιείται ένας ADC των 14-bit, προκύπτει ένας $SNR_Q = 86 dB$ (ελάχιστη τιμή για τα προαναφερθέντα συστήματα) και ένας αντίστοιχος ρυθμός μετάδοσης των 280 Gbps για ένα στοιχείο κεραίας. Έτσι, για τα 1000 στοιχεία μαζί απαιτείται ένας όγκος επεξεργασίας δεδομένων της τάξης του

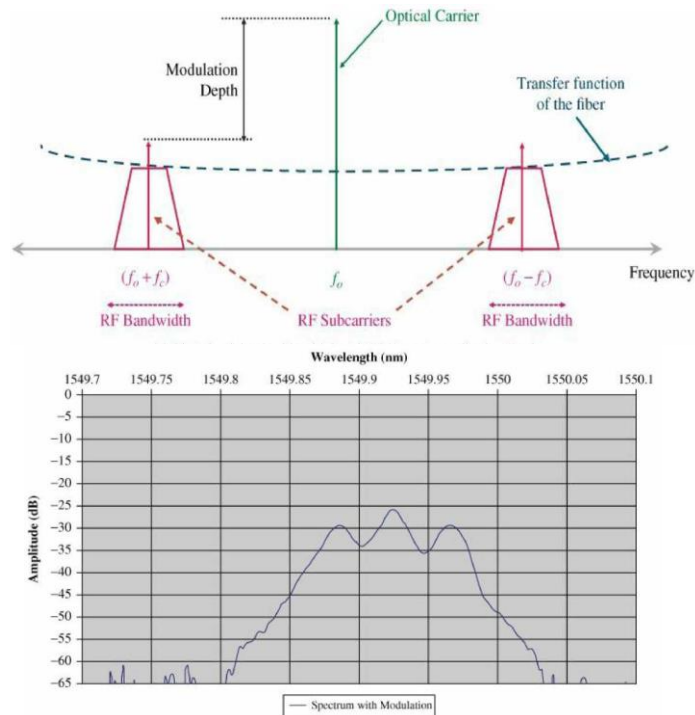
280Tb/s [287]. Δηλαδή, απαιτείται ένας τεράστιος όγκος επεξεργασίας δεδομένων που είναι σημαντικά δύσκολος να διαχειριστεί. Λαμβάνοντας υπόψη ότι οι χρησιμοποιούμενες συχνότητες για τα δίκτυα 5^{ης} γενιάς (5G) θα ξεκινάνε από τα 26-28 GHz, θα υιοθετηθούν νέα τρόποι μετάδοσης για την ψηφιακή μετάδοση RF σημάτων, όπως η eCPRI με αναπόφευκτη όμως προσθήκη σημαντικών λειτουργικών μονάδων στις RAUs [289]. Συμπερασματικά, οι αναλογικές οπτικές ζεύξεις παρουσιάζουν σημαντικό πλεονέκτημα όσον αφορά την μειωμένη χρήση ηλεκτρονικού εξοπλισμού στις RAUs.

7.2 Λειτουργία Αναλογικών Οπτικών Ζεύξεων

Ως προς το κομμάτι της λειτουργίας των αναλογικών οπτικών επικοινωνιών, πρώτα θα ασχοληθούμε με την απευθείας διαμόρφωση (direct modulation) της έντασης του laser. Σε αυτή τη περίπτωση, ένα RF σήμα με τιμές μεγαλύτερες της τιμής κατωφλίου του laser εφαρμόζεται απευθείας σε μια LD και τη θέτει σε διέγερση με αποτέλεσμα ένα αντίστοιχο οπτικό σήμα να εκπεμφθεί όπως ακριβώς απεικονίζεται στο Σχ. 7.6. Στο συγκεκριμένο σχήμα δεικνύεται μια χαρακτηριστική καμπύλη $P-I$ της LD όπου απεικονίζονται το RF σήμα διαμόρφωσης, το ρεύμα κατωφλίου, το ρεύμα πόλωσης, η εκπεμπόμενη οπτική ακτινοβολία, η γραμμική περιοχή λειτουργίας της LD και η περιοχή κορεσμού της.

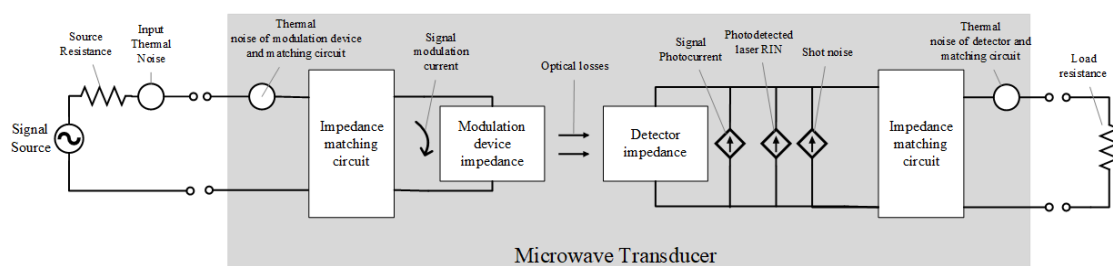


Σχήμα 7.6. Διαμόρφωση της έντασης laser από σήμα ραδιοσυχνότητας (RF), με απεικόνιση των ρευμάτων κατωφλίου και κορεσμού, τη γραμμική περιοχή διαμόρφωσης και τη μέση εκπεμπόμενη ισχύ [281].



Σχήμα 7.7. Η δημιουργία άνω και κάτω πλευρικής ζώνης κατά την διαμόρφωση του οπτικού φορέα με RF σήμα και το αντίστοιχο φάσμα του εκπεμπόμενου οπτικού σήματος [290].

Η συγκεκριμένη διαμόρφωση αποτελεί μια διαμόρφωση πλάτους με αποτέλεσμα τη δημιουργία δύο πλευρικών ζωνών φάσματος γύρω από τη συχνότητα του οπτικού φορέα f_o οι οποίες είναι μετατοπισμένες κατά $f_o - f_c$ και $f_o + f_c$ (Σχ. 7.7) με τις αντίστοιχες πλευρικές ζώνες να έχουν εύρος όσο το εύρος ζώνης του RF σήματος [281], [290]. Γενικότερα, μια RF αναλογική οπτική ζεύξη μπορεί να θεωρηθεί σαν ένας μικροκυματικός μετατροπέας (microwave transducer) με τη γενική του μορφή να φαίνεται στο Σχ. 7.8 [33], [291].



Σχήμα 7.8. Ισοδύναμο κύκλωμα μιας μικροκυματικής οπτικής ζεύξης με τις αντίστοιχες πηγές θορύβου που μεταφέρονται στην αντίσταση φορτίου στην έξοδο.

Στο ισοδύναμο κύκλωμα του Σχ. 7.8 στη μεριά του πομπού, φαίνεται η πηγή σήματος (Signal source) με μια τάση εισόδου v_s μαζί με την αντίσταση σειράς

(Source resistance) της πηγής $Z_S = R_S + jX_S$ και ένα κύκλωμα προσαρμογής (Impedance matching circuit) ώστε να εξασφαλίζει βέλτιστη μεταφορά ισχύος στην LD. Στη μεριά του δέκτη, μετά από τις απώλειες ισχύος του οπτικού σήματος (optical losses) κατά τη διάδοσή του στο αντίστοιχο μέσο διάδοσης (βλέπε Εν. 2.1), ακολουθεί η φωτοανίχνευση του. Κατά την διαδικασία της φωτοανίχνευσης πραγματοποιείται και εισαγωγή θορύβου, με τις πηγές θορύβου να είναι α) ο θόρυβος σχετικός με την ένταση του laser (relative intensity noise, RIN), β) ο θόρυβος βολής και γ) ο θερμικός θόρυβος από το σύνολο των αντιστάσεων που χρησιμοποιούνται συμπεριλαμβανομένου και του κυκλώματος προσαρμογής. Η χρήση του κυκλώματος προσαρμογής έχει ως σκοπό την βέλτιστη μεταφορά ισχύος στην αντίσταση φορτίου $Z_L = R_L + jX_L$ (Load resistance). Το κέρδος ισχύος του μετατροπέα (transducer power gain) ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος που μεταφέρεται στην αντίσταση φορτίου P_{out} προς την ισχύ εισόδου της πηγής P_{in} [33]–[35], [37]:

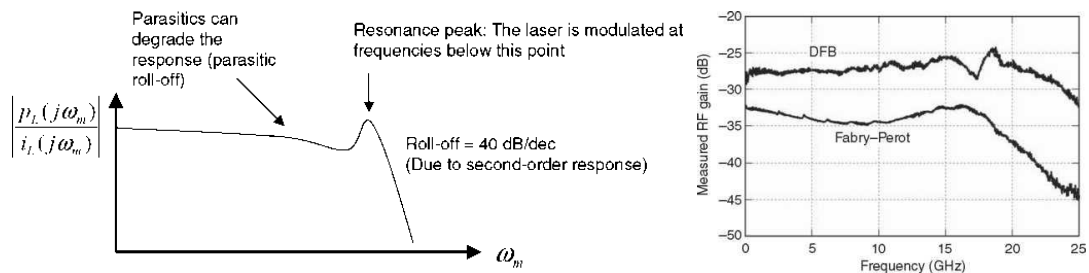
$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (7.2)$$

Με την ισχύ εισόδου να είναι ίση με $P_{in} = v_s^2/4R_S$ που αντιστοιχεί στην διαθέσιμη ισχύ υπό συνθήκες προσαρμογής. Όσον αφορά την ηλεκτρο-οπτική (E/O) μετατροπή υπό συνθήκες απευθείας διαμόρφωσης, ένα ρεύμα οδήγησης εφαρμόζεται στη δίοδο που δίνεται ως $I_L = I_B [1 + m \cos(\omega_m t + \varphi_m)]$ με I_B να είναι το ρεύμα πόλωσης και m να είναι ο δείκτης διαμόρφωσης (optical modulation index, OMI). Ο OMI δίνεται ως $m = \Delta I / (I_B - I_{Th})$ με I_{Th} να είναι το ρεύμα κατωφλίου και ΔI να αντιστοιχεί στην μεταβολή του ρεύματος οδήγησης γύρω από το σημείο πόλωσης. Οι τιμές που παίρνει ο OMI κυμαίνονται από $0 \leq m \leq 1$, σε αντίθεση με μια ψηφιακή οπτική ζεύξη ΟΟΚ όπου ο OMI λαμβάνει τιμές $m \approx 1$ (100%) στην ύπαρξη οπτικού παλμού. Αποτέλεσμα της διαμόρφωσης είναι η εκπομπή ισχύος από τη δίοδο ίση με $P_t = P_0 [1 + m \cos(\omega_m t + \theta_m)] = P_0 + p(t)$ με P_0 να είναι η μέση εκπεμπόμενη οπτική ισχύς. Όπως φαίνεται στο Σχ. 7.6, η καμπύλη P - I πάνω από το ρεύμα κατωφλίου έως και το ρεύμα κορεσμού μπορεί να προσεγγιστεί από μια ευθεία γραμμή κλίσης s_L . Μια LD χαρακτηρίζεται από την απόδοση κλίσης s_L (slope efficiency, W/A).

Όσο μεγαλύτερη η τιμή της s_L τόσο υψηλότερες αποδόσεις επιτυγχάνονται. Ωστόσο η απόδοση κλίσης περιορίζεται από την κβαντική απόδοση του laser και είναι και εξαρτώμενη από τη συχνότητα διαμόρφωσης. Η κλίση s_L δίνεται ως [281]:

$$s_L(j\omega_m) = \frac{p_L(j\omega_m)}{i_L(j\omega_m)} = \eta_L \frac{hc}{q\lambda_0} \quad (7.3)$$

όπου η_L είναι η κβαντική απόδοση του laser με $\eta_L \leq 1$, q είναι το φορτίο ενός ηλεκτρονίου, h η σταθερά του Planck, c η ταχύτητα του φωτός στο κενό και λ_0 είναι το μήκος κύματος της εκπεμπόμενης οπτικής δέσμης. Στο Σχ. 7.9, απεικονίζεται μια χαρακτηριστική απόκριση συχνότητας (frequency response) μιας LD σε απευθείας διαμόρφωση και μια πραγματική απόκριση συχνότητας μιας διόδου laser Fabry-Perot και μιας DFB.



Σχήμα 7.9. Ποιοτική απόκριση συχνότητας για απευθείας διαμόρφωση της έντασης μιας LD και πειραματική απόκριση για διόδο laser Fabry-Perot και DFB [281], [292].

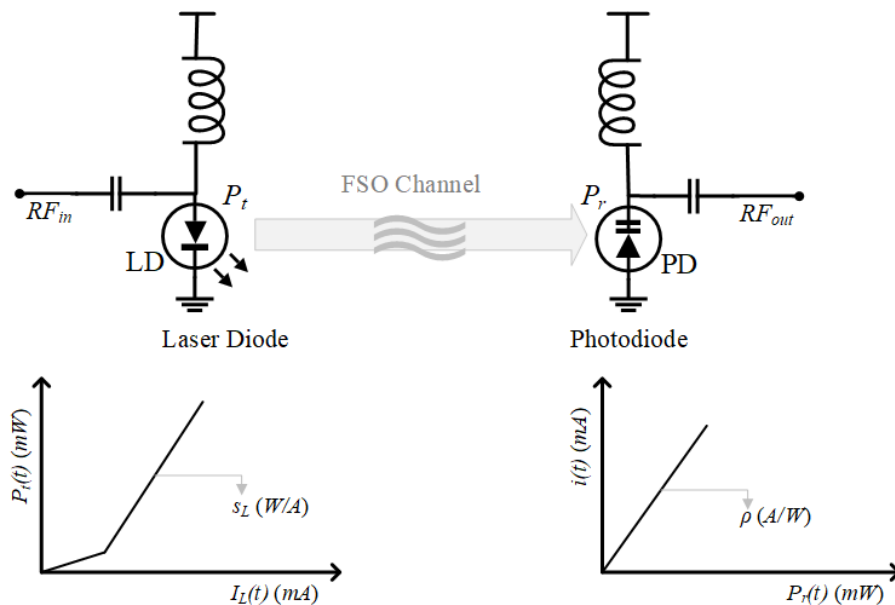
Όπως παρατηρείται από το Σχ. 7.9, υπάρχει μια ανώτερη συχνότητα διαμόρφωσης μιας LD, όπου μετά από αυτή τη συχνότητα το κέρδος διαμόρφωσης φθίνει σημαντικά. Αυτή η συχνότητα καθορίζεται από την συχνότητα ανάπαυσης-ταλάντωσης (relaxation-oscillation frequency) της κοιλότητας του laser και δίνεται από τη [287]:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{Ap_0}{\tau_p}} \quad (7.4)$$

όπου A είναι ο συντελεστής κέρδους, p_0 αντιστοιχεί στην πυκνότητα φωτονίων εντός της κοιλότητας και τ_p είναι ο χρόνος ζωής των φωτονίων. Η p_0 είναι ανάλογη του ρεύματος οδήγησης που σημαίνει ότι μεγαλύτερα ρεύματα αυξάνουν το εύρος διαμόρφωσης. Η συχνότητα ανάπαυσης-ταλάντωσης μπορεί να εξαχθεί από τις

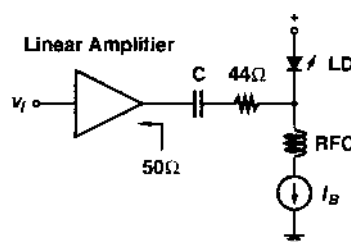
εξισώσεις ρυθμού του laser (laser rate equations) [293]. Συχνότητες έως και τα 30 GHz, για απευθείας διαμόρφωση, έχουν αναφερθεί [281], [290].

Στο Σχ. 7.10 απεικονίζεται ο πομπός και ο δέκτης μια IM/DD μικροκυματικής οπτικής ζεύξης απευθείας διαμόρφωσης, όπου απεικονίζονται τα αντίστοιχα διαγράμματα κλίσης της διόδου laser και της φωτοδιόδου. Όσον αφορά την κλίση της ευθείας της φωτοδιόδου, η παράμετρος ρ αντιστοιχεί στην απόκριση της φωτοδιόδου έτσι ακριβώς όπως έχει οριστεί στην Εξ. (4.2).



Σχήμα 7.10. Οι κύριες συνιστώσες πομπού και δέκτη για απευθείας διαμόρφωση μιας αναλογικής μικροκυματικής οπτικής ζεύξης, διαμόρφωσης έντασης/απευθείας φώρασης (IM/DD), με την κλίση απόδοσης τόσο του laser όσο και της φωτοδιόδου.

Όσον αφορά την οδήγηση του laser για την περίπτωση των αναλογικών οπτικών ζεύξεων χρειάζεται ένα υψηλά γραμμικό κύκλωμα, δηλαδή η εκπεμπόμενη ισχύς του laser πρέπει να μεταβάλλεται γραμμικά με την τάση εισόδου (v_i) του οδηγού. Στο Σχ. 7.11 φαίνεται ένας αναλογικός laser οδηγός. Συνήθως, στις αναλογικές οπτικές ζεύξεις ο θόρυβος του εκπομπού, γνωστός σαν σχετικός θόρυβος έντασης (RIN) υπερಿಸχύει από τυχόν θόρυβο του κυκλώματος οδηγού [168].



Σχήμα 7.11. Απλός αναλογικός οδηγός laser [168].

7.3 Εικόνα Θορύβου (Noise Figure)

Οποιοσδήποτε μετατροπέας, όπως αυτός που παρουσιάζεται στο Σχ. 7.8, εισάγει αναπόφευκτα θόρυβο στο σήμα εξόδου συγκριτικά με το σήμα εισόδου. Η αξιολόγηση ενός τέτοιου μετατροπέα ως προς τον εισαγόμενο θόρυβο μπορεί να πραγματοποιηθεί μέσω της εικόνας θορύβου (noise figure, NF). Η NF ορίζεται ως ο λόγος σηματοθορυβικού στην είσοδο του μετατροπέα προς τον σηματοθορυβικό στην έξοδο του σε θερμοκρασία $T_0 = 290K$ [33]–[37]:

$$NF = \left[\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \right]_{T_0=290K} = \frac{N_{out}}{Gk_B T_0} \quad (7.5)$$

Ο εισαγόμενος θόρυβος αφορά θερμικό θόρυβο από την αντίσταση της πηγής (Input thermal noise) με φασματική πυκνότητα ισχύος (PSD) ίση με $N_{in} = k_B T_0$ και ένα θόρυβο στην έξοδο που δίνεται ως $N_{out} = Gk_B T_0 + N_{add}$ με N_{add} να αντιστοιχεί στην PSD του θορύβου που εισέρχεται από όλες τις πηγές που απεικονίζονται στο Σχ. 7.8 στη μεριά του δέκτη και G να αντιστοιχεί στο κέρδος της ζεύξης (Εξ. (7.2)). Ο συγκεκριμένος θόρυβος αποτελείται από το θερμικό θόρυβο (Εξ. (4.4)), το θόρυβο βολής (Εξ. (4.5) ή (4.6)) και το θόρυβο RIN του laser.

Ο RIN σχετίζεται με θόρυβο έντασης οπτικής ακτινοβολίας που εισέρχεται κατά τη διέγερση του laser. Αυτές οι τυχαίες διακυμάνσεις της έντασης μπορούν να προκληθούν από αυθόρμητη και εξαναγκασμένη εκπομπή φωτονίων με την εκπεμπόμενη ισχύ να δίνεται ως $P_i(t) = \langle P_0 \rangle + p_{RIN}(t)$ με $\langle p_{RIN}(t) \rangle = 0$. Ο θόρυβος RIN ορίζεται ως [33], [35], [36]:

$$RIN = \frac{\langle P_i^2(t) \rangle}{\langle P_0 \rangle^2} [dB/Hz] \quad (7.6)$$

Και αναπαρίσταται ως μια πηγή ρεύματος με έξοδο ίση με [33], [36]:

$$\langle i_{RIN}^2 \rangle = I_{ph}^2 (RIN) B \quad (7.7)$$

Με την τιμή της παραμέτρου RIN να είναι χαρακτηριστική της διόδου laser που χρησιμοποιείται. Για μια δίοδο laser DFB, για CATV εφαρμογές, η τιμή της μπορεί να είναι στα $RIN = -150 dB/Hz$.

7.4 Θόρυβος Παραμορφώσεων (Distortion)

Εκτός από τις πηγές θορύβου που έχουν εισαχθεί μέχρι στιγμής, άλλες πηγές θορύβου μπορούν να είναι παρούσες στις αναλογικές οπτικές ζεύξεις. Ο συγκεκριμένος θόρυβος ονομάζεται θόρυβος παραμόρφωσης [294], [295]. Όλες οι ηλεκτρονικές συσκευές έχουν γενικώς μη γραμμική απόκριση κάτι που συμβαίνει και με την απόκριση μιας διόδου laser. Ένα μη γραμμικό σύστημα για ένα σήμα εισόδου $x(t)$ μπορεί να έχει μια απόκριση εξόδου $f(x)$ η οποία μπορεί να περιγραφεί με μια σειρά Taylor ως [295]:

$$f(x) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(x-a)^m}{m!} \left(\frac{d^m f}{dx^m} \Big|_{x=a} \right) = \sum_{m=0}^{\infty} a_m (x-a)^m \quad (7.8)$$

Με $a_m = \frac{1}{m!} \left(\frac{d^m f}{dx^m} \Big|_{x=a} \right)$. Έτσι με εφαρμογή μιας τάσης εισόδου $V_{in}(t)$ σε ένα μη

γραμμικό σύστημα, η τάση εξόδου εκφρασμένη με ανάπτυγμα Taylor, σε ένα σημείο $x=V_B$ με V_B να είναι μια τάση πόλωσης, δίνεται ως [295]:

$$V_{out}(V_{in}) = a_0 + a_1(V_{in} - V_B) + a_2(V_{in} - V_B)^2 + a_3(V_{in} - V_B)^3 + \dots \quad (7.9)$$

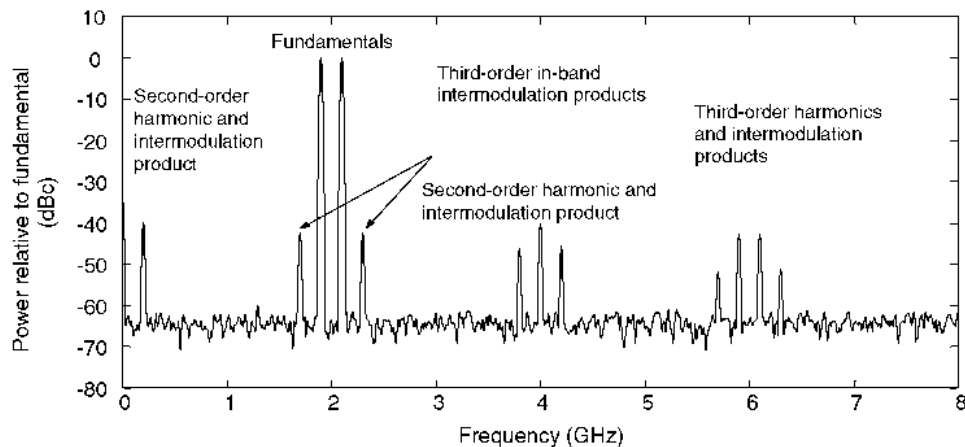
Για μια ημιτονοειδή διέγερση 2-τόνων (2-tone) ίδιου πλάτους της μορφής $V_{in}(t) = V_B + V \sin(\omega_1 t) + V \sin(\omega_2 t)$ ένα μη γραμμικό σύστημα που περιγράφεται από την Εξ. (7.9) θα έχει μια τάση εξόδου [295]:

$$\begin{aligned} V_{out}(V_{in}) = & \left(a_0 + a_2 V^2 \right) + \left(a_1 V + \frac{9a_3 V^3}{4} \right) \sin(\omega_1 t) + \left(a_1 V + \frac{9a_3 V^3}{4} \right) \sin(\omega_2 t) - \\ & - \frac{a_2 V^2}{2} \cos(2\omega_1 t) - \frac{a_2 V^2}{2} \cos(2\omega_2 t) + a_2 V^2 \cos[(\omega_1 - \omega_2)t] - \\ & - a_2 V^2 \cos[(\omega_1 + \omega_2)t] - \frac{a_3 V^3}{4} \sin(3\omega_1 t) - \frac{a_3 V^3}{4} \sin(3\omega_2 t) + \\ & + \frac{3a_3 V^3}{4} \sin[(2\omega_1 - \omega_2)t] + \frac{3a_3 V^3}{4} \sin[(2\omega_2 - \omega_1)t] - \\ & - \frac{3a_3 V^3}{4} \sin[(2\omega_1 + \omega_2)t] - \frac{3a_3 V^3}{4} \sin[(2\omega_2 + \omega_1)t] + \dots \end{aligned} \quad (7.10)$$

Και γίνεται φανερό ότι προκύπτουν όροι με μια πληθώρα συχνοτήτων πέραν από τις θεμελιώδεις συχνότητες ω_1 και ω_2 . Όροι με συχνότητες ακέραιων πολλαπλασίων των θεμελιωδών συχνοτήτων δηλ. $n\omega_1$ και $n\omega_2$ αντιστοιχούν σε προϊόντα αρμονικών

(harmonics), ενώ όροι της μορφής $k\omega_1 \pm l\omega_2$ ($k, l \in \mathbb{Z}$) αντιστοιχούν σε προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation distortion, IMD). Για συστήματα μονής οκτάβας (single-octave) (συστήματα στα οποία η μεγαλύτερη συχνότητα και η μικρότερη ικανοποιούν την ανίσωση $f_{\max} \leq 2f_{\min}$) μόνο τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξεως (third-order IMD, IMD3) με συχνότητες $2\omega_1 - \omega_2$ και $2\omega_2 - \omega_1$ συνεισφέρουν στα επίπεδα θορύβου [33], [294], [295].

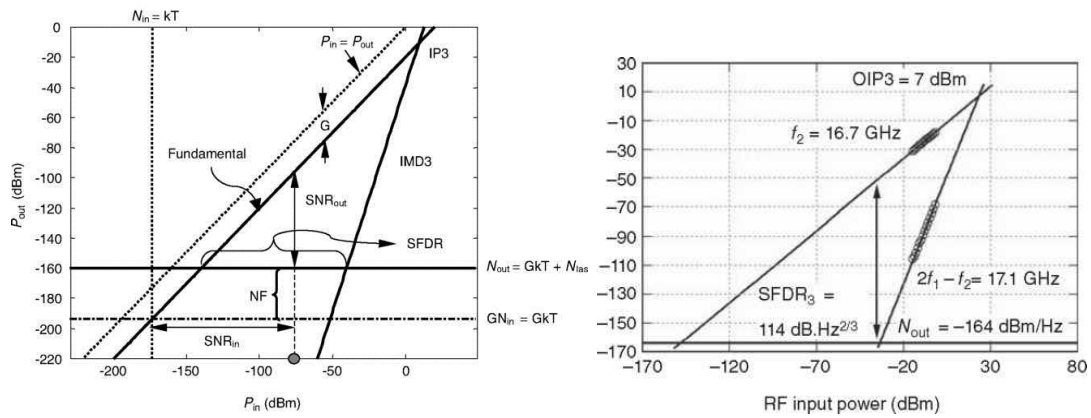
Στο Σχ. 7.12 φαίνεται το ανιχνευμένο φάσμα συχνοτήτων RF μετά από διέγερση μιας διόδου laser με σήμα που αποτελείται από δύο RF συχνότητες, όπου γίνονται εμφανή τα προϊόντα αρμονικών και ενδοδιαμόρφωσης που δημιουργούνται. Η ισχύς των προϊόντων αρμονικών και ενδοδιαμόρφωσης εξαρτάται από το βάθος διαμόρφωσης, όπου για μεγαλύτερες τιμές του δείκτη διαμόρφωσης m (OMI) (μεγαλύτερη ισχύ εισόδου P_{in}) η ισχύς των προϊόντων παραμόρφωσης αυξάνεται με μεγαλύτερο ρυθμό από την ισχύ του θεμελιώδους σήματος [33], [294], [296]. Αυτή η συμπεριφορά δεικνύεται στο Σχ. 7.13, όπου παρατηρείται η μεγαλύτερη κλίση της ισχύος των IMD3 προϊόντων συγκριτικά με την ισχύ εξόδου του σήματος των θεμελιωδών συχνοτήτων όσο αυξάνεται η ισχύς του σήματος εισόδου.



Σχήμα 7.12. Το φάσμα συχνοτήτων ενός ανιχνευμένου RF ηλεκτρικού σήματος μεταδιδόμενο μέσω μιας αναλογικής οπτικής ζεύξης με διέγερση της LD από σήμα δύο RF συχνοτήτων. Τα προϊόντα 2^{ης} και 3^{ης} τάξης αρμονικών και ενδοδιαμόρφωσης φαίνονται αντίστοιχα [297].

Η επίπτωση των IMD3 προϊόντων αξιολογείται με τη μέτρηση του δυναμικού εύρους ελεύθερου ενδοδιαμόρφωσης (spurious-free dynamic range, SFDR). Το SFDR ορίζεται σαν το οριζόντιο εύρος μεταξύ ισχύος εξόδου του θεμελιώδους σήματος και ισχύος των IMD3 προϊόντων ακριβώς πάνω στο επίπεδο θορύβου εξόδου N_{out} (Σχ.

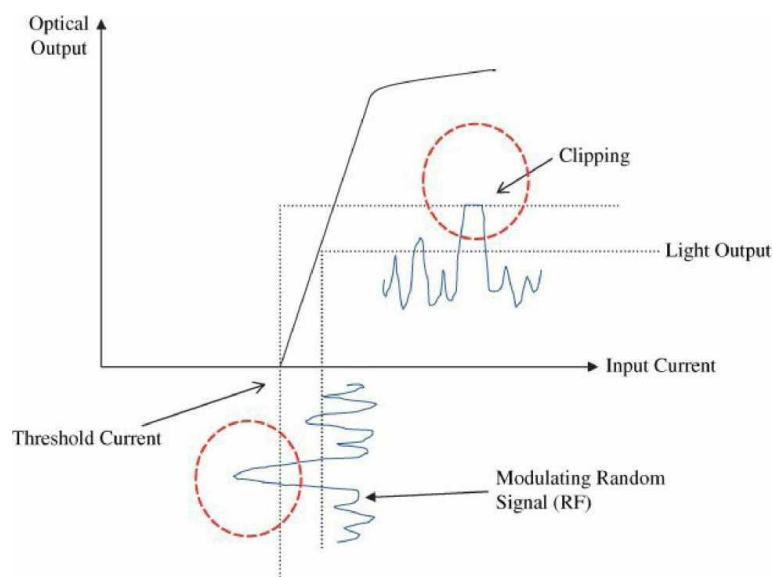
7.13). Το σημείο τομής των δύο ευθειών, θεμελιώδους σήματος και IMD3 προϊόντων, ονομάζεται σημείο τομής 3^{ης} τάξεως (3rd order output intercept point, OIP₃) [33], [36], [99], [294], [295], [297].



Σχήμα 7.13. Ισχύς σήματος εξόδου σαν συνάρτηση της ισχύος του σήματος εισόδου. Απεικονίζεται το επίπεδο θερμικού θορύβου εισόδου στον εκπομπό και στο δέκτη καθώς και η ισχύς των IMD3 προϊόντων [297]. Αποτελέσματα με διέγερση δύο τόνων με συχνότητες $f_1=16.9$ GHz και $f_2=16.7$ GHz και την επιρροή των IMD3 προϊόντων συχνότητας $2f_1-f_2$ [295].

Επίσης, στο Σχ. 7.13, απεικονίζονται και πειραματικά αποτελέσματα για διέγερση δύο τόνων ίσου πλάτους και συχνοτήτων $f_1=16.9$ GHz και $f_2=16.7$ GHz, με τα προϊόντα IMD3 συχνότητας $2f_1-f_2=17.1$ GHz να προσδιορίζουν το δυναμικό εύρος ελεύθερου ενδοδιαμόρφωσης στην τιμή $SFDR_3 = 114 \text{ dB} \times \text{Hz}^{2/3}$ για ένα εύρος ζώνης $B=1$ Hz και έναν μετρούμενο θόρυβο εξόδου $N_{out}=-164$ dBm/Hz.

Πέρα από την παραμόρφωση που εισάγεται λόγω των αρμονικών και των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης, παραμόρφωση μπορεί να προκληθεί και λόγω του φαινομένου του ψαλιδισμού (clipping effect) του RF σήματος διαμόρφωσης [33], [36], [294], [298]–[300]. Κάτι τέτοιο μπορεί να συμβεί όταν το ρεύμα του σήματος διαμόρφωσης είναι πιο χαμηλό από το ρεύμα κατωφλίου I_{Th} του laser, όπως φαίνεται στο Σχ. 7.14. Αυτό το φαινόμενο μπορεί να αντιμετωπιστεί με κατάλληλη τροφοδοσία μιας DC συνιστώσας στο σήμα διέγερσης ώστε να βρίσκεται πάνω από το επίπεδο κατωφλίου του laser αλλά και να μην φτάνει στην περιοχή κορεσμού [94], [258]. Τέτοια φαινόμενα γίνονται εμφανή κατά τη μετάδοση RF σημάτων με πολυπλεξία πολλαπλών υποφορέων (subcarrier-multiplexing, SCM ή SIM) και σημάτων OFDM που παρουσιάζουν μεγάλους λόγους μέγιστης ισχύος προς μέση ισχύ (peak-to-average power ratio, PAPR).



Σχήμα 7.14. Παραμόρφωση λόγω φαινομένου ψαλιδισμού του RF σήματος διαμόρφωσης [290].

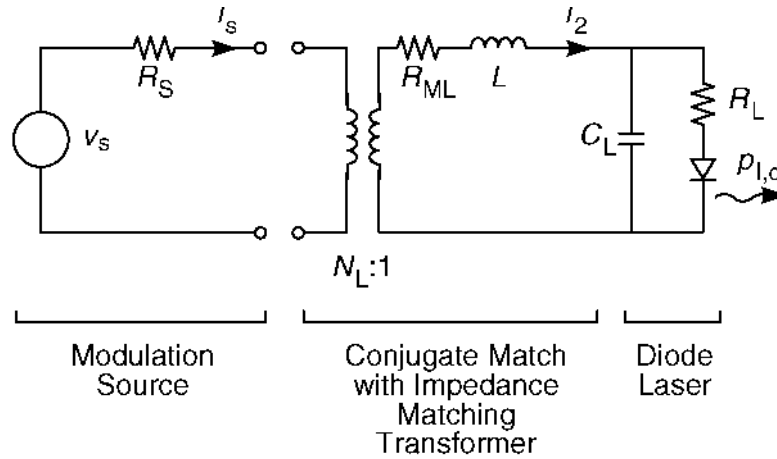
7.5 Ζωνοπερατή Προσαρμογή και Απόκριση Συχνότητας

Όπως έχουμε δει μέχρι στιγμής, μια ψηφιακή οπτική ζεύξη για μετάδοση πληροφορίας σε ρυθμούς των 10 Gbps χρειάζεται ένα εύρος ζώνης από 0 έως και τα 5 ή 10 GHz με εξάρτηση από το σχήμα διαμόρφωσης. Σε αυτή τη περίπτωση μια βαθυπερατή προσαρμογή (lowpass impedance matching) είναι η ενδεδειγμένη. Αντιθέτως, στις αναλογικές οπτικές ζεύξεις και ιδίως αυτές που χρησιμοποιούνται για μετάδοση RF σημάτων με ένα συγκεκριμένο εύρος ζώνης (BW_{RF}) όπως στα κυψελωτά δίκτυα, στη διανομή CATV σημάτων κτλ., για λειτουργία της στα 10 GHz το ωφέλιμο εύρος ζώνης είναι $10GHz \pm BW_{RF}$. Υπό αυτές τις συνθήκες απαιτείται μια ζωνοπερατή προσαρμογή (bandpass impedance matching) [33] (p. 22). Πρώτα θα δούμε την περίπτωση της ζωνοπερατής προσαρμογής για την δίοδο laser. Ένα κύκλωμα που εξασφαλίζει τέτοιες συνθήκες απεικονίζεται στο Σχ. 7.15.

Για την επίτευξη προσαρμογής χρησιμοποιείται ένας ιδανικός μετασχηματιστής (ideal transformer) με λόγο μετασχηματισμού $N_1:N_2$ όπου στη συγκεκριμένη εφαρμογή είναι $N_L:1$. Υπό αυτές τις συνθήκες το ρεύμα i_2 που διαρρέει το δεύτερο βρόχο συνδέεται με το ρεύμα του πρώτου i_S σύμφωνα με την [242], [301]:

$$i_2 = N_L i_S \quad (7.11)$$

Επίσης για να ικανοποιούνται οι συνθήκες συζυγούς προσαρμογής ο λόγος των περιελίξεων πρέπει να είναι τέτοιος ώστε $R_S = N_L^2(R_{ML} + R_L)$ όπου η αντίσταση R_{ML} αναπαριστά τις απώλειες στην επαγωγή L [293].



Σχήμα 7.15. Συνθήκες συζυγούς προσαρμογής με χρήση μετασχηματιστή μεταξύ πηγής και διόδου laser της οποίας η εμπέδηση αναπαρίσταται από μια παράλληλη σύνδεση ενός πυκνωτή και μίας αντίστασης [293].

Το ρεύμα που διαρρέει την πηγή δίνεται ως:

$$i_s = \frac{v_s}{R_s + N_L^2 [R_{ML} + sL + (1/sC_L) \parallel R_L]} \quad (7.12)$$

Με το δεύτερο όρο στον παρονομαστή να αναπαριστά την ανακλώμενη εμπέδηση (reflected impedance) που “βλέπει” η πηγή λόγω της μαγνητικής σύζευξης [242], [302]. Η δίοδος laser εκπέμπει οπτική ακτινοβολία $p_{l,o}$ η οποία συνδέεται με το ρεύμα i_l που την διαρρέει σύμφωνα με την σχέση [293]:

$$p_{l,o} = s_L i_l \quad (7.13)$$

Με το ρεύμα i_l να συνδέεται με το ρεύμα i_2 σύμφωνα με τον διαιρέτη έντασης

$$i_l = \frac{1}{sC_L R_L + 1} i_2 \quad (7.14)$$

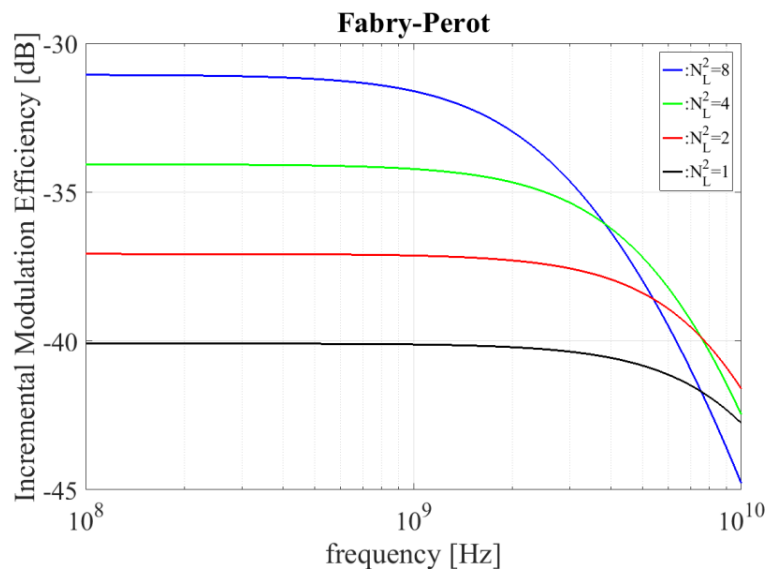
Έτσι, αντικαθιστώντας την Εξ. (7.14) στην (7.13) και χρησιμοποιώντας την Εξ. (7.11) προκύπτει ότι:

$$p_{l,o} = \frac{s_L N_L v_s}{(sC_L R_L + 1) [R_s + N_L^2 (R_{ML} + sL + R_L (sC_L R_L + 1)^{-1})]} \quad (7.15)$$

Γνωρίζοντας ότι η διαθέσιμη ισχύς (available power) από την πηγή είναι $p_{in} = v_s^2/4R_s$ [242], υψώνουμε στο τετράγωνο την Εξ. (7.15) και διαιρώντας με την p_{in} προκύπτει:

$$\frac{p_{l,o}^2}{p_{in}} = \frac{4R_s s_L^2 N_L^2}{(sC_L R_L + 1)^2 \left[R_s + N_L^2 (R_{ML} + sL + R_L (sC_L R_L + 1)^{-1}) \right]^2} \quad (7.16)$$

Η οποία ονομάζεται αυξητική απόδοση διαμόρφωσης (incremental modulation efficiency) [293].

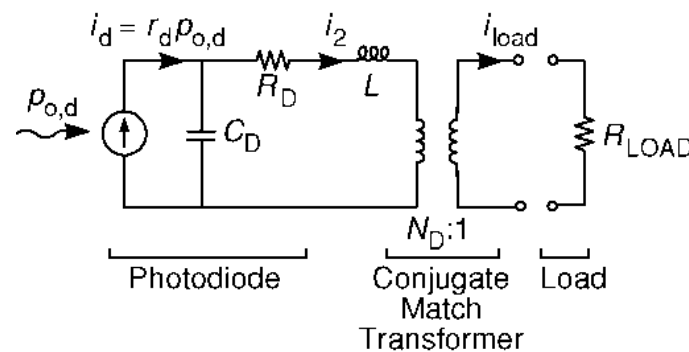


Σχήμα 7.16. Αυξητική απόδοση διαμόρφωσης για μια δίοδο laser Fabry-Perot.

Η αυξητική απόδοση διαμόρφωσης για μια δίοδο laser Fabry-Perot απεικονίζεται στο Σχ. 7.16. Οι παράμετροι της Fabry-Perot επιλέχθηκαν ως $s_L=0.07 \text{ mW/mA}$, $C_L=2 \text{ pF}$ και $R_L=6 \text{ } \Omega$ [168]. Η αντίσταση της πηγής είναι $R_s=50 \text{ } \Omega$, η τιμή της επαγωγής είναι $L=0.8 \text{ nH}$ και σε κάθε περίπτωση η τιμή της R_{ML} επιλέγεται έτσι ώστε να ικανοποιείται η ισότητα $R_s = N_L^2 (R_{ML} + R_L)$ [293]. Είναι προφανές ότι υπάρχει μια ισορροπία μεταξύ κέρδους και εύρους ζώνης. Η χρήση λόγου σπειρών $N_L^2 = 8$ έχει ως αποτέλεσμα να επιτυγχάνονται υψηλές τιμές κέρδους αλλά και μείωση στο εύρος ζώνης, ενώ για μικρότερες τιμές του N_L^2 επιτυγχάνεται μεγαλύτερο εύρος ζώνης αλλά υψηλότερες απώλειες λόγω των μεγαλύτερων ωμικών στοιχείων που χρησιμοποιούνται.

Για την περίπτωση της φωτοδίοδου, πάλι θα θεωρηθεί η συζυγής προσαρμογή χωρίς απώλειες (lossless) με χρήση ιδανικού μετασχηματιστή. Το κύκλωμα ώστε να

επιτευχθεί αυτή η προσαρμογή φαίνεται στο Σχ. 7.17, όπου αξίζει να σημειωθεί ότι επιτυγχάνεται σε ένα περιορισμένο εύρος συχνοτήτων και έτσι χαρακτηρίζεται ως ζωνοπερατή. Ο ιδανικός μετασχηματιστής εξασφαλίζει συνθήκες προσαρμογής μέτρου (magnitude match), ενώ η επαγωγική αντίδραση L εξασφαλίζει τη συζυγή προσαρμογή στην αντίσταση φορτίου. Αξίζει να αναφερθεί ότι η αντίσταση παραδιακλάδωσης της φωτοδιόδου έχει αγνοηθεί λόγω της μεγάλης τιμής που λαμβάνει με αποτέλεσμα να μην επηρεάζει την απόκριση συχνότητας σημαντικά [293]. Υπό αυτές τις συνθήκες πρέπει $R_D = N_D^2 R_{LOAD}$.



Σχήμα 7.17. Συζυγής προσαρμογή μιας φωτοδιόδου σε μια αντίσταση φορτίου με χρήση ιδανικού μετασχηματιστή [293].

Το ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση φορτίου σχετίζεται με το ρεύμα του πρωτεύοντος i_2 ως $i_{load} = N_D i_2$ και η ισχύς που μεταβιβάζεται στην αντίσταση φορτίου είναι ίση με $p_{load} = R_{LOAD} i_{load}^2$. Το φωτοεπαγόμενο ρεύμα δίνεται ως $i_d = r_d p_{o,d}$ (ή $I_{ph} = \rho P_r$) με την $p_{o,d}$ να αναπαριστά την λαμβανόμενη ισχύ στο δέκτη. Το ρεύμα i_2 συνδέεται με το ρεύμα της φωτοδιόδου σύμφωνα με την [293]:

$$i_2 = \frac{(1/sC_D)}{(1/sC_D) + R_D + sL + N_D^2 R_{LOAD}} i_d \quad (7.17)$$

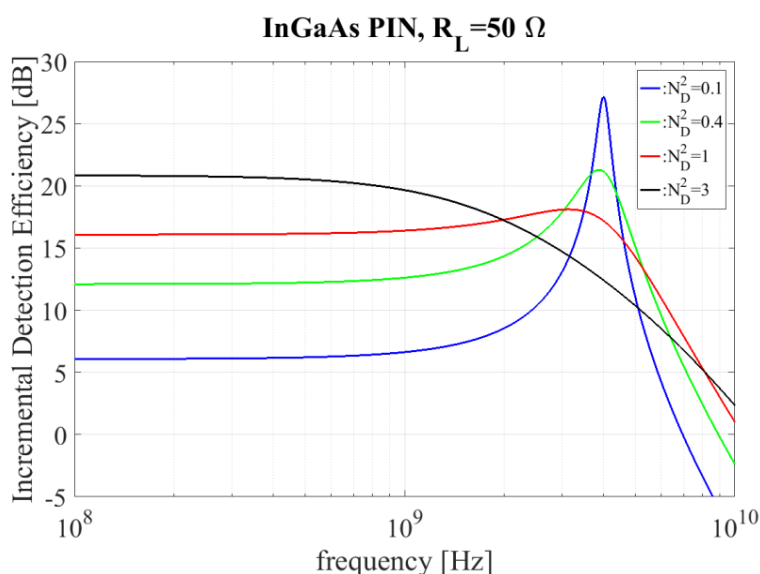
Η ισχύς στην αντίσταση φορτίου εκφράζεται ως:

$$p_{load} = \frac{R_{LOAD} N_D^2 i_d^2}{\left[1 + s^2 C_D L + s C_D (R_D + N_D^2 R_{LOAD})\right]^2} \quad (7.18)$$

Και διαιρώντας με την $p_{o,d}^2$ προκύπτει η αυξητική απόδοση ανίχνευσης (incremental detection efficiency) [293]:

$$\frac{p_{load}}{p_{o,d}^2} = \frac{R_{LOAD} N_D^2 r_d^2}{\left[1 + s^2 C_D L + s C_D (R_D + N_D^2 R_{LOAD})\right]^2} \quad (7.19)$$

Στη συνέχεια παρουσιάζεται η αυξητική απόδοση ανίχνευσης ως προς τη συχνότητα για μια PIN φωτοδίοδο InGaAs με $r_d = 0.9 A/W$, $C_D = 0.35 pF$ και $R_D = 5 \Omega$ με μια αντίσταση φορτίου ίση με $R_{LOAD} = 50 \Omega$. Η τιμή της επαγωγής είναι ίση με $L = 4.5 nH$. Για τις αντίστοιχες περιπτώσεις η τιμή του λόγου των σπειρών παίρνει τις τιμές $N_D^2 = 0.1, 0.4, 1$ και 3 .

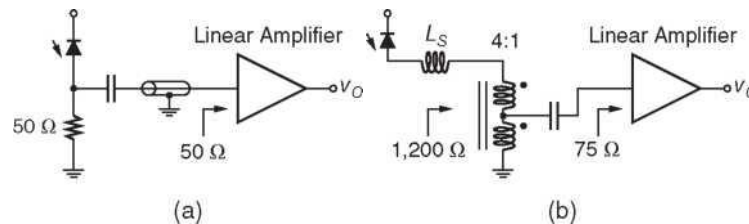


Σχήμα 7.18. Αυξητική απόδοση ανίχνευσης για μια φωτοδίοδο PIN InGaAs με αντίσταση φορτίου $R_L = 50 \Omega$.

Στο Σχ. 7.18 παρουσιάζεται η αυξητική απόδοση ανίχνευσης για την PIN InGaAs φωτοδίοδο. Για τιμές του λόγου σπειρών $N_D^2 = 0.1$ και $N_D^2 = 0.4$ παρατηρείται μια απότομη κορυφή στην απόκριση (underdamped) μέχρι την τιμή του λόγου σπειρών στα $N_D^2 = 3$ όπου έχουμε υψηλότερες αποσβέσεις στις υψηλότερες συχνότητες (overdamped). Η απότομη κορυφή εξομαλύνεται για τιμές του λόγου σπειρών στο $N_D^2 = 1$, επιτυγχάνοντας μεγιστοποίηση του εύρους ζώνης. Είναι προφανές δηλαδή ότι η τιμή της επαγωγής αλλά και η τιμή του λόγου σπειρών πρέπει να επιλεγθούν κατάλληλα ώστε να πραγματοποιηθεί η βέλτιστη απόδοση.

Τέλος, όσον αφορά τον TIA ενός αναλογικού δέκτη, πρέπει να έχει υψηλά γραμμική απόκριση και να εισάγει όσο το δυνατόν λιγότερο θόρυβο. Το μπροστινό κομμάτι (front-end) ενός αναλογικού δέκτη φαίνεται στο Σχ. 7.19. Στο Σχ. 7.19(α)

φαίνεται μια απλή προσέγγιση με χαμηλή εμπέδηση στο μπροστινό τερματικό και εμπέδηση εισόδου για τον ενισχυτή ίσες με 50Ω με παράλληλη χρήση ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Αυτή η τοπολογία εισάγει σχετικά μεγαλύτερο θόρυβο συγκριτικά με τη δεύτερη προσέγγιση του Σχ. 7.19(β), όπου γίνεται χρήση ενός balun [301], μέσω ενός αυτομετασχηματιστή (autotransformer) με λόγο 4:1 για προσαρμογή μεταξύ εμπέδησης φωτοδιόδου στα $1.2 \text{ k}\Omega$ και αντίστασης εισόδου του ενισχυτή στα 75Ω για CATV εφαρμογή [164].



Σχήμα 7.19. Ενισχυτής διεμπέδησης με εφαρμογή σε αναλογικές οπτικές ζεύξεις α) Με εμπέδηση εισόδου 50Ω β) Με εμπέδηση εισόδου 75Ω κατάλληλος για μετάδοση CATV σημάτων [164].

7.6 Εξωτερική Διαμόρφωση

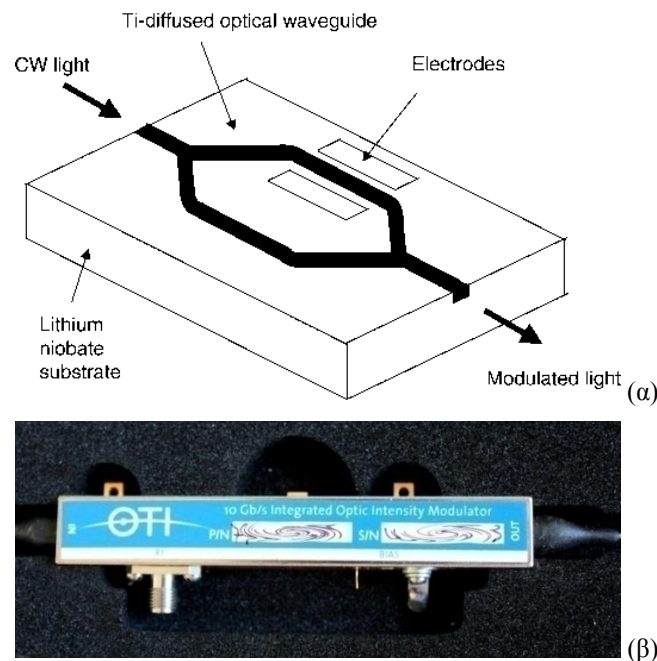
Εκτός από την απευθείας διαμόρφωση της έντασης του laser, σημαντική εφαρμογή στις αναλογικές οπτικές ζεύξεις βρίσκει και η εξωτερική διαμόρφωση (external modulation) της έντασης. Η εξωτερική διαμόρφωση βασίζεται στο ηλεκτρο-οπτικό φαινόμενο (electro-optic effect) που παρουσιάζεται σε ορισμένα υλικά και αφορά τη μεταβολή του δείκτη διάθλασης τους με εφαρμογή ενός εξωτερικού ηλεκτρικού πεδίου. Κατά αυτό το τρόπο ένα οπτικό ηλεκτρικό πεδίο διαδιδόμενο σε ένα τέτοιο υλικό βλέπει ένα μεταβαλλόμενο δείκτη διάθλασης ανάλογα με την τιμή του εφαρμοζόμενου ηλεκτρικού πεδίου. Το πιο διαδεδομένο υλικό για τους ηλεκτρο-οπτικούς διαμορφωτές είναι το νιοβικό λίθιο (lithium niobate, LiNbO_3). Έτσι με εκμετάλλευση του ηλεκτρο-οπτικού φαινομένου, η διαμόρφωση της έντασης του laser πραγματοποιείται μέσω ενός συμβολόμετρου γνωστό ως Mach-Zehnder. Ένας διαμορφωτής Mach-Zehnder (Mach-Zehnder modulator, MZM) φαίνεται στο Σχ. 7.20 [34], [37], [303].

Στην είσοδο του διαμορφωτή εισέρχεται μια συνεχής δέσμη (continuous-wave, CW) οπτικής ακτινοβολίας η οποία διαχωρίζεται σε δύο διαφορετικές διαδρομές η οποίες συμβάλλουν στην έξοδο του διαμορφωτή. Κατά μήκος ενός ή και των δυο κυματοδηγών του διαμορφωτή εφαρμόζεται μια διαφορά δυναμικού ανάλογη με το RF σήμα διαμόρφωσης, η οποία επάγει το ηλεκτρικό πεδίο με αποτέλεσμα την

συνεχή μεταβολή του δ.δ. του κρυσταλλικού νιοβικού λίθιου. Η μεταβολή του δ.δ. προκαλεί μετατόπιση φάσης μεταξύ των δυο οπτικών κυμάτων τα οποία συμβάλλουν στην έξοδο με αποτέλεσμα τη συνεχή μεταβολή της έντασης της οπτικής δέσμης στην έξοδο του διαμορφωτή. Η εκπεμπόμενη ισχύς από τον διαμορφωτή περιγράφεται από την [304]:

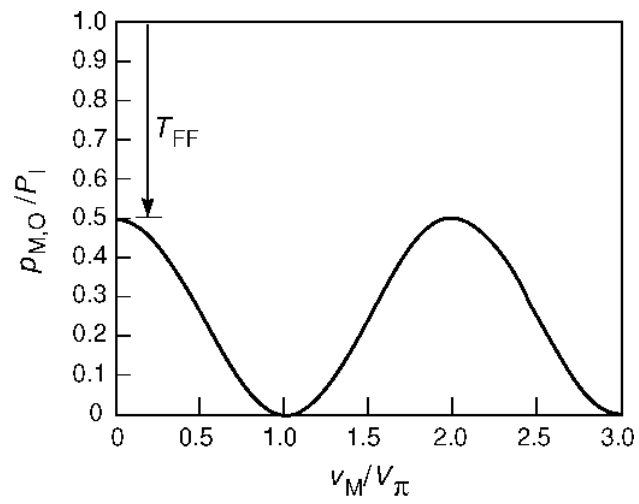
$$P_{M,o} = \frac{T_{FF} P_I}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi v_m}{V_\pi} \right) \right] \quad (7.20)$$

Όπου P_I είναι η ισχύς εισόδου του διαμορφωτή, η τάση v_m αντιστοιχεί στην τάση που εφαρμόζεται στα ηλεκτρόδια του διαμορφωτή και είναι ίση με $v_m = v_{dc} + v_{RF}(t)$, T_{FF} σχετίζεται με απώλειες ισχύος στον MZM και η V_π αντιστοιχεί στην τάση όπου παρατηρείται διαφορά φάσης $\Delta\phi = \pi$ και άρα μηδενισμός της εκπεμπόμενης ισχύος.



Σχήμα 7.20. (α) Ένας διαμορφωτής Mach-Zehnder [281] β) Εμπορικός MZM [303].

Η χρήση εξωτερικής διαμόρφωσης προσφέρει σημαντικά πλεονεκτήματα αφού τα εύρη ζώνης διαμόρφωσης ξεπερνούν τα 100 GHz και μπορούν να διαχειριστούν σχετικά υψηλά επίπεδα οπτικής ακτινοβολίας που φτάνουν και τα 400 mW. Ωστόσο και ο MZM παρουσιάζει μη γραμμική συμπεριφορά ανάλογη με την περίπτωση της απευθείας διαμόρφωσης όπως παρουσιάστηκε παραπάνω [305], και το κόστος του είναι σχετικά υψηλό.



Σχήμα 7.21. Λόγος εκπεμπόμενης ισχύος προς ισχύ εισόδου $P_{M,O}/P_I$ ενός MZM σαν συνάρτηση της v_m/V_π [304].

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

OFDM RoFSO ΖΕΥΞΗ ΣΕ ΤΥΡΒΩΔΗ ΡΟΗ ΣΕ ΣΥΝΔΕΣΗ ΜΕΣΩ DF ΑΝΑΓΕΝΝΗΤΗ ΜΕ IM/DD DCO-OFDM ΟΠΤΙΚΗ ΙΝΑ ΜΕ ΜΗ-ΓΡΑΜΜΙΚΟ ΦΑΙΝΟΜΕΝΟ ΨΑΛΙΔΙΣΜΟΥ

Στο κεφάλαιο αυτό, παρουσιάζεται η πολυπλεξία διαίρεσης ορθογώνιων συχνοτήτων (OFDM) και τα βασικά χαρακτηριστικά λειτουργίας της. Αναλύονται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα χρήσης της, καθώς και η εφαρμογή της στις οπτικές επικοινωνίες. Στη συνέχεια, παρουσιάζεται η απόδοση ενός συστήματος διπλού-άλματος (dual-hop) που συνδέεται μέσω ψηφιακού αναγεννητή, που αποτελείται από μια OFDM RoFSO ζεύξη και μια ζεύξη με οπτική ίνα όπου η μετάδοση του σήματος γίνεται πάλι με διαμόρφωση OFDM με προσθήκη dc-συνιστώσας. Στο κομμάτι της οπτικής ίνας εκδηλώνεται το μη-γραμμικό φαινόμενο του ψαλιδισμού του σήματος. Τέλος, ερευνάται η απόδοση μιας από σημείο-σε-σημείο (point-to-point, PtP) OFDM RoFSO ζεύξης σε συνθήκες ισχυρών έως πολύ ισχυρών διακυμάνσεων της οπτικής έντασης.

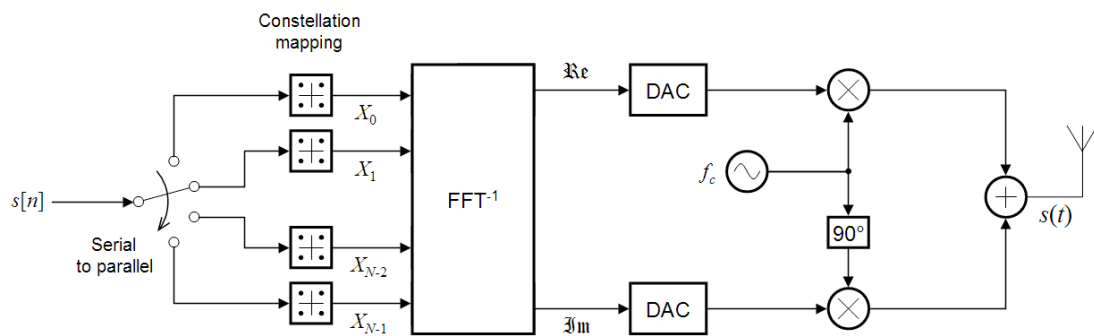
8.1 Πολυπλεξία Διαίρεσης Ορθογώνιων Συχνοτήτων (OFDM)

Η πολυπλεξία διαίρεσης ορθογώνιων συχνοτήτων (OFDM) είναι μια πολύ δημοφιλής τεχνική μετάδοσης πληροφορίας που βρίσκει σημαντικές εφαρμογές στα σύγχρονα ασύρματα και ενσύρματα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Η OFDM διαμόρφωση είναι μια πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (frequency division multiplexing, FDM) η οποία βασίζεται στη μετάδοση πληροφορίας με παράλληλη μετάδοση πολλαπλών υποφορέων (subcarriers). Το βασικό χαρακτηριστικό της είναι ότι οι συχνότητες των υποφορέων επιλέγονται έτσι ώστε να πληρείται η συνθήκη ορθογωνιότητας μεταξύ τους στη διάρκεια T_s ενός συμβόλου OFDM. Κατά την μετάδοση OFDM, τα πληροφοριακά δεδομένα $s[n]$ διασπώνται σε N παράλληλους κλάδους $(0, 1, \dots, N-1)$ όπου στη συνέχεια γίνεται η αντιστοίχιση τους σε σύμβολα X_k ($k=0, 1, \dots, N-1$) του επιλεγέντος σχήματος διαμόρφωσης. Συνήθως, στα OFDM συστήματα η διαμόρφωση M -PSK (διαμόρφωση ολίστησης φάσης) ή M -QAM (ορθογώνια διαμόρφωση πλάτους) επιλέγονται. Στη συνέχεια, τα μιγαδικά σύμβολα στο πεδίο συχνότητας (frequency domain) X_k εισέρχονται στον IFFT (inverse fast Fourier transform, FFT^{-1}) μεγέθους N ίσο με τον αριθμό των υποφορέων, όπου

πραγματοποιείται ο αντίστροφος διακριτός μετασχηματισμός Fourier (inverse discrete Fourier Transform, IDFT), έχοντας ως έξοδο ένα σήμα στο πεδίο του χρόνου (time domain) με το m -th δείγμα του x_m ($m=0,1,\dots,N-1$) να είναι [288], [306]–[308]:

$$x_m = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp\left(\frac{j2\pi km}{N}\right), \quad m=0,1,\dots,N-1 \quad (8.1)$$

Όπου $X_k = X_k^I + jX_k^Q$ είναι οι I (in-phase) και Q (quadrature) συνιστώσες του μιγαδικού συμβόλου στον k -th υποφορέα. Με επιβολή συζυγούς συμμετρίας (Hermitian συμμετρίας) προκύπτει $X_k^I = X_{N-k}^I$ και $X_k^Q = -X_{N-k}^Q$ για όλα τα $k < N/2$ εκτός του πρώτου υποκαναλιού. Σε αυτή τη περίπτωση, μόνο $N/2 - 1$ ανεξάρτητα υποκανάλια μπορούν να φορτωθούν [103], [308], [309].



Σχήμα 8.1. Ο εκπομπός OFDM και το μπλοκ διάγραμμά του για εφαρμογή σε RF συστήματα [310].

Για το μετριασμό της ISI, από την εξάπλωση καθυστέρησης (delay spread) λόγω πολυδιάδευσης (multipath) στο ασύρματο κανάλι, ένα κυκλικό πρόθεμα (cyclic prefix, CP) προστίθεται στην αρχή κάθε συμβόλου OFDM πριν την εκπομπή, που προκύπτει από N_g δείγματα που επιλέγονται από το τέλος του ίδιου συμβόλου. Στη συνέχεια, τα μιγαδικά δείγματα x_m από την έξοδο του IFFT στο πεδίο του χρόνου περνάνε από ένα μετατροπέα ψηφιακού σε αναλογικό (digital to analog converter, DAC) (Σχ. 8.1) και τη δημιουργία μιας αναλογικής κυματομορφής $x(t)$ που περιγράφεται από την [306], [307]:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp(j2\pi f_k t) \quad \text{for } 0 \leq t < T_s \quad (8.2)$$

Όπου $f_k = f_0 + k\Delta f$, με Δf να είναι η συχνοτική απόσταση (subcarrier spacing) μεταξύ δυο διαδοχικών υποφορέων του OFDM, η οποία ικανοποιεί τη βασική

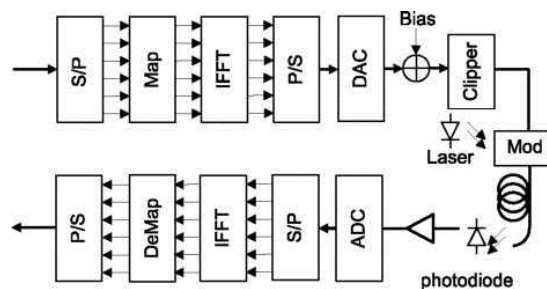
συνθήκη $\Delta f T_s = 1$. Το σήμα βασικής ζώνης $x(t)$ μπορεί να λαμβάνει είτε πραγματικές είτε μιγαδικές τιμές. Το πραγματικό σήμα βασικής ζώνης προκύπτει με την επιβολή της συζυγούς συμμετρίας, όπως αναφέραμε προηγουμένως, και χρησιμοποιείται σε καλωδιακές εφαρμογές όπως η DSL (digital subscriber lines) [306]. Για αυτό το πραγματικό σήμα βασικής ζώνης χρησιμοποιείται και η ονομασία DMT (discrete multitone modulation). Για εφαρμογή σε ασύρματο κανάλι το σήμα βασικής ζώνης είναι συνήθως μιγαδικό και πολλαπλασιάζεται στις I και Q συνιστώσες του με το φέρον συχνότητας f_c και ακολουθεί η εκπομπή του σήματος. Το ζωνοπερατό OFDM σήμα εκπομπής δίνεται ως [306], [307]:

$$s_{OFDM}(t) = \Re \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} s_k(t) \right\} = \Re \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp[j2\pi(f_k + f_c)t] \right\} \text{ for } 0 \leq t < T_s \quad (8.3)$$

Όσον αφορά την εφαρμογή σε κανάλι οπτικών επικοινωνιών, η έξοδος του IFFT είναι συνήθως διπολική. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να μην μπορεί να εφαρμοστεί απευθείας για διέγερση διόδου laser όπου μόνο μονοπολικό (unipolar) σήμα μπορεί να εφαρμοστεί σε IM/DD οπτικό κανάλι [306]. Έτσι, μια DC συνιστώσα προστίθεται στο σήμα OFDM πριν την εφαρμογή του στον οπτικό εκπομπό (dc-biased optical OFDM, DCO-OFDM), όπως φαίνεται στο Σχ. 8.2 [306], [309], [311]–[314]. Περίπτωση μονοπολικού OFDM σήματος αποτελεί και το ασύμμετρου-ψαλιδισμού οπτικό (asymmetrically-clipped optical, ACO) OFDM όπου η μετατροπή του σε μονοπολικό προκύπτει μέσω των ιδιοτήτων του μετασχηματισμού Fourier, χωρίς προσθήκη dc-συνιστώσας [311]. Έτσι, στα συστήματα ACO-OFDM το σήμα μετά την έξοδο από τον IFFT σκόπιμα αφήνεται να υποστεί ψαλιδισμό [311], [315], [316]. Στα ACO-OFDM συστήματα μόνο οι περιττοί αριθμού υποφορείς μεταφέρουν πληροφορία. Έτσι, αν οι περιττοί υποφορείς είναι μονοπολικοί, ο θόρυβος λόγω ψαλιδισμού επηρεάζει τους άρτιου αριθμού υποφορείς που δεν μεταφέρουν πληροφορία [306], [311]. Οι αποδόσεις των δύο μονοπολικών οπτικών OFDM δηλ. του DCO-OFDM και του ACO-OFDM έχουν συγκριθεί. Τα αποτελέσματα που προκύπτουν φανερώνουν ότι το ACO-OFDM παρουσιάζει μεγαλύτερη αποδοτικότητα ισχύος συγκριτικά με το DCO-OFDM, ενώ η απόδοση του DCO-OFDM εξαρτάται πολύ από το επίπεδο της dc-συνιστώσας και την τάξη του σχήματος διαμόρφωσης, όπως παρουσιάζεται στη συνέχεια του κεφαλαίου. Ωστόσο, το DCO-OFDM είναι καταλληλότερο για υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης, αφού η

φασματική του αποδοτικότητα είναι διπλάσια από αυτή του ACO-OFDM [312], [315].

Έτσι, για ένα IM/DD DCO-OFDM σύστημα, παρόλη την προσθήκη DC συνιστώσας, το μη-γραμμικό φαινόμενο του ψαλιδισμού του σήματος στον εκπομπό είναι αναπόφευκτο (biasing and clipping noise, BAC) [309], [312], [314].



Σχήμα 8.2. Εφαρμογή OFDM σε κανάλι οπτικών επικοινωνιών [309].

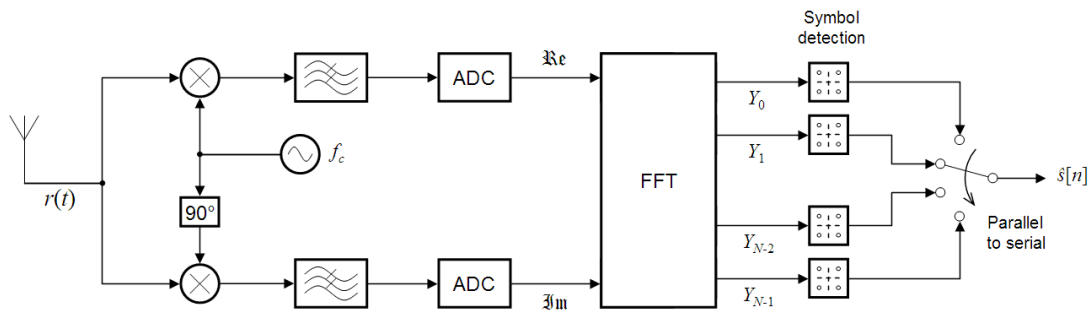
Στη μεριά του δέκτη, το ληφθέν σήμα πολλαπλασιάζεται με το φέρον f_c στις I και Q συνιστώσες και με χαμηλοπερατό φίλτράρισμα εξάγεται το σήμα στη βασική ζώνη (Σχ. 8.3). Ακολούθως, το λαμβανόμενο σήμα βασικής ζώνης στο πεδίο του χρόνου μετατρέπεται σε ψηφιακή μορφή με έναν αναλογικό σε ψηφιακό μετατροπέα (analog to digital converter, ADC) με συχνότητα δειγματοληψίας T_s/N . Μετά τη δειγματοληψία τα N_g δείγματα του κυκλικού προθέματος (CP) αποσπώνται. Υποθέτοντας κανάλι AWGN, τα δείγματα y_m στο πεδίο του χρόνου από τον ADC στην είσοδο του FFT είναι ίσα με [306]:

$$y_m = x_m + n_m \quad (8.4)$$

Με n_m να αντιστοιχεί στα δείγματα του AWGN. Στον FFT πραγματοποιείται ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier (discrete Fourier transform, DFT) $DFT(y_m)$, όπου έχει σαν έξοδο την $Y_k = X_k + N_k$ στο πεδίο συχνοτήτων (frequency domain),

όπου τα X_k και N_k είναι ίσα με $X_k = \sum_{m=0}^{N-1} x_m \exp\left(-\frac{j2\pi mk}{N}\right)$ και

$$N_k = \sum_{m=0}^{N-1} n_m \exp\left(-\frac{j2\pi mk}{N}\right) \quad [288].$$



Σχήμα 8.3. Ο δέκτης OFDM και το μπλοκ διάγραμμά του για εφαρμογή σε RF συστήματα [310].

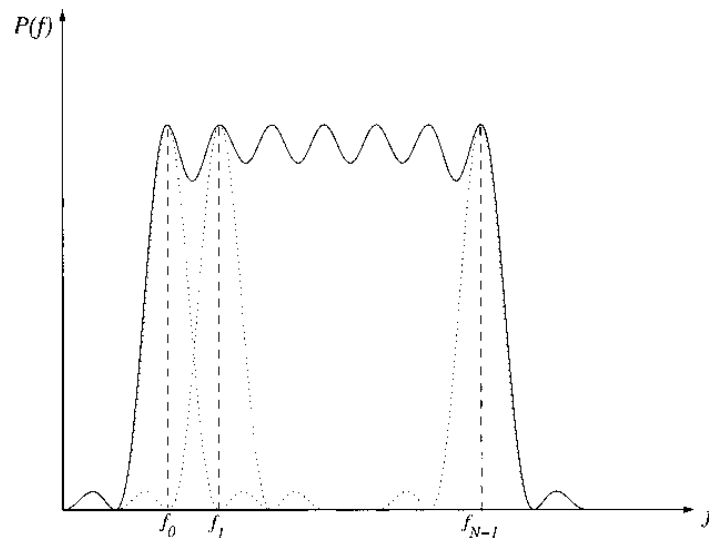
Στη συνέχεια, η έξοδος Y_k για κάθε υποφορέα περνά στον αποδιαμορφωτή M -QAM ή M -PSK για την λήψη απόφασης (symbol detection) (Σχ. 8.3). Όπως αναφέραμε, το σήμα OFDM για εκπομπή στη βασική ζώνη δίνεται ως $x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp(j2\pi f_k t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \varphi_k(t)$ με $f_k = f_0 + k\Delta f$ όπου μπορούμε να θέσουμε $f_0=0$ και

$$\varphi_k(t) = \begin{cases} \exp[j2\pi f_k t] & \text{for } 0 \leq t < T_s \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8.5)$$

Η συνθήκη ορθογωνιότητας μεταξύ των OFDM υποφορέων εκφράζεται ως [307]:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \varphi_k(t) \varphi_l^*(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \exp[j2\pi \Delta f (k-l)t] dt = \delta[k-l] \quad (8.6)$$

Όπου $\delta(\cdot)$ είναι το δέλτα του Kronecker που ορίζεται ως $\delta[n] = 1$ όταν $n=0$ και $\delta[n] = 0$ για οποιαδήποτε άλλη τιμή του n . Το φάσμα ισχύος του OFDM σήματος βασικής ζώνης με N υποφορείς φαίνεται στο Σχ. 8.4, όπου το συνολικό εύρος ζώνης είναι ίσο με $BW_{OFDM} = (N+1)\Delta f$. Στο Σχ. 8.5 παρουσιάζεται το φάσμα ενός OFDM υποφορέα για δυο τιμές χρονικής διάρκειας του συμβόλου ίσες με $T_s = 1ms$ και $T_s = 1\mu s$.



Σχήμα 8.4. Φασματική πυκνότητα ισχύος OFDM σήματος βασικής ζώνης [307].

Τα πλεονεκτήματα του OFDM είναι τα εξής: α) Ευρωστία σε ασύρματα κανάλια ενάντια σε επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα διαλείψεις, β) Απλή στο πεδίο του χρόνου εξισορρόπηση (equalization), γ) Υψηλή φασματική αποδοτικότητα και δ) Ελαχιστοποίηση της διασυμβολικής παρεμβολής.

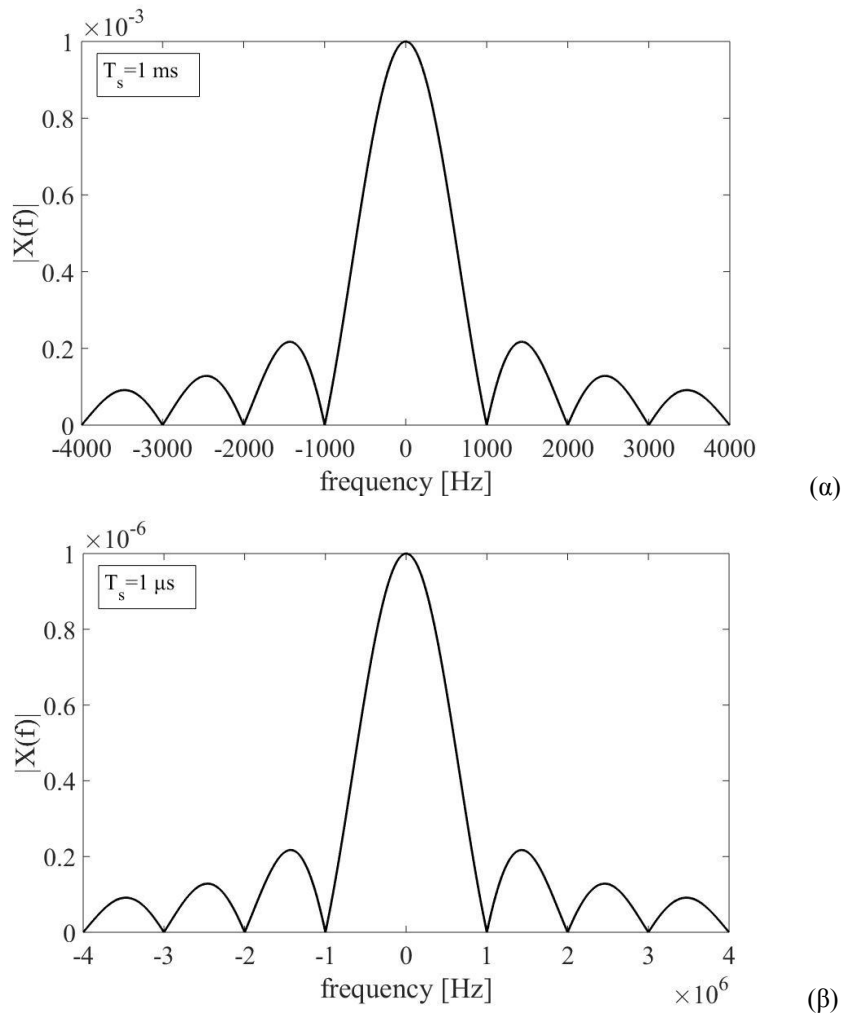
Ωστόσο, η διαμόρφωση OFDM έχει και τα αντίστοιχα μειονεκτήματά της όπως: α) Υψηλός λόγος μεταξύ μέσης και μέγιστης ισχύος σήματος (PAPR), β) Ευαισθησία σε μετατόπιση συχνότητας (carrier frequency offset, CFO) μεταξύ των υποφορέων του OFDM και σε θόρυβο φάσης, γ) Ευαισθησία σε μετατόπιση Doppler. Ο PAPR (ή Crest Factor, CF) για σήμα OFDM ορίζεται ως [317]:

$$PAPR = \frac{\max\{|x(t)|^2\}}{E\{|x(t)|^2\}}, \quad 0 \leq t < T_s \quad (8.7)$$

Όπου $x(t)$ αποτελεί την χρονική κυματομορφή του OFDM σήματος. Ο παρονομαστής σχετίζεται με την μέση τιμή της ισχύος του OFDM σήματος που

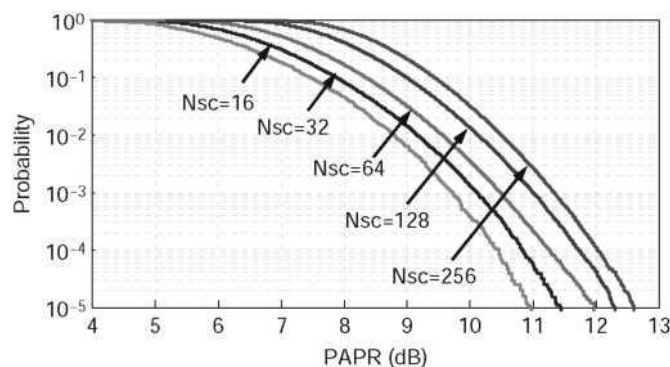
ορίζεται ως $E\{|x(t)|^2\} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} |x(t)|^2 dt$ [9]. Ο αριθμητής αντιστοιχεί στην μέγιστη τιμή

της ισχύος του σήματος που μπορεί να λάβει κατά τη διάρκεια T_s του OFDM συμβόλου.



Σχήμα 8.5. Φάσμα ενός υποφορέα OFDM για α) $T_s=1$ ms β) $T_s=1$ μ s.

Στο Σχ. 8.6 φαίνεται η πιθανότητα ο PAPR να λαμβάνει τιμές από 0 έως 13 dB, για διάφορες τιμές του N των υποφορέων. Είναι φανερό ότι ο μεγαλύτερος αριθμός υποφορέων οδηγεί σε πιθανότητα εμφάνισης μεγαλύτερου PAPR. Αυτό σημαίνει ότι το κύκλωμα του εκπομπού θα πρέπει να παρουσιάζει υψηλά γραμμική απόκριση. Η εφαρμογή του π.χ. στις οπτικές επικοινωνίες μπορεί να επιφέρει τη διέγερση του laser στη μη γραμμική περιοχή αλλά και την εμφάνιση του φαινομένου του ψαλιδισμού του σήματος διαμόρφωσης [306].



Σχήμα 8.6. Πιθανότητα τιμών του PAPR για διάφορες τιμές N υποφορέων [317].

Όσον αφορά την ευαισθησία σε μετατόπιση συχνότητας και θόρυβο φάσης, η επιρροή του μπορεί να γίνει φανερή θεωρώντας τη γενική μορφή ενός ληφθέντος OFDM σήματος, στο οποίο έχει επιδράσει μετατόπιση συχνότητας (CFO) δf και θόρυβος φάσης $\varphi(t)$ και η μαθηματική του έκφραση είναι η [317]:

$$r(t) = \exp[j(2\pi\delta f t + \varphi(t))] \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp(j2\pi f_k t) + N(t) \quad (8.8)$$

Όπου $N(t)$ αντιστοιχεί σε προσθήκη λευκού Gaussian θορύβου (AWGN) από το κανάλι μετάδοσης. Έστω ότι το επιθυμητό σήμα αντιστοιχεί στον l -th υποφορέα. Υποθέτουμε έναν δέκτη προσαρμοσμένο στην κυματομορφή $\varphi_l(t)$ και στην αντίστοιχη συχνότητά $f_l = l\Delta f$ του l -th υποφορέα. Έτσι, το ληφθέν σήμα εισέρχεται στον l -th συσχετιστή αφού έχει πολλαπλασιαστεί με τη σήμα $\varphi_l(t)$. Η έξοδος του συσχετιστή είναι η [317]:

$$X_l' = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} r(t) \varphi_l^*(t) dt \quad (8.9)$$

Αντικαθιστώντας την Εξ. (8.8) στην (8.9) προκύπτει [317]:

$$X_l' = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} X_k \exp[j(2\pi\delta f t + \varphi(t))] \exp(j2\pi(f_k - f_l)t) dt + \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} N(t) \exp(-j2\pi f_l t) dt \quad (8.10)$$

Και άρα [317]:

$$\begin{aligned}
X'_l &= a_0 X_l + \underbrace{\sum_{k \neq l} X_k \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \exp[j\varphi(t)] \exp[j2\pi(f_k - f_l + \delta f)t] dt}_{ICI} + n_l = \\
&= a_0 X_l + \underbrace{\sum_{k \neq l} X_k a_k}_{ICI} + n_l
\end{aligned} \tag{8.11}$$

Με τον πρώτο όρο να είναι το επιθυμητό σήμα για τον l -th υποφορέα-χρήστη με ένα μιγαδικό συντελεστή a_0 που αντιστοιχεί σε μετατόπιση φάσης αλλά και εξασθένιση του επιθυμητού σήματος. Ο δεύτερος όρος αντιστοιχεί σε παρεμβολή μεταξύ των υποφορέων (intercarrier interference, ICI) που δημιουργείται λόγω διατάραξης της συνθήκης ορθογωνιότητας ($(f_k - f_l)T_S = m$ όπου m ακέραιος), είτε λόγω μετατόπισης συχνότητας, είτε λόγω θορύβου φάσης. Θεωρώντας $\varphi(t)=0$, η επιρροή ICI λόγω μετατόπισης συχνότητας (CFO) προκύπτει βάσει του συντελεστή a_k ίση με [317]:

$$a_k = \frac{\sin(\pi\alpha)}{\pi(k - \alpha)} \exp(j\pi\alpha), \quad \alpha = \frac{\delta f}{\Delta f} \tag{8.12}$$

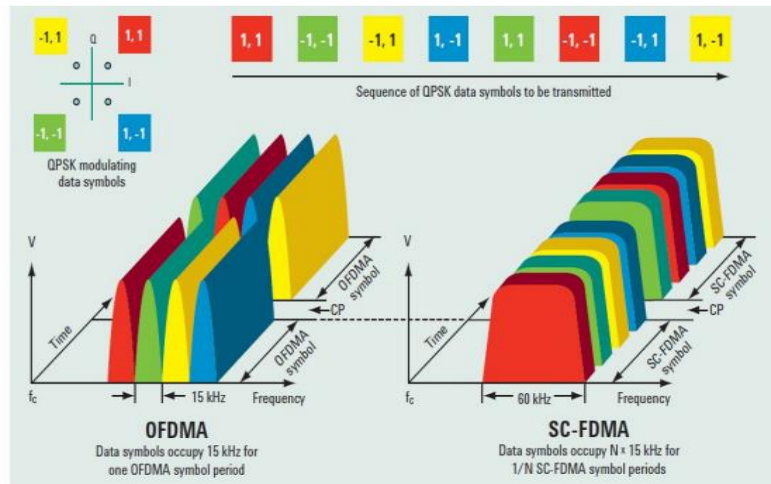
Για την επίδραση του θορύβου φάσης, θέτουμε $\delta f=0$. Προκύπτει ότι η μείωση $\Delta\gamma$ στον αποδοτικό SNR γ λόγω του θορύβου φάσης είναι ίση με [317]:

$$\Delta\gamma = 10\Delta\nu T_S \gamma \quad [dB] \tag{8.13}$$

Όπου γ είναι ο SNR του σήματος και $\Delta\nu$ είναι το φασματικό εύρος του laser (laser linewidth). Είναι προφανές ότι μεγαλύτερη επίδραση σε θόρυβο φάσης θα έχουν τα σήματα με υψηλότερους σηματοθορυβικούς. Επίσης, μεγαλύτερης διάρκειας OFDM σύμβολα επηρεάζονται περισσότερο. Όσον αφορά τους υψηλότερους σηματοθορυβικούς είναι φανερό ότι τα υψηλότερης τάξεως σήματα, όπως 64-QAM, 128-QAM κτλ. που απαιτούν μεγαλύτερους σηματοθορυβικούς για να επιτύχουν μια προκαθορισμένη τιμή πιθανότητας σφάλματος, θα επηρεαστούν περισσότερο κατά τη μετάδοσή τους σε κανάλι οπτικών επικοινωνιών. Τέλος, η εφαρμογή OFDM σήματος σε οπτικό κανάλι μπορεί να επηρεαστεί από θόρυβο φάσης λόγω της φασματικής καθαρότητας της laser πηγής. Έτσι, μια πηγή με αρκετά στενό φάσμα εκπομπής $\Delta\nu$ θα εισάγει λιγότερο θόρυβο φάσης [308].

Αξίζει να σημειωθεί ότι η OFDM διαμόρφωση χρησιμοποιείται και σαν τεχνική πολλαπλής πρόσβασης σε κυψελωτά δίκτυα κινητών επικοινωνιών, γνωστή ως

πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση ορθογώνιων συχνοτήτων (orthogonal frequency division multiple access, OFDMA). Στη συγκεκριμένη τεχνική πολλαπλής πρόσβασης το σήμα κάθε υποφορέα αντιστοιχεί πλέον στο σήμα ενός μεμονωμένου κινητού χρήστη. Η συγκεκριμένη τεχνική βρίσκει ήδη εφαρμογή στα υπάρχοντα 4G LTE δίκτυα λόγω των όμοιων πλεονεκτικών χαρακτηριστικών με την πολυπλεξία OFDM [318]. Ωστόσο, η χρήση της σαν τεχνική πολλαπλής πρόσβασης βασίζεται κατά κύριο λόγο σε εφαρμογές στις εμπρόσθιες ζεύξεις των κυψελωτών δικτύων, δηλαδή στις ζεύξεις που αφορούν τις συνδέσεις από τους σταθμούς κεραιών (RAUs) προς τους κινητούς χρήστες (βλέπε Σχ. 11.6). Οι αντίστροφες ζεύξεις στα κυψελωτά δίκτυα αφορούν τις συνδέσεις από τους κινητούς χρήστες προς τις κεραιές πρόσβασης (RAUs). Σε αυτό το περιβάλλον λειτουργίας φανερώνονται τα μειονεκτικά χαρακτηριστικά της εφαρμογής της OFDMA τεχνικής, όπου κυρίως η δημιουργία μετατόπισης συχνότητας (CFO) είτε λόγω φαινομένου Doppler, είτε λόγω αστάθειας στους τοπικούς ταλαντωτές (LO) ενός κινητού χρήστη, η ορθογωνιότητα μεταξύ των υποφορέων διαταράσσεται εύκολα οδηγώντας έτσι σε ICI και σε συνδυασμό με τους πολύ υψηλούς PAPR των OFDM σημάτων η ποιότητα της επικοινωνίας υποβαθμίζεται σημαντικά [319]–[321]. Έτσι, στα δίκτυα LTE γίνεται χρήση της OFDMA διαμόρφωσης στις εμπρόσθιες ζεύξεις όπως απεικονίζεται στο Σχ. 8.7, ενώ στην αντίστροφη ζεύξη των LTE γίνεται χρήση της SC-FDMA (single-carrier frequency division multiple access) λόγω του χαμηλότερου PAPR και της υψηλότερης ανθεκτικότητας σε τυχόν μετατοπίσεις συχνότητας [322]–[324]. Τέλος, αξίζει να επισημάνουμε την πληθώρα εφαρμογών που βρίσκει η διαμόρφωση OFDM σε πολλές ασύρματες υπηρεσίες και πρωτόκολλα. Η πολυπλεξία OFDM έχει υιοθετηθεί στα σύγχρονα ασύρματα πρωτόκολλα όπως στα IEEE 802.16e (WiMax), IEEE 802.11a, g, ac, ad, ax, ay (wireless local area networks, WLANs), στην επίγεια ψηφιακή τηλεόραση (DTTV), στα συστήματα VLC και επίσης θεωρείται ως υποψήφια για τα δίκτυα επόμενης γενιάς, δηλ. στα 5G [15], [16], [325]–[327].



Σχήμα 8.7. Εμπρόσθια ζεύξη με OFDMA και αντίστροφη ζεύξη με SC-FDMA σε δίκτυα LTE [328].

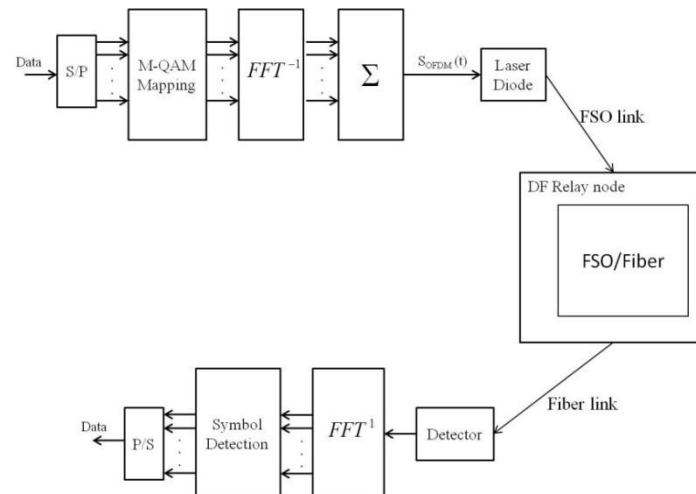
8.2 BER Εκτίμηση για Διπλού-Άλματος Σύστημα με OFDM RoFSO Ζεύξη σε Τυρβώδη Ροή και IM/DD DCO-OFDM Οπτική Ίνα με Μη-Γραμμικό Φαινόμενο Ψαλιδισμού

Τα συστήματα RoFSO προσελκύουν όλο και μεγαλύτερο ερευνητικό και εμπορικό ενδιαφέρον λόγω των υψηλών ικανοτήτων απόδοσης, τα υψηλά επίπεδα προστασίας που προσφέρουν στη μετάδοση δεδομένων και στο σημαντικό πλεονέκτημα ότι δε χρειάζονται ειδικές άδειες στο φάσμα συχνοτήτων που λειτουργούν. Οι επιδόσεις τους όμως εξαρτώνται σημαντικά από τις καιρικές συνθήκες της περιοχής στις οποίες είναι εγκατεστημένα, όπου φαινόμενα εξασθένησης, ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής κ.α. μπορούν να επιδράσουν αρνητικά.

Το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής μελετάται μέσω στατιστικών μοντέλων, και για συνθήκες ασθενών έως και ισχυρών διακυμάνσεων της οπτικής έντασης διαφορά στατιστικά μοντέλα έχουν προταθεί. Σε αυτή την ενότητα θα μελετηθούν ισχυρές διακυμάνσεις της οπτικής έντασης μέσω των στατιστικών μοντέλων της εκθετικής κατανομής (NE) και της K κατανομής.

Από την άλλη μεριά, οι οπτικές επικοινωνίες μέσω οπτικών ινών δεν επηρεάζονται από τις ατμοσφαιρικές συνθήκες και έτσι προσφέρουν υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης και σε μεγαλύτερες αποστάσεις από τα FSO συστήματα. Ωστόσο οι δαπάνες για χρήση οπτικών ινών μπορεί να είναι σημαντικά υψηλές και τις περισσότερες φορές χρειάζονται ειδικές άδειες και εκτεταμένες υποδομές.

Λαμβάνοντας υπόψη όλα τα παραπάνω, μελετάται μια ζεύξη οπτικών επικοινωνιών που αποτελείται από ένα τμήμα OFDM RoFSO και μια IM/DD DCO-OFDM ζεύξη οπτικής ίνας, συνδεδεμένες με ένα κόμβο αναμετάδοσης αποκωδικοποίησης και προώθησης (DF) του σήματος. Στο μεταδιδόμενο σήμα OFDM κάθε υποφορέας αντιστοιχίζεται σε M -QAM ή M -PSK αστερισμό. Έτσι, για την ασύρματη RoFSO ζεύξη θεωρούμαι ως κύριο παράγοντα υποβάθμισης της απόδοσης την ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή και τη μη γραμμική απόκριση του laser. Για το κομμάτι της οπτικής ίνας, ο σημαντικότερος παράγοντας υποβάθμισης θεωρείται το φαινόμενο του μη-γραμμικού ψαλιδισμού του OFDM σήματος με παράλληλη προσθήκη dc συνιστώσας στο σήμα διαμόρφωσης (Σχ. 8.2). Λαμβάνοντας όλα τα παραπάνω, εξάγεται κλειστής-μορφής έκφραση με σκοπό την αξιολόγηση της συνολικής BER απόδοσης του συστήματος οπτικών επικοινωνιών με DF αναμετάδοση (Σχ. 8.8).



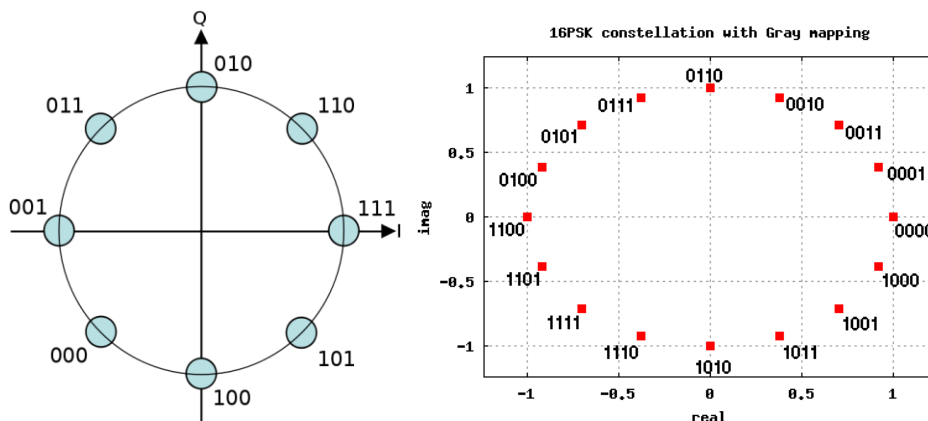
Σχήμα 8.8. Το οπτικό επικοινωνιακό σύστημα με OFDM μετάδοση σήματος μέσω RoFSO και RoF ζεύξης με χρήση DF κόμβου αναμετάδοσης.

8.2.1 Η OFDM RoFSO Ζεύξη και το Μοντέλο του Διαύλου

Η RoFSO ζεύξη αποτελεί το πρώτο σκέλος της συνολικής οπτικής ζεύξης. Ο οπτικός εκπομπός αποστέλλει το OFDM σήμα πληροφορίας διαμέσου του ασύρματου οπτικού καναλιού. Το ζωνοπερατό OFDM σήμα, που αποτελείται από N υποφορείς, μετά το ‘ανέβασμά’ του στην συχνότητα του RF φέροντος f_c (carrier frequency) δίνεται ως [103], [107], [108]:

$$s_{OFDM}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp[i(\omega_n + 2\pi f_c)t] \quad \text{for } 0 \leq t < T_s \quad (8.14)$$

όπου, $\omega_n = 2\pi n/T_s$, $n=0, 1, \dots, N-1$, αναπαριστά κάθε ορθογώνια συχνότητα, T_s είναι η διάρκεια του OFDM συμβόλου και X_n είναι το μιγαδικό σύμβολο του n -th υποφορέα. Το μιγαδικό σύμβολο X_n αντιστοιχίζεται μέσω κωδικοποίησης Gray σε αστερισμό των QPSK (4-QAM), 8-PSK, 16-PSK, 16-QAM και 64-QAM. Οι αστερισμοί αυτών των σημάτων φαίνονται στα Σχ. 8.9 και 8.10.



Σχήμα 8.9. 8-PSK και 16-PSK αστερισμοί με κωδικοποίηση Gray [329], [330].

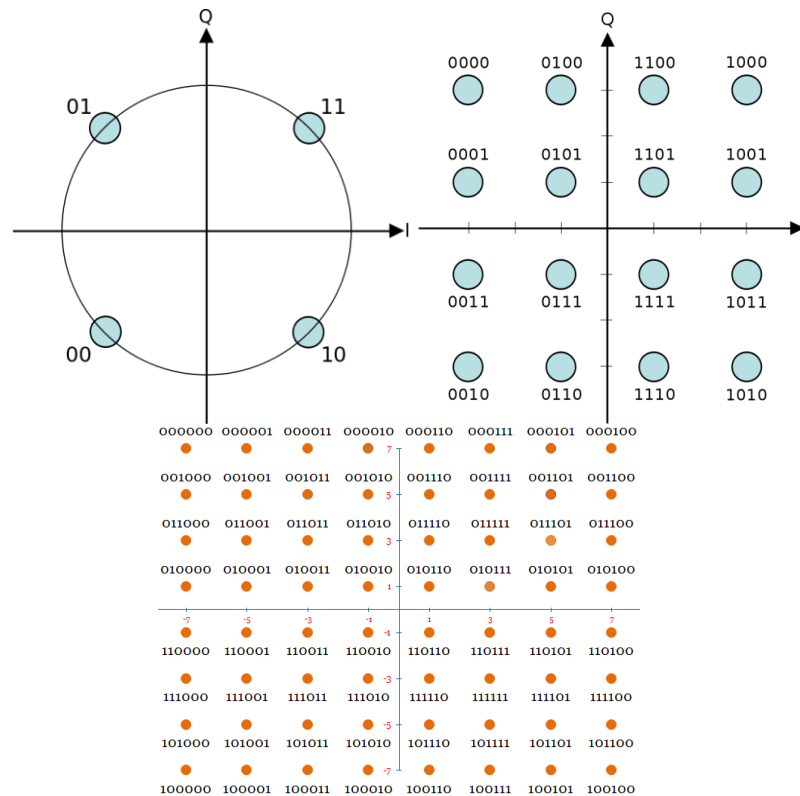
Η εκπεμπόμενη οπτική ισχύς περιγράφεται από τη μη-γραμμική σχέση [103], [107], [108]:

$$P_t(t) \approx P_0 \left[1 + \sum_{n=0}^{N-1} m_n s_n(t) + a_3 \left(\sum_{n=0}^{N-1} m_n s_n(t) \right)^3 \right] \quad (8.15)$$

Όπου P_0 , είναι η μέση εκπεμπόμενη ισχύς, a_3 αντιστοιχεί στον 3^{ης} τάξεως μη-γραμμικό συντελεστή της LD και m_n είναι ο οπτικός δείκτης διαμόρφωσης (OMI). Η μέση τετραγωνική τιμή του OMI είναι ίση με $m_{tot} = \sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} m_n^2} / N$. Η λαμβανόμενη ισχύς στον δέκτη του DF κόμβου μετά από ατμοσφαιρική διάδοση υπολογίζεται ως [103], [107]:

$$P_r(t) = P_t(t) L_{tot} I + n(t) \quad (8.16)$$

Όπου L_{tot} αναπαριστά τις συνολικές απώλειες ισχύος του οπτικού σήματος από την διάδοση του μέσω της ατμόσφαιρας (βλέπε Κεφ. 2), $n(t)$ αντιστοιχεί σε θόρυβο περιβάλλοντος, ενώ η I αναπαριστά τη τυχαία μεταβλητή της στιγμιαίας κανονικοποιημένης έντασης λόγω του φαινομένου της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής (Εξ. (2.47)).



Σχήμα 8.10. 4-QAM (QPSK), 16-QAM και 64-QAM αστερισμοί με κωδικοποίηση Gray [331], [332], [333].

Αντικαθιστώντας την Εξ. (8.15) στην (8.16), και γνωρίζοντας ότι το φωτοεπαγόμενο ρεύμα είναι ίσο με $i(t, I) = \rho P_r(t)$, καταλήγουμε στην ακόλουθη έκφραση για το $i(t, I)$ στην PD του δέκτη [12]:

$$i(t, I) \approx I_0 \left[1 + \sum_{n=0}^{N-1} m_n s_n(t) + a_3 \left(\sum_{n=0}^{N-1} m_n s_n(t) \right)^3 \right] + n_{opt}(t) \quad (8.17)$$

Όπου $I_0 = \rho L_{tot} P_0 I$ αντιστοιχεί στην dc τιμή του φωτοεπαγόμενου ρεύματος, ρ είναι η απόκριση της φωτοδιόδου (PD) (A/W), ενώ n_{opt} αναπαριστά τον AWGN της οπτικής ζεύξης με μέση τιμή μηδέν και διακύμανση $N_0/2$, που προέρχεται από τις τρεις πηγές που απεικονίζονται στο Σχ. 7.8. Η PSD του N_0 είναι ίση με [103], [107], [108]:

$$N_0 = \frac{4K_B T F}{R_L} + 2qI_0 + I_0^2 (RIN) \quad (8.18)$$

Όπου K_B είναι η σταθερά του Boltzmann, T αντιστοιχεί στην θερμοκρασία του δέκτη, F αντιστοιχεί στον παράγοντα θορύβου της PD, R_L είναι η αντίσταση φορτίου

στο κύκλωμα του δέκτη, q είναι το στοιχειώδες φορτίο ενός ηλεκτρονίου και RIN είναι ο θόρυβος του laser ο οποίος είναι συνάρτηση του τετραγώνου της οπτικής ισχύος (Εξ. (7.6)).

Έτσι, ο λαμβανόμενος στιγμιαίος λόγος ισχύος φορέα προς ισχύ θορύβου και παραμορφώσεων για κάθε υποφορέα (carrier to noise plus distortion, $CNDR_n$) του OFDM, δίνεται από την προσεγγιστική σχέση [103], [107], [108]:

$$CNDR_n(I) \approx \frac{m_n^2 \rho^2 L_{tot}^2 P_t^2 I^2}{2 \left([N_0/T_s]_{AV} + [\sigma_{n,IMD}^2]_{AV} \right)} \quad (8.19)$$

Όπου $[.]_{AV}$ δηλώνει τη μέση τιμή και σ_{IMD}^2 αντιστοιχεί στην ισχύ των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξεως (IMD3) εξαιτίας της μη-γραμμικής απόκρισης της LD, που επηρεάζει τον συγκεκριμένο υποφορέα ω_n μεταξύ N χωρικά ίσα κατανομημένων υποφορέων του OFDM και εξαρτάται σημαντικά από τον συντελεστή a_3 και τον m_n με τον οποίο διαμορφώνεται ο κάθε υποφορέας. Από την Εξ. (8.19), η μέση τιμή του $[CNDR_n]_{AV}$, αποκτάται γνωρίζοντας ότι η $E[I]=1$. Σε αυτή τη περίπτωση ο $[CNDR_n]_{AV}$ προκύπτει [107]:

$$[CNDR_n]_{AV} \approx \frac{(m_n \rho L_{tot} P_t)^2}{2 \left([N_0/T_s]_{AV} + [\sigma_{n,IMD}^2]_{AV} \right)} \quad (8.20)$$

Με την ισχύ από τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης να υπολογίζεται μέσω της [108]

$$\sigma_{n,IMD}^2 = 2\xi \left(2n(N-n+1) + N(N-5) + 2 - \frac{(-1)^n - (-1)^{2N+n}}{2} \right)^2 \text{ με } \xi = 9a_3^2 m_n^6 I_0^2 / 256.$$

8.2.2 Η Οπτική Ίνα και το Μοντέλο του Διαύλου

Η σύνδεση μεταξύ του DF κόμβου και του τελικού δέκτη του συνολικού συστήματος, πραγματοποιείται μέσω οπτικής ίνας όπως απεικονίζεται στο Σχ. 8.8. Το OFDM σήμα στην έξοδο του IFFT είναι γενικά διπολικό, με αποτέλεσμα να μην μπορεί να εφαρμοστεί απευθείας σε IM/DD οπτικά συστήματα. Αυτό το εμπόδιο μπορεί να προσπελαστεί με προσθήκη στο σήμα μιας κατάλληλης dc συνιστώσας (DCO-OFDM) [306], [309], [311], [314], [334], [335]. Υποθέτοντας ότι τα σήματα των υποφορέων ακολουθούν ταυτόσημες και ανεξάρτητες κατανομές, με ένα μεγάλο αριθμό υποφορέων και μέσω του θεωρήματος κεντρικού ορίου, η περιβάλλουσα (envelope) του OFDM σήματος στο πεδίο του χρόνου θεωρείται ότι ακολουθεί μια

Gaussian κατανομή με μέση τιμή μ_N και διασπορά σ_N^2 . Για να αποφευχθεί ο συχνός ψαλιδισμός του σήματος, μια μεγάλη dc συνιστώσα είναι αναγκαία. Ωστόσο, παραμορφώσεις λόγω του μη-γραμμικού φαινομένου του ψαλιδισμού (nonlinear clipping distortion, NLCD) του OFDM σήματος είναι αναπόφευκτες [309], [311], [312], [314]. Η απαιτούμενη dc συνιστώσα συνήθως είναι στα 10 dB μεγαλύτερη από την ισχύ του σήματος. Παρόλα αυτά, πολύ μεγάλη DC συνιστώσα μπορεί να οδηγήσει σε αλλοίωση του σήματος αφού ένα κύκλωμα AGC (automatic gain control) περιορίζει την ισχύ του σήματος που εισέρχεται στο κύκλωμα οδήγησης. Έτσι, υπάρχει ένα βέλτιστο επίπεδο για την προσθήκη dc συνιστώσας στην αναλογική κυματομορφή μετά την έξοδο του DAC ώστε το σήμα OFDM να είναι εφαρμόσιμο στο IM/DD οπτικό σύστημα [309], [314].

Η BEP για M -QAM διαμόρφωση για έναν υποφορέα του OFDM με απευθείας φώραση (direct detection, DD) και κωδικοποίηση Gray είναι ίση με [229]:

$$P_{b,OF} \cong \frac{4(1-M^{-1/2})}{\log_2(M)} Q\left(\sqrt{\frac{3\gamma_{e,n}}{M-1}}\right) - \left[\frac{2(1-M^{-1/2})}{\sqrt{\log_2(M)}} Q\left(\sqrt{\frac{3\gamma_{e,n}}{M-1}}\right) \right]^2 \quad (8.21)$$

Ενώ για την περίπτωση του K -PSK και Gray κωδικοποίηση, η BEP για έναν υποφορέα OFDM είναι ίση με [229]:

$$P_{b,OF} \cong \frac{1}{\log_2(K)} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma_{e,n}} \sin\left(\frac{\pi}{K}\right)\right) \quad (8.22)$$

Οι Chen et al. [314], [336], απέδειξαν ότι η BAC διαδικασία και η αντίστοιχη NLCD μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν μια ντετερμινιστική εξασθένηση K συν έναν προσθετικό τυχαίο θόρυβο στο πεδίο του χρόνου ως $y_m = Kx_m + z_m$ όπου ο προσθετικός θόρυβος z_m έχει διακύμανση ίση με [309], [314]:

$$\sigma_z^2 = \sigma_N^2 \left[\frac{2\gamma e^{-\gamma^2/2}}{\sqrt{2\pi}} Q(\gamma) - \frac{e^{-\gamma^2}}{2\pi} - \frac{\gamma e^{-\gamma^2/2}}{\sqrt{2\pi}} + (\gamma^2 + 1)Q(\gamma) - (\gamma^2 + 1)[Q(\gamma)]^2 \right] \quad (8.23)$$

Έτσι, το επιθυμητό σήμα για το k -th υποκανάλι είναι ίσο με [309], [314]:

$$Y_k \approx KX_k + r_k + N_k \approx K(X_k^I + jX_k^Q) + (r_k^I + jr_k^Q) + (N_k^I + jN_k^Q) \quad (8.24)$$

Στην έξοδο του FFT στο πεδίο συχνοτήτων όπου $r_k = r_k^I + jr_k^Q = \sum_{m=0}^{N-1} z_m \exp\left(-\frac{j2\pi mk}{N}\right)$ αντιστοιχεί στον προσθετικό θόρυβο της NLCD και N_k αντιστοιχεί στον AWGN. Ο SNR_c του εκπεμπόμενου σήματος προς τον θόρυβο λόγω ψαλιδισμού ορίζεται ως $\gamma_c = K^2 \sigma_N^2 / \sigma_z^2$ όπου K είναι η εξασθένηση λόγω ψαλιδισμού και είναι ίση με $K = 1 - Q(\gamma)$ και γ είναι η κανονικοποιημένη τάση της dc συνιστώσας ίση με $\gamma = V_{DC} / \sigma_N$. Έτσι απέδειξαν ότι ο αποδοτικός (effective) $SNR_{e,n}$ για ένα OFDM IM/DD οπτικό σύστημα με BAC διαδικασία είναι ίσος με [314]:

$$\gamma_{e,n} = \frac{\gamma_c \gamma_d}{(1 + \gamma_c)(1 + \gamma^2) + \gamma_d} \quad (8.25)$$

Όπου γ_d είναι ο SNR_d στον δέκτη και ο γ_c ίσος με [309], [314]:

$$\gamma_c = \frac{[1 - Q(\gamma)]^2}{\frac{2\gamma e^{-\gamma^2/2}}{\sqrt{2\pi}} Q(\gamma) - \frac{e^{-\gamma^2}}{2\pi} - \frac{\gamma e^{-\gamma^2/2}}{\sqrt{2\pi}} + (\gamma^2 + 1)Q(\gamma) - (\gamma^2 + 1)[Q(\gamma)]^2} \quad (8.26)$$

όπου $Q(\cdot)$ αντιστοιχεί στην Q -συνάρτηση. Αξίζει να σημειωθεί ότι η παραπάνω μοντελοποίηση είναι κατάλληλη για διάδοση σε μικρού εύρους πολυτροπικές οπτικές ίνες (multi-mode fiber, MMF), ασύρματες οπτικές επικοινωνίες καθώς και σε πολυμερής οπτικές ίνες (plastic optical fibers, POF) όπου φαινόμενα όπως απώλειες ισχύος και φαινόμενα διασποράς αντισταθμίζονται πλήρως και ο θόρυβος λόγω ενισχυμένης αυθόρμητης εκπομπής (amplified spontaneous emission, ASE) και άλλων μη γραμμικών φαινομένων θεωρούνται αμελητέα [309].

8.2.3 Ο Μέσος BER της OFDM RoFSO Ζεύξης

Για την αξιολόγηση της BER απόδοσης της RoFSO ζεύξης έχουμε θεωρήσει το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τύρβης ως τον κύριο παράγοντα υποβάθμισης της απόδοσής της. Θεωρούμε συνθήκες ισχυρών διακυμάνσεων, οι οποίες για την περίπτωση κορεσμένων συνθηκών μοντελοποιούνται μέσω της NE κατανομής που δίνεται από την Εξ. (2.71). Επίσης, για συνθήκες πολύ ισχυρών διακυμάνσεων της λαμβανόμενης έντασης θεωρείται η K κατανομή, με την εξίσωσή της να δίνεται σύμφωνα με την Εξ. (2.70).

Έτσι, ο μέσος BER για το σύνολο των N υποφορέων, για την περίπτωση που κάθε υποφορέας του OFDM διαμορφώνεται με M -QAM, είναι ίση με [C.1], [107]:

$$\begin{aligned} [P_{b,FSO}]_{AV,M-QAM} &= \frac{2(1-M^{-1/2})}{N \log_2(M)} \times \\ &\times \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^{\infty} \left\{ \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3CNDR_n(I)}{2(M-1)}} \right) - \frac{1}{2} (1 - \sqrt{M}^{-1}) \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{3CNDR_n(I)}{2(M-1)}} \right) \right\} f_{I,distr}(I) dI \end{aligned} \quad (8.27)$$

Ενώ για την περίπτωση που το σύμβολο κάθε υποφορέα αντιστοιχίζεται σε K -PSK αστερισμό, ο μέσος BER για το σύνολο των N υποφορέων προκύπτει ίσος με [B.1], [107]:

$$[P_{b,FSO}]_{AV,K-PSK} = \frac{1}{N \log_2(K)} \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^{\infty} \left\{ \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\sin^2 \left(\frac{\pi}{K} \right) CNDR_n(I)} \right) \right\} f_{I,distr}(I) dI \quad (8.28)$$

Για την περίπτωση του M -QAM μελετάται μόνο η περίπτωση με NE κορεσμένη τυρβώδη ροή. Έτσι, αντικαθιστούμε την Εξ. (2.71) στην Εξ. (8.27) και χρησιμοποιούμε την προσεγγιστική σχέση για την $\operatorname{erfc}^2(\cdot)$ που είναι η [337]:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{1}{6} e^{-x^2} + \frac{1}{2} e^{-\frac{4}{3}x^2} \quad (8.29)$$

Κάνοντας χρήση της ισοδύναμης σχέσης $\operatorname{erfc}(\sqrt{z}) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} G_{1,2}^{2,0} \left(z \left| \begin{matrix} 1 \\ 0, 0.5 \end{matrix} \right. \right)$ και χρησιμοποιώντας την Εξ. (A.3), εξάγεται η ακόλουθη μαθηματική σχέση σε κλειστή μορφή για την εκτίμηση του μέσου BER του OFDM RoFSO οπτικού συστήματος σε κανάλι NE ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής [C.1]:

$$\begin{aligned} [P_{b,FSO}]_{AV,M-QAM,NE} &= \frac{2(1-\sqrt{M}^{-1})}{N \log_2(M)} \times \\ &\times \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{\pi} \Theta_n - \frac{\sqrt{\pi}}{4} (1 - \sqrt{M}^{-1}) \left(\sum_{i=1}^3 \frac{\exp \left(\frac{1}{4L_i} \right) \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{2\sqrt{L_i}} \right)}{\omega_i \sqrt{L_i}} \right) \right\} \end{aligned} \quad (8.30)$$

$$\text{με } \Theta_n = G_{3,2}^{2,2} \left(\frac{6[CNDR_n]_{AV}}{M-1} \middle| \begin{matrix} 0,0.5,1 \\ 0,0.5 \end{matrix} \right) \text{ και } \omega_1=36 \quad L_1 = \frac{3[CNDR_n]_{AV}}{M-1}, \quad \omega_2=4$$

$$L_2 = \frac{4[CNDR_n]_{AV}}{M-1}, \quad \omega_3=6 \quad L_3 = \frac{7[CNDR_n]_{AV}}{2(M-1)}.$$

Όσον αφορά την περίπτωση διαμόρφωσης κάθε υποφορέα με K -PSK σε κανάλι ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με NE κατανομή προκύπτει η κλειστή μορφής σχέση ως [B.1]:

$$[P_{b,FSO}]_{AV,K-PSK,NE} = \frac{1}{N\pi \log_2(K)} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ G_{3,2}^{2,2} \left(4 \sin^2 \left(\frac{\pi}{K} \right) [CNDR_n]_{AV} \middle| \begin{matrix} 0,0.5,1 \\ 0,0.5 \end{matrix} \right) \right\} \quad (8.31)$$

Και τέλος, για την περίπτωση K -PSK με K κατανομημένη τυρβώδη ροή εξάγεται η ακόλουθη κλειστή μορφής μαθηματική σχέση ως [B.1]:

$$[P_{b,FSO}]_{AV,K-PSK,K} = \frac{\pi^{\frac{3}{2}} 2^{a-1}}{N\Gamma(a) \log_2(K)} \times$$

$$\times \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ G_{5,2}^{2,4} \left(\frac{16}{a^2} \sin^2 \left(\frac{\pi}{K} \right) [CNDR_n]_{AV} \middle| \begin{matrix} \frac{1-a}{2}, \frac{2-a}{2}, 0,0.5,1 \\ 0,0.5 \end{matrix} \right) \right\} \quad (8.32)$$

8.3 Συνολικός BER για OFDM RoFSO και DCO-OFDM Ζεύξη Οπτικής Ίνας με DF Αναμεταδότη

Η απόδοση BER για ένα διπλού άλματος (dual-hop) οπτικό επικοινωνιακό σύστημα δίνεται σύμφωνα με την [338], [339]:

$$P_{b,Tot} = P_{b,OF} + [P_{b,FSO}]_{AV} - 2P_{b,OF} [P_{b,FSO}]_{AV} \quad (8.33)$$

Έτσι, αντικαθιστώντας την Εξ. (8.21) και την (8.30) στην Εξ. (8.33) προκύπτει η ακόλουθη κλειστή μορφής μαθηματική σχέση για την εκτίμηση του συνολικού BER της OFDM RoFSO ζεύξης σε σύνδεση με OFDM οπτική ίνα, με M -QAM και NE κατανομημένη ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή [C.1]:

$$\begin{aligned}
P_{b,Tot,M-QAM,NE} &= \frac{4B}{N \log_2(M)} \sum_{n=0}^{N-1} \{(1-B\Omega_n)\Omega_n\} + \\
&+ \left[1 - \frac{8B}{N \log_2(M)} \sum_{n=0}^{N-1} (1-B\Omega_n)\Omega_n \right] \times \\
&\times \frac{2B}{N \log_2(M)} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{\pi} \Theta_n - \frac{\sqrt{\pi}}{4} B \left[\sum_{i=1}^3 \frac{\exp\left(\frac{1}{4L_i}\right) \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{2\sqrt{L_i}}\right)}{\omega_i \sqrt{L_i}} \right] \right\}
\end{aligned} \tag{8.34}$$

$$\text{Όπου } \Omega_n = Q\left(\sqrt{\frac{3\gamma_{e,n}}{M-1}}\right) \text{ και } B = \left(1 - \sqrt{M^{-1}}\right).$$

Για την περίπτωση όπου κάθε υποφορέας διαμορφώνεται με K -PSK, ο συνολικός BER για την OFDM RoFSO ζεύξη και την DCO-OFDM ζεύξη με K ισχυρή ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή είναι ίσος με [B.1]:

$$P_{b,Tot,K-PSK,K} = \frac{1}{N \log_2(K)} \sum_{n=0}^{N-1} \Xi_n + \frac{N^{-1} \pi^{\frac{3}{2}} 2^{a-1}}{\Gamma(a) \log_2(K)} \sum_{n=0}^{N-1} \Psi_n \left(1 - 2 \frac{1}{N \log_2(K)} \sum_{n=0}^{N-1} \Xi_n \right) \tag{8.35}$$

$$\text{Με } \Psi_n = G_{5,2}^{2,4} \left(16a^{-2} \sin^2\left(\frac{\pi}{K}\right) [CNDR_n]_{AV} \left| \frac{1-a}{2}, \frac{2-a}{2}, 0, 0.5, 1 \right. \right), \Xi_n = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma_{e,n}} \sin\left(\frac{\pi}{K}\right)\right).$$

Για την περίπτωση με K -PSK και NE κατανεμημένη τυρβώδη ροή προκύπτει [B.1]:

$$P_{b,Tot,K-PSK,NE} = \frac{1}{N \log_2(K)} \sum_{n=0}^{N-1} \Xi_n + \frac{N^{-1} \pi^{\frac{3}{2}} 2^{a-1}}{\Gamma(a) \log_2(K)} \sum_{n=0}^{N-1} \Phi_n \left(1 - 2 \frac{1}{N \log_2(K)} \sum_{n=0}^{N-1} \Xi_n \right) \tag{8.36}$$

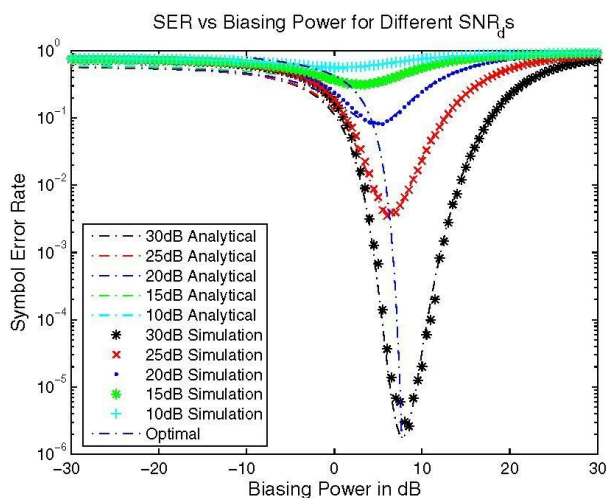
$$\text{Όπου } \Phi_n = G_{3,2}^{2,2} \left(4 \sin^2\left(\frac{\pi}{K}\right) [CNDR_n]_{AV} \left| 0, 0.5, 1 \right. \right).$$

8.4 Αριθμητικά Αποτελέσματα

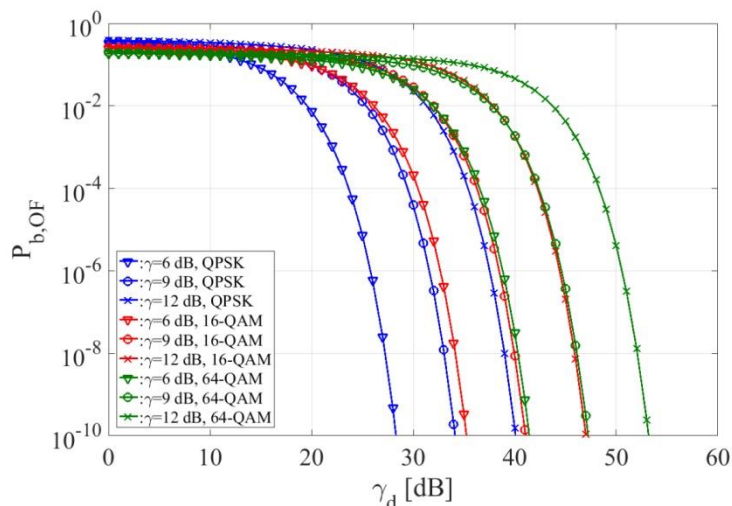
Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζονται αριθμητικά αποτελέσματα για τον συνολικό BER του οπτικού συστήματος με OFDM RoFSO και IM/DD OFDM ζεύξη οπτικής ίνας σε σειριακή σύνδεση με DF κόμβο αναμετάδοσης. Ως προς το κομμάτι της οπτικής ίνας, τρεις τιμές επιλέγονται για την κανονικοποιημένη τάση της dc συνιστώσας $\gamma = V_{DC}/\sigma_N$ οι οποίες είναι $\gamma=6\text{dB}$, 9dB και 12dB σύμφωνα με τις

βέλτιστες τιμές που φαίνονται και στο Σχ. 8.11 [314]. Για αυτές τις τιμές της γ παρουσιάζονται όλα τα αριθμητικά αποτελέσματα τόσο για την απόδοση του οπτικού IM/DD DCO-OFDM συστήματος με διάδοση σε οπτική ίνα που επηρεάζεται αποκλειστικά από την NLCD, όσο και του συνολικού οπτικού συστήματος σε σειριακή σύνδεση με DF αναγεννητή του σήματος.

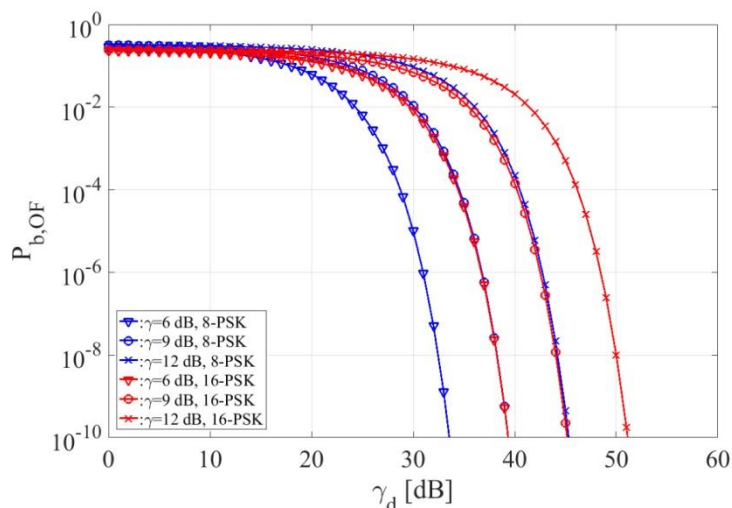
Πρώτα παρουσιάζονται αποτελέσματα για την BER απόδοση θεωρώντας μεμονωμένα το κομμάτι της οπτικής ίνας. Απεικονίζονται αποτελέσματα για τον BER για όλα τα χρησιμοποιούμενα σχήματα διαμόρφωσης που έχουν προαναφερθεί. Στο Σχ. 8.12 παρουσιάζεται ο BER για QPSK, 16-QAM και 64-QAM. Όπως γίνεται φανερό, τα μεγαλύτερης τάξεως σχήματα διαμόρφωσης απαιτούν έναν αρκετά αυξημένο σηματοθορυβικό γ_d στον δέκτη, μεγαλύτερο από 30 dB ειδικά όταν η τάση της dc συνιστώσας γίνεται μεγαλύτερη από τη βέλτιστη που φαίνεται να είναι στα 6 dB. Το ίδιο μπορούμε να συμπεράνουμε και από το Σχ. 8.13, όπου παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για 8-PSK και 16-PSK, με το 16-PSK να απαιτεί μεγαλύτερους σηματοθορυβικούς από 30 dB για BER μικρότερο από 10^{-2} για όλες τις περιπτώσεις με $\gamma=6\text{dB}$, 9dB και 12dB.



Σχήμα 8.11. Πιθανότητα σφάλματος συμβόλου για οπτικό OFDM IM/DD σύστημα οπτικής ίνας με $N=1024$ υποφορείς και 16-QAM, για διάφορες τιμές της κανονικοποιημένης τάσης της dc συνιστώσας $\gamma = V_{DC}/\sigma_N$ [314].



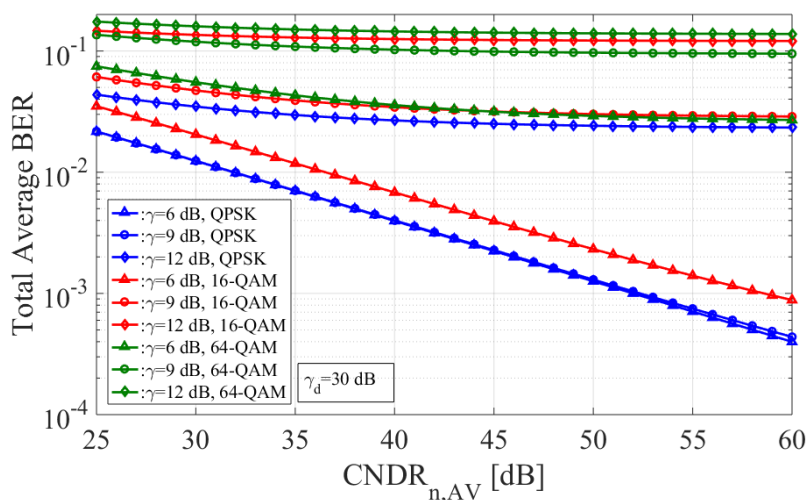
Σχήμα 8.12. Η BER απόδοση για οπτικό OFDM IM/DD σύστημα με QPSK, 16-QAM, 64-QAM για τιμές της κανονικοποιημένης dc συνιστώσας $\gamma=6, 9, 12$ dB σαν συνάρτηση του γ_d στο δέκτη [C.1].



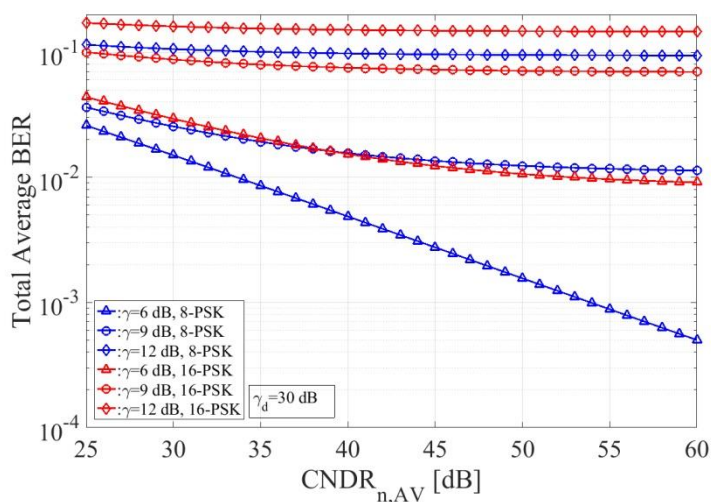
Σχήμα 8.13. Η BER απόδοση για οπτικό OFDM IM/DD σύστημα με 8-PSK, 16-PSK για τιμές της κανονικοποιημένης dc συνιστώσας $\gamma=6, 9, 12$ dB σαν συνάρτηση του σηματοθορυβικού λόγου γ_d στο δέκτη [B.1].

Όσον αφορά την BER απόδοση του συνολικού συστήματος με DF αναμετάδοση, τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα Σχ. 8.14-8.17. Στο Σχ. 8.14 απεικονίζονται τα αποτελέσματα για τον συνολικό BER για την περίπτωση διάδοσης του OFDM σήματος στο ασύρματο RoFSO τμήμα όπου επηρεάζεται από κορεσμένη τυρβώδη ροή που μοντελοποιείται από την NE κατανομή. Στο κομμάτι της οπτικής ίνας θεωρείται ότι ο σηματοθορυβικός λόγος στο τελικό δέκτη του συστήματος είναι σταθερός και ίσος με $\gamma_d=30$ dB και λαμβάνονται οι τρεις τιμές για την $\gamma=6$ dB, 9dB

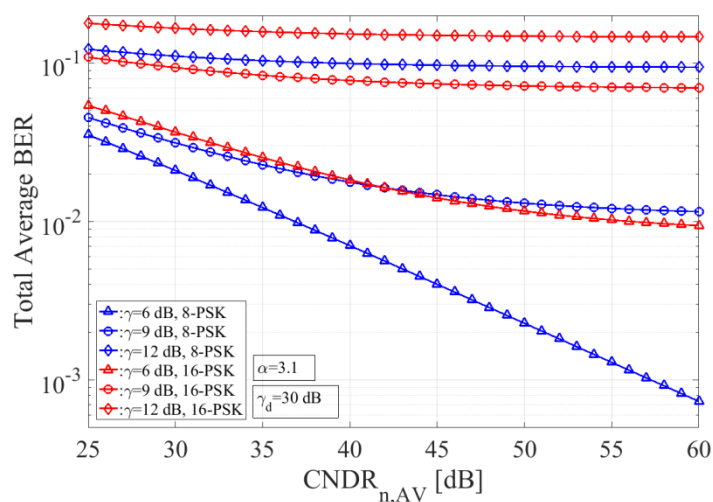
και 12dB. Γίνεται φανερό ότι η απόδοση καθορίζεται σημαντικά από την NLCD στο κομμάτι της οπτικής ίνας, αφού μεγαλύτερης τάξεως σχήματα διαμόρφωσης δεν λαμβάνουν τιμές για την BER απόδοση κάτω από 10^{-3} . Μόνο τα σχήματα διαμόρφωσης QPSK και 16-QAM (για $\gamma=6$ dB) λαμβάνουν αποδεκτές τιμές για την συνολική BER απόδοση και για την περίπτωση όπου ο $CNDR_{n,AV}$ του RoFSO συστήματος είναι πολύ υψηλός και μεγαλύτερος από 50 dB αφού και η ατμοσφαιρική τυρβώδης ροή δρα επιζήμια στην απόδοση του συνολικού συστήματος.



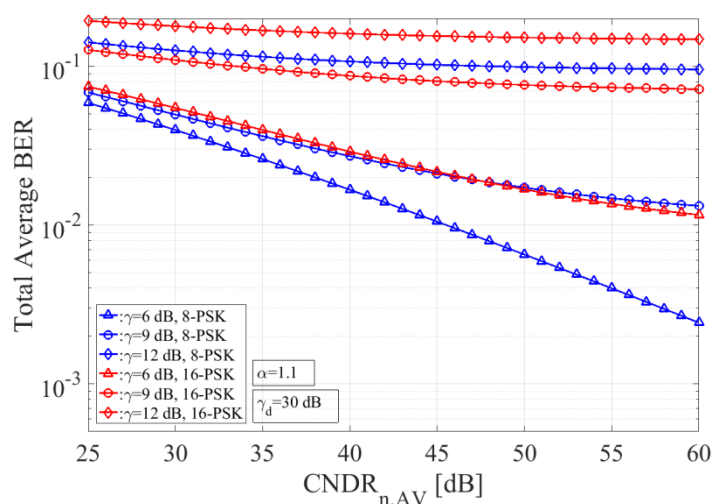
Σχήμα 8.14. Ο συνολικός μέσος BER για διπλού-άλματος OFDM RoFSO σύστημα σε σειριακή σύνδεση με IM/DD OFDM οπτική ίνα για QPSK, 16-QAM και 64-QAM με NE ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή για τιμές της $\gamma=6, 9$ και 12 dB και σταθερή τιμή $\gamma_d=30$ dB στον τελικό δέκτη [C.1].



Σχήμα 8.15. Ο συνολικός μέσος BER για διπλού-άλματος OFDM RoFSO σύστημα σε σειριακή σύνδεση με IM/DD OFDM οπτική ίνα για 8-PSK και 16-PSK με NE ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή για τιμές της $\gamma=6, 9$ και 12 dB και σταθερή τιμή $\gamma_d=30$ dB στον τελικό δέκτη [B.1].



Σχήμα 8.16. Ο συνολικός μέσος BER για διπλού-άλματος OFDM RoFSO σύστημα σε σειριακή σύνδεση με IM/DD OFDM οπτική ίνα για 8-PSK και 16-PSK με K ισχυρή οπτική τύρβη με $\alpha=3.1$ για τιμές της $\gamma=6, 9$ και 12 dB και σταθερή τιμή $\gamma_d=30$ dB στον τελικό δέκτη [B.1].



Σχήμα 8.17. Ο συνολικός μέσος BER για διπλού-άλματος OFDM RoFSO σύστημα σε σειριακή σύνδεση με IM/DD OFDM οπτική ίνα για 8-PSK και 16-PSK με K πολύ ισχυρή οπτική τύρβη με $\alpha=1.1$ για τιμές της $\gamma=6, 9$ και 12 dB και σταθερή τιμή $\gamma_d=30$ dB στον τελικό δέκτη [B.1].

Στο Σχ. 8.15 παρουσιάζεται η συνολική BER απόδοση του διπλού άλματος οπτικού OFDM IM/DD συστήματος με διαμόρφωση PSK και αστερισμούς $K=8$ και 16 σε κανάλι τυρβώδους ροής με την NE κατανομή. Γίνεται αντιληπτό ότι μόνο η περίπτωση του 8-PSK λαμβάνει ικανοποιητικές τιμές για την BER απόδοση και μόνο για την περίπτωση όπου $\gamma=6$ dB, δηλαδή το φαινόμενο του μη γραμμικού ψαλιδισμού του OFDM σήματος στο κομμάτι της οπτικής ίνας έχει μεγάλη επίδραση στην τελική

απόδοση. Τα υψηλότερης τάξεως σχήματα διαμόρφωσης απαιτούν μεγαλύτερους από 30 dB σηματοθορυβικούς λόγους στο δέκτη.

Το ίδιο φαινόμενο εκδηλώνεται και για την περίπτωση όπου η ατμοσφαιρική τυρβώδης ροή μοντελοποιείται με την K κατανομή όπως απεικονίζεται στα Σχ. 8.16 και 8.17. Αξίζει να σημειώσουμε ότι η επίδραση της πολύ ισχυρής τυρβώδους ροής ($\alpha=1.1$) για όλα τα σχήματα διαμόρφωσης γίνεται φανερή στα αποτελέσματα του Σχ. 8.17, όπου η συνολική BER απόδοση λαμβάνει τιμές από 10^{-1} έως 10^{-3} ακόμα και για τιμές του $CNDR_{n,AV}$ έως και τα 60 dB.

8.5 PtP OFDM RoFSO Ζεύξη σε Συνθήκες Ισχυρής και Κορεσμένης Ατμοσφαιρικής Τυρβώδους Ροής

Κατά αντίστοιχο τρόπο όπως παρουσιάζεται και στην Εν. 8.2.3, ερευνάται ο μέσος BER μιας QAM OFDM RoFSO PtP ζεύξης σε συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής που μοντελοποιούνται από την NE και την K κατανομή δηλ σε συνθήκες ισχυρών διακυμάνσεων της οπτικής έντασης. Η απόδοση του μέσου BER για την QAM OFDM RoFSO ζεύξη υπολογίζεται με επίλυση της Εξ. (8.27). Χρησιμοποιώντας τα δυο μοντέλα κατανομών της NE και της K που δίνονται από τις Εξ. (2.71) και (2.70) και χρησιμοποιώντας την προσεγγιστική σχέση [267] $erfc(x) \approx (5e^{-4x^2} + 4e^{-11x^2/10} + e^{-x^2})/12$ για τον όρο $erfc^2(\cdot)$, καταλήγουμε στις ακόλουθες κλειστές εκφράσεις για την εκτίμηση του μέσου BER [B.2]:

$$P_{b,K,M-QAM,AV} = \frac{(1 - \sqrt{M}^{-1})^2 2^a}{N\pi\Gamma(a)\log_2(M)} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \Lambda_n - \frac{(1 - \sqrt{M}^{-1})}{288} \right] \times \left(25\Xi_n(192) + 16\Xi_n\left(\frac{264}{5}\right) + 40\Xi_n\left(\frac{612}{5}\right) + \Xi_n(48) + 10\Xi_n(120) + 8\Xi_n\left(\frac{252}{5}\right) \right) \quad (8.39)$$

$$\text{Όπου} \quad \Lambda_n = G_{5,2}^{2,4} \left(\frac{24[CNDR_n]_{AV}}{a^2(M-1)} \left| \begin{matrix} \frac{1-a}{2}, \frac{2-a}{2}, 0, \frac{1}{2}, 1 \\ 0, \frac{1}{2} \end{matrix} \right. \right) \quad \text{και}$$

$$\Xi_n(x) = G_{4,1}^{1,4} \left(\frac{x[CNDR_n]_{AV}}{a^2(M-1)} \left| \begin{matrix} \frac{1-a}{2}, \frac{2-a}{2}, 0, \frac{1}{2} \end{matrix} \right. \right).$$

Αντίστοιχα με την κατανομή ΝΕ προκύπτει [B.2]:

$$P_{b,NE,M-QAM,AV} = \frac{2\left(1-\sqrt{M}^{-1}\right)}{N\pi \log_2(M)} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\Omega_n - \frac{\sqrt{\pi}\left(1-\sqrt{M}^{-1}\right)}{288} \times \right. \\ \left. \times \left(25 {}_n\Psi(48) + 16\Psi_n\left(\frac{66}{5}\right) + 40\Psi_n\left(\frac{153}{5}\right) + \Psi_n(12) + 10\Psi_n(30) + 8\Psi_n\left(\frac{63}{5}\right) \right) \right] \quad (8.40)$$

$$\text{Όπου } \Omega_n = G_{3,2}^{2,2} \left(\frac{6[CNDR_n]_{AV}}{(M-1)} \middle| \begin{matrix} 0, 0.5, 1 \\ 0, 0.5 \end{matrix} \right) \text{ και } \Psi_n(x) = G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{x[CNDR_n]_{AV}}{(M-1)} \middle| \begin{matrix} 0, 0.5 \\ 0 \end{matrix} \right).$$

Η πιθανότητα διακοπής (OP) για όλους του υποφορείς του OFDM ορίζεται ως η πιθανότητα η τιμή της τυχαίας μεταβλητής της κανονικοποιημένης έντασης I_n , για τον n_{th} υποφορέα του OFDM, να λάβει τιμές κάτω από μια τιμή κατωφλίου $I_{n,th}$. Έτσι, η OP για τον n_{th} υποφορέα, εκφράζεται ως η πιθανότητα $P_{out,n} = \Pr(I_n < I_{n,th})$, που ισοδυναμεί με την CDF της τυχαίας μεταβλητής που αξιολογείται στην τιμή $I_{n,th}$ (Εξ. (3.2)). Άρα προκύπτει $P_{out,n} = \Pr(I_n < I_{n,th}) = F_{I_n}(I_{n,th})$. Θεωρώντας έναν μεγάλο αριθμό υποφορέων N , η συνολική OP για όλο τον αριθμό των υποφορέων του OFDM μπορεί να προσεγγιστεί από τη μέση τιμή της OP των υποφορέων δηλ.

$$P_{out,Tot} = \sum_{n=0}^{N-1} P_{out,n} / N. \text{ Οπότε προκύπτει [B.2]:}$$

$$P_{out,Tot} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} P_{out,n} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \Pr(I_n < I_{n,th}) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} F_{I_n}(I_{n,th}) \quad (8.41)$$

έχοντας ορίσει παράλληλα την CDF της K και της ΝΕ κατανομής, που δίνονται από τις Εξ. (2.69) (όπου $b=1$) και Εξ. (2.72), αντίστοιχα. Έτσι, εκφράζουμε την τιμή κατωφλίου της τυχαίας μεταβλητής $I_{n,th}$ σαν συνάρτηση των τιμών $[CNDR_n]_{AV}$ και $CNDR_{n,th}$ σύμφωνα με την ισότητα $CNDR_{n,th} = [CNDR_n]_{AV} I_{n,th}^2$ (γνωρίζοντας ότι $E[I] = 1$). Οπότε, από τις Εξ. (8.19) και (8.20), η (8.41) προκύπτει ως [B.2]:

$$P_{out} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} F_{CNDR_n} \left(\sqrt{\frac{CNDR_{n,th}}{[CNDR_n]_{AV}}} \right) \quad (8.42)$$

Άρα η πιθανότητα διακοπής (OP) για την περίπτωση της K κατανομής είναι [B.2]:

$$P_{out,K} = \frac{a^{\frac{a+1}{2}}}{\Gamma(a)} \times \sum_{n=0}^{N-1} \left[\left(\frac{CNDR_{n,th}}{[CNDR_n]_{AV}} \right)^{\frac{a+1}{4}} G_{1,3}^{2,1} \left(a \sqrt{\frac{CNDR_{n,th}}{[CNDR_n]_{AV}}} \left| \begin{array}{c} 1 - \frac{a+1}{2} \\ \frac{a-1}{2}, \frac{1-a}{2}, -\frac{a+1}{2} \end{array} \right. \right) \right] \quad (8.43)$$

Και αντιστοίχως, για την περίπτωση της NE κατανομής είναι ίση με [B.2]:

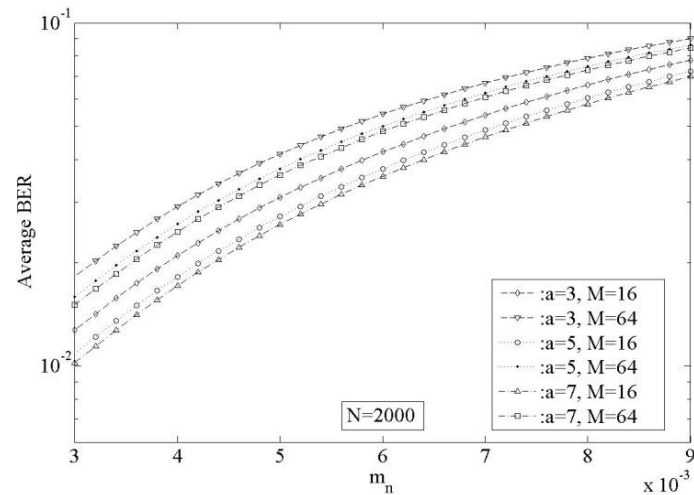
$$P_{out,NE} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[1 - \exp \left(- \sqrt{\frac{CNDR_{n,th}}{[CNDR_n]_{AV}}} \right) \right] \quad (8.44).$$

8.5.1 Αριθμητικά Αποτελέσματα

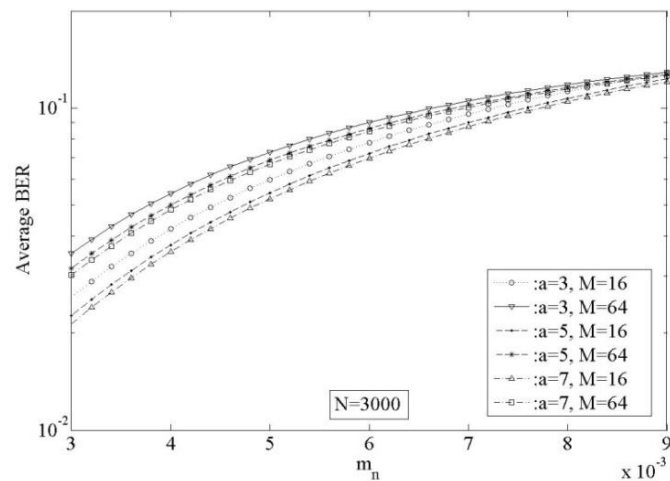
Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζουμε αριθμητικά αποτελέσματα για τον μέσο BER και την πιθανότητα διακοπής της PtP ζεύξης M -QAM OFDM RoFSO. Στον Πίνακα 8.1 αναγράφονται οι τιμές των παραμέτρων που χρησιμοποιούνται για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων του μέσου BER και της πιθανότητας διακοπής (OP) που αφορούν ρεαλιστικές τιμές για OFDM RoFSO ζεύξεις. Από τα αποτελέσματα που ακολουθούν, μπορούμε να συμπεράνουμε ότι η ατμοσφαιρική τυρβώδης ροή επηρεάζει σημαντικά την απόδοση του συστήματος. Η τυρβώδης ροή μοντελοποιείται μέσω των κατανομών της K και της NE προκειμένου να προσομοιωθούν ισχυρές και κορεσμένες συνθήκες διακυμάνσεων της οπτικής έντασης στον δέκτη, αντίστοιχα.

Παράμετρος	Τιμή
N αριθμός υποφορέων	2000 και 3000
M -QAM αστερισμός	16 και 64
Παράμετρος K κατανομής	$a= 3, 5, 7$
$CNDR_{n,th}$	0 & 2 dB
T_s	1 ms
P_0	20 dBm
L_{tot}	-20 dB
RIN	-130 dB/Hz
ρ	0.8 A/W
T	300 K
R_L	50 Ω
α_3	9×10^{-4}

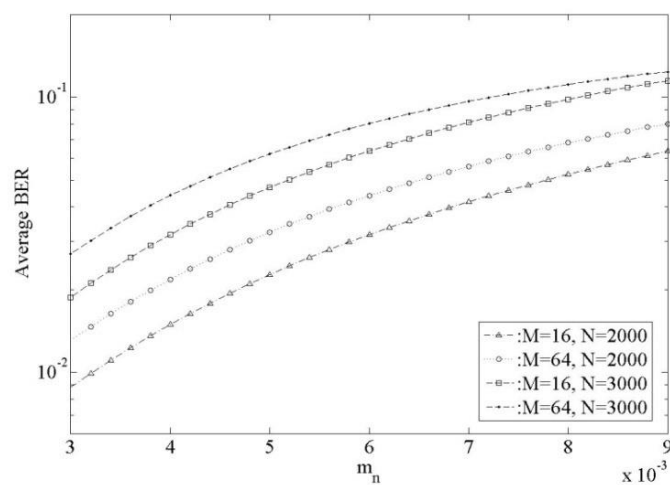
Πίνακας 8.1. Τιμές παραμέτρων για την OFDM RoFSO PtP ζεύξη.



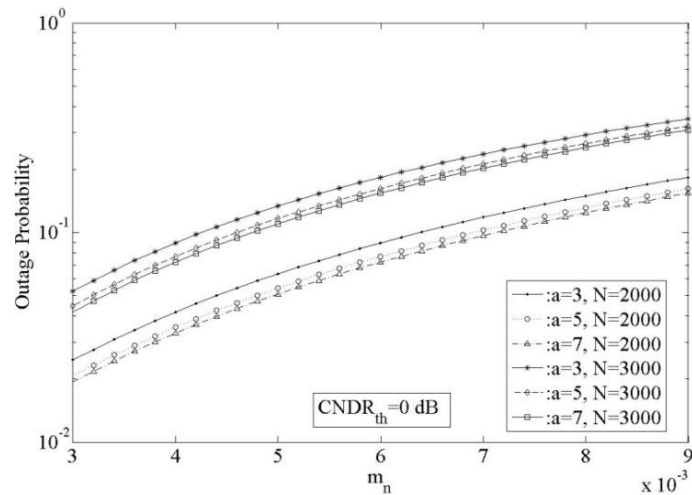
Σχήμα 8.18. Ο μέσος BER για 16 και 64 QAM OFDM RoFSO σύστημα με $N=2000$ με K ισχυρή ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή με $\alpha=3, 5$ και 7 [B.2].



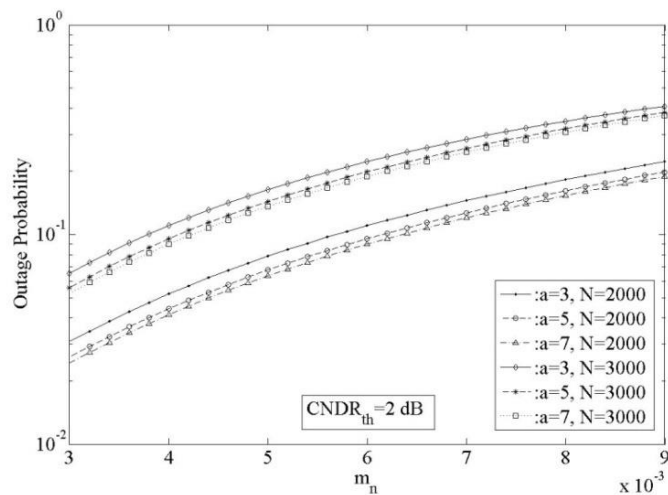
Σχήμα 8.19. Ο μέσος BER για 16 και 64 QAM OFDM RoFSO σύστημα με $N=3000$ με K ισχυρή ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή με $\alpha=3, 5$ και 7 [B.2].



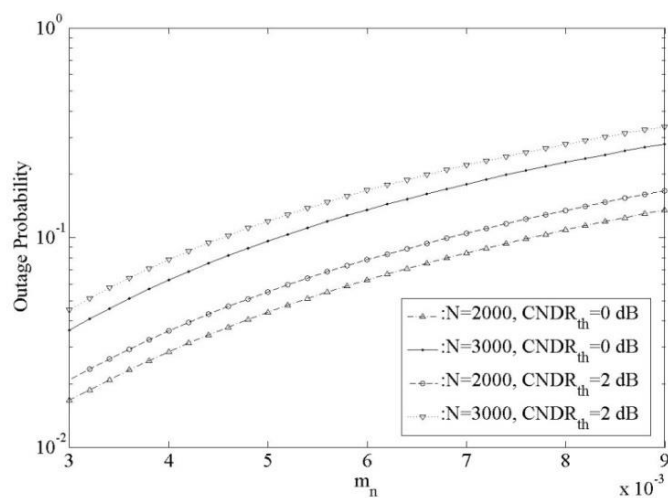
Σχήμα 8.20. Ο μέσος BER για 16 και 64 QAM OFDM RoFSO σύστημα με $N=2000$ και 3000 και NE κορεσμένες συνθήκες διακυμάνσεων [B.2].



Σχήμα 8.21. Η ΟΡ για OFDM RoFSO σύστημα με $N=2000$ και 3000 με Κ ισχυρή ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή με $\alpha=3, 5$ και 7 και $CNDR_{n,th}=0$ dB [B.2].



Σχήμα 8.22. Η ΟΡ για OFDM RoFSO σύστημα με $N=2000$ και 3000 με Κ ισχυρή ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή με $\alpha=3, 5$ και 7 και $CNDR_{n,th}=2$ dB [B.2].



Σχήμα 8.23. Η ΟΡ για OFDM RoFSO σύστημα με $N=2000$ και 3000 με ΝΕ κορεσμένες συνθήκες διακυμάνσεων και $CNDR_{n,th}=0$ και 2 dB [B.2].

8.6 Συμπεράσματα

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάστηκε η διαμόρφωση με πολυπλεξία διαίρεσης ορθογώνιων συχνοτήτων (OFDM) η οποία είναι πολύ δημοφιλής και βρίσκει πληθώρα εφαρμογών σε ασύρματα και ενσύρματα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Περιγράφονται τα βασικά χαρακτηριστικά λειτουργίας της καθώς και τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματά της. Επίσης γίνεται λόγος για την εφαρμογή της στις οπτικές επικοινωνίες σε συστήματα IM/DD. Συγκεκριμένα, ερευνάται η εφαρμογή της σε οπτικά συστήματα με προσθήκη στο διπολικό σήμα OFDM μιας dc συνιστώσας ώστε να αποφεύγεται ο συχνός ψαλιδισμός των αρνητικών κορυφών του κατά την διέγερση των laser. Το φαινόμενο της παραμόρφωσης λόγω του μη-γραμμικού ψαλιδισμού (NLCD) παρουσιάζεται σαν συνάρτηση της κανονικοποιημένης dc συνιστώσας και του αποδοτικού SNR στο δέκτη. Τέλος, μελετάται η συνολική BER απόδοση μιας OFDM RoFSO και μιας IM/DD DCO-OFDM ζεύξης οπτικής ίνας σε σειριακή σύνδεση με DF αναμεταδότη. Η αξιολόγηση της συνολικής BER απόδοσης γίνεται μέσω εξαγωγής κατάλληλων μαθηματικών σχέσεων που συμπεριλαμβάνουν όλα τα προαναφερθέντα μη-γραμμικά φαινόμενα υποβάθμισης καθώς και το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής που επηρεάζει την απόδοση της ασύρματης οπτικής ζεύξης. Αριθμητικά αποτελέσματα απεικονίζονται και αποκαλύπτουν τις πραγματικές δυνατότητες εφαρμογής OFDM σε RoFSO και IM/DD οπτικά συστήματα.

Τέλος παρουσιάζονται αποτελέσματα για μια PtP QAM OFDM RoFSO ζεύξη σε συνθήκες ισχυρής και κορεσμένης ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής. Τα αποτελέσματα αποδεικνύουν τις πραγματικές δυνατότητες αξιόπιστης λειτουργίας μιας PtP OFDM RoFSO ζεύξης, όπου η επίδραση του φαινομένου του σπινθηρισμού οδηγεί σε τιμές μέσου BER της τάξης του 10^{-2} στις περισσότερες περιπτώσεις και σε αντίστοιχα εύροι τιμών για την πιθανότητα διακοπής (OP). Γίνεται φανερό ότι μέθοδοι βελτίωσης της απόδοσης είναι απαραίτητες για μια τέτοια ασύρματη οπτική ζεύξη σε αυτές τις συνθήκες. Μέθοδοι πολλαπλών αλμάτων (multi-hop) με σειριακή DF αναμετάδοση και τεχνικές διαφορικής λήψης ερευνώνται στα ακόλουθα κεφάλαια για OFDM RoFSO ζεύξεις.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9

ΜΕΛΕΤΗ ΕΠΙΔΟΣΕΩΝ ΕΠΙΓΕΙΩΝ OFDM RoFSO ΖΕΥΞΕΩΝ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΑΛΜΑΤΩΝ ΣΕ ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΗ ΤΥΡΒΩΔΗ ΡΟΗ ΜΕ ΣΦΑΛΜΑΤΑ ΣΚΟΠΕΥΣΗΣ

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζουμε μια ανάλυση απόδοσης ενός συστήματος RoFSO πολλαπλών αλμάτων (multi-hop), το οποίο χρησιμοποιεί την τεχνική πολυπλεξίας διαίρεσης ορθογώνιων συχνοτήτων (OFDM) με ορθογώνια διαμόρφωση πλάτους (QAM) για το σήμα κάθε υποφορέα, και η διάδοση του οπτικού σήματος επηρεάζεται από την ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή που μοντελοποιείται μέσω της Gamma-Gamma ή της Gamma κατανομής. Με χρήση αυτών των δύο στατιστικών μοντέλων δίνεται η δυνατότητα διερεύνησης συνθηκών που εκτείνονται από ασθενείς έως ισχυρές συνθήκες διακυμάνσεων. Επίσης, λαμβάνεται στους υπολογισμούς και το φαινόμενο των σφαλμάτων σκόπευσης. Έτσι, για αυτήν την OFDM RoFSO ζεύξη πολλαπλών αλμάτων, εξάγονται μαθηματικές εκφράσεις κλειστής-μορφής για την εκτίμηση των μετρικών του μέσου BER και της πιθανότητας διακοπής (OP) του συνολικού συστήματος, λαμβάνοντας υπόψη όλα τα παραπάνω φαινόμενα. Παρουσιάζονται αριθμητικά αποτελέσματα για ρεαλιστικές τιμές σχετικές με την πολυπλεξία OFDM, την RoFSO ζεύξη, τον αστερισμό QAM, την ένταση της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής, την επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης και τον αριθμό των κόμβων αναμετάδοσης. Τέλος, τα παραγόμενα αριθμητικά αποτελέσματα επιβεβαιώνονται από προσομοιώσεις Monte Carlo.

9.1 Εισαγωγή

Λαμβάνοντας υπόψη την υποβάθμιση του οπτικού σήματος λόγω της ατμοσφαιρικής εξασθένησης, του φαινομένου της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης, οι ασύρματες οπτικές ζεύξεις μπορούν να λειτουργήσουν αξιόπιστα για σχετικά μικρές αποστάσεις. Όπως έγινε φανερό από τα εξαγόμενα αποτελέσματα του Κεφ. 8, η PtP OFDM RoFSO ζεύξη παρουσίασε

μειωμένη απόδοση ως προς τη μετρική του μέσου BER σε συνθήκες ισχυρής και κορεσμένης ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής.

Έτσι, για τη βελτίωση των επιδόσεών της και την επέκταση του αποτελεσματικού της εύρους θα μελετηθεί η λειτουργία της με χρήση κόμβων αναμετάδοσης. Η χρήση κόμβων αναμετάδοσης μπορεί να επιτευχθεί είτε μέσω DF κόμβων είτε μέσω AF κόμβων [135], [143], [338]. Οι κόμβοι DF αυξάνουν την πολυπλοκότητα των συστημάτων στα οποία εφαρμόζονται, αφού όλα τα στάδια ανίχνευσης, αποδιαμόρφωσης, ανάκτησης, διαμόρφωσης και επανεκπομπής πραγματοποιούνται σε όλους τους κόμβους αναμετάδοσης. Ωστόσο, η αξιοπιστία του συνολικού συστήματος ενισχύεται αρκετά [129], [134], [135], [340]. Σε αντίθεση, στους AF κόμβους τα μόνα στάδια που πραγματοποιούνται είναι O/E μετατροπή, η ενίσχυση του ηλεκτρονικού σήματος και E/O μετατροπή. Με αυτό το τρόπο δεν εισάγονται σημαντικές καθυστερήσεις στη μετάδοση, ωστόσο στο τελικό στάδιο ανίχνευσης ο θόρυβος μπορεί να είναι αυξημένος [138], [143], [340]. Αξίζει να σημειωθεί ότι για την περίπτωση των AF κόμβων έχουν μελετηθεί και οι περιπτώσεις με χρήση μόνο οπτικής ενίσχυσης (all-optical) [144], [341], [342].

Έτσι, σε αυτή την ενότητα, εστιάζουμε στην περίπτωση των DF κόμβων, όπου οι αναμεταδότες λειτουργούν ως αναγεννητές του σήματος αφού το σήμα πληροφορίας ανιχνεύεται, αποκωδικοποιείται και προωθείται για επανεκπομπή. Έτσι, εξάγονται μαθηματικές εκφράσεις σε κλειστή μορφή για την εκτίμηση της μετρικής του μέσου BER και της πιθανότητας διακοπής (OP) για μια OFDM RoFSO ζεύξη υποστηριζόμενη από χρήση σειριακών DF κόμβων αναμετάδοσης. Οι παραγόμενες εκφράσεις μπορούν να χρησιμοποιηθούν για ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή που εκτείνεται από ασθενείς έως και ισχυρές συνθήκες διακυμάνσεων μέσω των στατιστικών μοντέλων της Gamma και της Gamma-Gamma κατανομής μαζί με την επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης.

9.2 Διάταξη του Συστήματος και το Μοντέλο του Διαύλου

Το σύστημα ασύρματων οπτικών επικοινωνιών πολλαπλών αλμάτων που εξετάζουμε σε αυτή την ενότητα αποτελείται από τον πομπό και τον δέκτη του συνδέσμου, ενώ μεταξύ τους παρεμβάλλουμε τους DF κόμβους που συνδέουν τις L μεμονωμένες OFDM RoFSO ζεύξεις του συνολικού συστήματος πολλαπλών αλμάτων. Η LD του πομπού εκπέμπει το οπτικό σήμα OFDM το οποίο φθάνει στον

πρώτο δέκτη του DF κόμβου μέσω ατμοσφαιρικής διάδοσης. Ο κόμβος DF ανιχνεύει, αποκωδικοποιεί το OFDM σήμα πληροφορίας και το προωθεί για επανεκπομπή στον επόμενο DF κόμβο και ούτω καθεξής μέχρι τον τελικό δέκτη ολόκληρου του συστήματος.

Το RF OFDM σήμα που θέτει σε διέγερση τη δίοδο laser (LD) δίνεται από την Εξ. (8.14). Με απευθείας διαμόρφωση της οπτικής έντασης της LD, η μη γραμμική απόκρισή της μοντελοποιείται από μια μη γραμμική σειρά Volterra και η εκπεμπόμενη ισχύς της, $P_i(t)$, περιγράφεται από την Εξ. (8.15). Η οπτική ισχύς που φτάνει σε κάθε PD μιας μεμονωμένης OFDM RoFSO ζεύξης δίνεται από την Εξ. (8.16), όπου I είναι η τυχαία μεταβλητή της ολικής κανονικοποιημένης έντασης στη μεριά του δέκτη που είναι ίση με το γινόμενο των τυχαίων μεταβλητών λόγω ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής I_t και των σφαλμάτων σκόπευσης I_p , δηλ. $I=I_t I_p$. Το φωτο-επαγόμενο ρεύμα, $i(t,I)$, στην PD κάθε δέκτη του συστήματος πολλαπλών αλμάτων δίνεται από την Εξ. (8.17) και η PSD του AWGN της οπτικής ζεύξης δίνεται από την Εξ. (8.18).

Επίσης, το φαινόμενο της ενδοδιαμόρφωσης (IMD) λόγω της μη γραμμικής απόκρισης της LD είναι ένας πολύ σημαντικός παράγοντας υποβάθμισης της απόδοσης του συνολικού συστήματος. Έτσι, το σύστημα επηρεάζεται από 3^{ης} τάξεως IMD (IMD3) θόρυβο, στον n_{th} υποφορέα, $\sigma_{IMD,n}^2$, του OFDM με υποφορείς στις συχνότητες $f_n = f_0 + n\Delta f$, που προκύπτει από δύο κατηγορίες συνεισφορών. Η μία κατηγορία αφορά 3-τόνων (3-tone) IMD3 προϊόντα στις συχνότητες $f_i + f_k - f_l$ και 2-τόνων IMD3 στις συχνότητες $2f_i - f_k$ (βλέπε Εν. 7.4). Για εφαρμογές καλωδιακής τηλεόρασης (cable TV, CATV) με πολλαπλά υποκανάλια τα IMD3 προϊόντα στις συχνότητες $f_i + f_k - f_l$ ονομάζονται composite triple beat (CTB) και αντίστοιχα τα IMD3 στις συχνότητες $2f_i - f_k$ ονομάζονται composite second order (CSO) [284], [343]–[345]. Ο θόρυβος IMD3 που επηρεάζει τον n_{th} υποφορέα $\sigma_{IMD,n}^2$, εξαρτάται από τις παραμέτρους a_3 , m_n , N , και δίνεται ως [33], [103], [107], [108]:

$$\sigma_{n,IMD}^2 = \frac{1}{2} I_0^2 \left(\frac{3}{4} a_3 m_n^3 D_{2f_i - f_k}(N, n) + \frac{3}{2} a_3 m_n^3 D_{f_i + f_k - f_l}(N, n) \right)^2 \quad (9.1)$$

Όπου:

$$D_{2f_i-f_k}(N,n) = \frac{1}{2} \left(N - 2 - \frac{1}{2} (1 - (-1)^N) (-1)^n \right) \quad (9.2\alpha)$$

$$D_{f_i+f_k-f_l}(N,n) = \frac{n}{2} \left(N - n + 1 + \frac{1}{4} ((N-3)^2 - 5) - \frac{1}{8} (1 - (-1)^N) (-1)^{n+N} \right) \quad (9.2\beta)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι για μεγάλο αριθμό υποφορέων ο όρος $D_{2f_i-f_k}(N,n)$ γίνεται αμελητέος συγκριτικά με τον $D_{f_i+f_k-f_l}(N,n)$. Αυτό γίνεται αντιληπτό αν υποθέσουμε ότι έχουμε 10 υποφορείς ενός OFDM συστήματος με $T_s=1$ ms και $f_0=20$ kHz, $f_1=21$ kHz, $f_2=22$ kHz έως $f_9=29$ kHz. Εάν επιλέξουμε τον 5^ο υποφορέα με $f_4=24$ kHz, μπορεί να επηρεαστεί από CSO προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης με συχνότητες $2f_2 - f_0$ και $2f_3 - f_2$. Αντιθέτως, ο υποφορέας f_4 μπορεί να επηρεαστεί από CTB προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης με συχνότητες $f_6 + f_1 - f_3$, $f_7 + f_0 - f_3$, $f_8 + f_1 - f_5$, $f_7 + f_2 - f_5$, $f_6 + f_3 - f_5$, $f_9 + f_0 - f_5$ κ.α. δηλαδή μια πληθώρα από συχνότητες σημαντικά περισσότερες από τα CSO. Έτσι, για μεγάλο αριθμό υποφορέων οι συχνότητες CTB έχουν τη σημαντικότερη επίδραση όσον αφορά τα IMD3 προϊόντα.

Στη συνέχεια, λαμβάνοντας υπόψη ότι η ισχύς σε κάθε υποφορέα δίνεται ως $C_n(I) = m_n^2 I_0^2 / 2$, ο στιγμιαίος λόγος ισχύος σήματος υποφορέα προς την ισχύ θορύβου και παραμορφώσεων (carrier-to-noise plus distortion ratio, $CNDR_n$) για κάθε OFDM υποφορέα δίνεται από την έκφραση [J.1], [103], [107], [108]:

$$CNDR_{n,l}(I) = \frac{(m_n \rho L_{tot} P_t I)^2}{2(N_0/T_s + \sigma_{n,IMD}^2)} \quad (9.3)$$

Από την Εξ. (9.3) και λαμβάνοντας τις μέσες τιμές του θορύβου στον παρονομαστή ως προς την τυχαία μεταβλητή της ολικής κανονικοποιημένης έντασης, προκύπτει η ακόλουθη ακριβής προσεγγιστική σχέση για τον $CNDR_n(I)$ και δίνεται ως [J.1], [103], [107], [108]:

$$CNDR_{n,l}(I) \approx \frac{m_n^2 \rho^2 L_{tot}^2 P_t^2 I^2}{2[(N_0/T_s)_{AV} + (\sigma_{n,IMD}^2)_{AV}]} \quad (9.4)$$

Όπου ο δείκτης AV δηλώνει τη μέση τιμή του συγκεκριμένου όρου ως προς την τυχαία μεταβλητή I (βλέπε Εξ. (3.5)). Επίσης, θεωρώντας την αναμενόμενη ή μέση τιμή της I δηλ. $E[I]$ προκύπτει ότι η μέση-αναμενόμενη τιμή του $CNDR_n$ είναι ίση με [J.1], [108]:

$$CNDR_{n,l,EX} \approx \frac{m_n^2 \rho^2 L_{tot}^2 P_t^2 (E[I])^2}{2[(N_0/T_s)_{AV} + (\sigma_{n,IMD})_{AV}]} \quad (9.5)$$

9.2.1 Η Gamma-Gamma και η Gamma Κατανομή με Σφάλματα σκόπευσης

Η κατανομή της Gamma-Gamma με σφάλματα σκόπευσης προκύπτει από την Εξ. (3.21) όπου στη θέση της παραμέτρου ξ_{mod} θέτουμε την ξ . Οι παράμετροι a και b της GG κατανομής υπολογίζονται από την Εξ. (2.68). Αντίστοιχα, η κατανομή της Gamma με σφάλματα σκόπευσης δίνεται από την Εξ. (3.22) με την ίδια επισήμανση για την ξ παράμετρο. Η παράμετρος ζ της Gamma κατανομής υπολογίζεται από τις Εξ. (2.63), (2.66) και (2.68). Η παράμετρος ξ των σφαλμάτων σκόπευσης δίνεται από τις Εξ. (2.80)-(2.82) και η μέση τιμή της τυχαίας μεταβλητής I προκύπτει ίση με

$$E[I] = E[I_t]E[I_p] = \frac{A_{0,l} \xi_l^2}{1 + \xi_l^2}.$$

9.3 Μέσος BER για OFDM RoFSO Ζεύξη με Σειριακή DF Αναμετάδοση

Στην ενότητα αυτή, εξάγονται σε κλειστή μορφή μαθηματικές εκφράσεις για την εκτίμηση του μέσου BER του OFDM RoFSO συστήματος πολλαπλών αλμάτων. Πρώτα, εξάγονται μαθηματικές εκφράσεις για την εκτίμηση του μέσου BER για κάθε μεμονωμένη OFDM RoFSO ζεύξη με GG ή G μοντελοποιημένη ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή. Στη συνέχεια, αξιολογείται ο μέσος BER για την πιο σύνθετη περίπτωση του σειριακά υποβοηθούμενου DF ασύρματου οπτικού συστήματος. Θεωρούμαι Gray κωδικοποίηση σε κάθε εκπομπό σε έναν M -QAM αστερισμό και κανάλι AWGN. Η πιθανότητα σφάλματος bit (BEP) για N υποφορείς που διαμορφώνονται με M -QAM σε μια l_{th} μεμονωμένη ζεύξη, που είναι συνάρτηση της τυχαίας μεταβλητής I , δίνεται από την ακόλουθη σχέση [107], [108], [229]:

$$P_{b,l} = \frac{1 - M^{-1/2}}{N \log_2(M)} \sum_{n=0}^{N-1} \left[2 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3CNDR_{n,l}(I)}{2(M-1)}} \right) - \left(1 - M^{-1/2} \right) \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{3CNDR_{n,l}(I)}{2(M-1)}} \right) \right] \quad (9.6)$$

Όπου $\operatorname{erfc}(\cdot)$ αναπαριστά τη συμπληρωματική συνάρτηση σφάλματος, ενώ M είναι ο αριθμός του αστερισμού της διαμόρφωσης QAM. Ο μέσος BER για την ασύρματη

οπτική OFDM RoFSO ζεύξη προκύπτει λαμβάνοντας τη μέση τιμή του BER της Εξ. (9.6) ως προς την PDF της τυχαίας μεταβλητής της ολικής κανονικοποιημένης έντασης I και προκύπτει ως [107]:

$$P_{b,l,Av} = \frac{(1-M^{-1/2})}{N \log_2(M)} \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^{\infty} \left[2\operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3\operatorname{CND}R_{n,l}(I)}{2(M-1)}} \right) - \right. \\ \left. - \left(1 - \sqrt{M^{-1}}\right) \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{3\operatorname{CND}R_{n,l}(I)}{2(M-1)}} \right) \right] f_{comb,l}(I) dI \quad (9.7)$$

Όπου $f_{comb,l}(I)$ αντιστοιχεί στην συνδυαστική PDF και δίνεται από την Εξ. (3.21) ή την Εξ. (3.22). Για την επίλυση του ολοκληρώματος της Εξ. (9.7) μετασχηματίζουμε τον όρο $\operatorname{erfc}^2(\cdot)$ μέσω της προσεγγιστικής σχέσης $\operatorname{erfc}(x) \approx (5e^{-4x^2} + 4e^{-11x^2/10} + e^{-x^2})/12$ [267], και προκύπτει [J.1]:

$$P_{b,l,Av} = \frac{(1-M^{-1/2})^2}{144N \log_2(M)} \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^{\infty} \left\{ 288(1-M^{-1/2})^{-1} \times \right. \\ \times \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3\operatorname{CND}R_{n,l}(I)}{2(M-1)}} \right) - \left[25e^{-\frac{12\operatorname{CND}R_{n,l}(I)}{M-1}} + 16e^{-\frac{33\operatorname{CND}R_{n,l}(I)}{10(M-1)}} + \right. \\ \left. \left. + e^{-\frac{3\operatorname{CND}R_{n,l}(I)}{M-1}} + 40e^{-\frac{153\operatorname{CND}R_{n,l}(I)}{20(M-1)}} + 10e^{-\frac{15\operatorname{CND}R_{n,l}(I)}{2(M-1)}} + 8e^{-\frac{63\operatorname{CND}R_{n,l}(I)}{20(M-1)}} \right] \right\} f_{comb,l}(I) dI \quad (9.8)$$

Στη συνέχεια, για να υπολογίσουμε τον μέσο BER για την περίπτωση της GG κατανομής με σφάλματα σκόπευσης, αντικαθιστούμε στην Εξ. (9.8) την PDF της Εξ. (3.21). Επιπρόσθετα, οι συναρτήσεις $\operatorname{erfc}(\cdot)$ και $\exp(\cdot)$ αντικαθίστανται μέσω ισοδύναμων εκφράσεων με τη βοήθεια Meijer G συναρτήσεων, και με πολλαπλή χρήση της Εξ. (A.3), εξάγεται η ακόλουθη κλειστή μορφής μαθηματική έκφραση η οποία οδηγεί στην εκτίμηση του μέσου BER για το σύνολο των υποφορέων του OFDM για κάθε μεμονωμένη RoFSO ζεύξη [J.1]:

$$P_{b,l,GG,Av} \approx \frac{2^{a_l+b_l-7} \xi_l^2 (1-M^{-1/2})}{9\pi N \log_2(M) \Gamma(a_l) \Gamma(b_l)} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{288}{\sqrt{\pi}} \Psi_{n,l}^{GG} - (1-M^{-1/2}) \times \right. \\ \left. \times \left[25\Omega_{n,l}^{GG}(8) + 16\Omega_{n,l}^{GG}\left(\frac{11}{5}\right) + 40\Omega_{n,l}^{GG}\left(\frac{51}{10}\right) + \Omega_{n,l}^{GG}(2) + 10\Omega_{n,l}^{GG}(5) + 8\Omega_{n,l}^{GG}\left(\frac{21}{10}\right) \right] \right\} \quad (9.9)$$

Όπου οι παράμετροι $\Psi_{n,l}^{GG}$, $\Xi_{n,l}^{GG}$, και $\Omega_{n,l}^{GG}(x)$, δίνονται μέσω των εκφράσεων,

$$\Psi_{n,l}^{GG} = G_{7,4}^{2,6} \left(\Xi_{n,l}^{GG} \left| \begin{array}{l} \frac{1-\xi_l^2}{2}, \frac{2-\xi_l^2}{2}, \frac{1-a_l}{2}, \frac{2-a_l}{2}, \frac{1-b_l}{2}, \frac{2-b_l}{2}, 1 \\ 0, 0.5, -\frac{\xi_l^2}{2}, \frac{1-\xi_l^2}{2} \end{array} \right. \right), \quad \Xi_{n,l}^{GG} = \frac{24A_l^2 CNDR_{n,l,EX}}{(M-1)(a_l b_l)^2}$$

$$\text{και } \Omega_{n,l}^{GG}(x) = G_{6,3}^{1,6} \left(x \Xi_{n,l}^{GG} \left| \begin{array}{l} \frac{1-\xi_l^2}{2}, \frac{2-\xi_l^2}{2}, \frac{1-a_l}{2}, \frac{2-a_l}{2}, \frac{1-b_l}{2}, \frac{2-b_l}{2} \\ 0, -\frac{\xi_l^2}{2}, \frac{1-\xi_l^2}{2} \end{array} \right. \right), \quad A_l = 1 + \xi_l^{-2}$$

αντίστοιχα.

Ακολουθώντας όμοια διαδικασία όπως προηγουμένως, αντικαθιστούμε την PDF της Εξ. (3.22) στην Εξ. (9.8) και με παρόμοιους χειρισμούς εξάγεται η ακόλουθη κλειστή μορφή έκφραση για την εκτίμηση του μέσου BER για τους OFDM υποφορείς για κάθε μεμονωμένη RoFSO ζεύξη με Gamma μοντελοποιημένη ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή και σφάλματα σκόπευσης [J.1]:

$$P_{b,l,G,Av} \approx \frac{2^{\zeta_l-6} \xi_l^2 (1-M^{-1/2})}{9N\sqrt{\pi}\Gamma(\zeta_l)\log_2(M)} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{288}{\sqrt{\pi}} \Psi_{n,l}^G - (1-M^{-1/2}) \left[25\Omega_{n,l}^G(8) + \right. \right. \\ \left. \left. + 16\Omega_{n,l}^G\left(\frac{11}{5}\right) + 40\Omega_{n,l}^G\left(\frac{51}{10}\right) + \Omega_{n,l}^G(2) + 10\Omega_{n,l}^G(5) + 8\Omega_{n,l}^G\left(\frac{21}{10}\right) \right] \right\} \quad (9.10)$$

Όπου οι παράμετροι $\Psi_{n,l}^G$, $\Omega_{n,l}^G(x)$, και $\Xi_{n,l}^G$, δίνονται μέσω των εκφράσεων

$$G_{5,4}^{2,4} \left(\Xi_{n,l}^G \left| \begin{array}{l} \frac{1-\xi_l^2}{2}, \frac{2-\xi_l^2}{2}, \frac{1-\zeta_l}{2}, \frac{2-\zeta_l}{2}, 1 \\ 0, 0.5, -\frac{\xi_l^2}{2}, \frac{1-\xi_l^2}{2} \end{array} \right. \right), \\ G_{4,3}^{1,4} \left(x \Xi_{n,l}^G \left| \begin{array}{l} \frac{1-\xi_l^2}{2}, \frac{2-\xi_l^2}{2}, \frac{1-\zeta_l}{2}, \frac{2-\zeta_l}{2} \\ 0, -\frac{\xi_l^2}{2}, \frac{1-\xi_l^2}{2} \end{array} \right. \right) \text{ και } \Xi_{n,l}^G = \frac{6A_l^2 CNDR_{n,l,EX}}{(M-1)\zeta_l^2}, \text{ αντίστοιχα.}$$

Ο συνολικός μέσος BER του ασύρματου οπτικού συστήματος πολλαπλών-αλμάτων, που αποτελείται από L μεμονωμένες ζεύξεις σειριακά συνδεδεμένες με DF κόμβους αναμετάδοσης, εκτιμάται μέσω της [338], [339]:

$$P_{b,tot,Av} = \sum_{l=1}^L \left\{ P_{b,l,Av} \prod_{m=l+1}^L [1 - 2P_{b,m,Av}] \right\} \quad (9.11)$$

Με αντικατάσταση της Εξ. (9.9) στην (9.11) λαμβάνουμε την μαθηματική έκφραση σε κλειστή μορφή για την εκτίμηση του μέσου BER του OFDM RoFSO συστήματος με DF υποβοηθούμενη αναμετάδοση, GG ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή με σφάλματα σκόπευσης [J.1]:

$$P_{b,tot,GG,Av} \approx \frac{1 - M^{-1/2}}{1152\pi N \log_2(M)} \sum_{l=1}^L \left\{ \frac{2^{a_l+b_l} \xi_l^2}{\Gamma(a_l)\Gamma(b_l)} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{288}{\sqrt{\pi}} \Psi_{n,l}^{GG} - \Phi_{n,l}^{GG} \right) \times \right. \\ \left. \times \prod_{m=l+1}^L \left[1 - \frac{2^{a_m+b_m-6} \xi_m^2 (1 - M^{-1/2})}{9\pi N \log_2(M) \Gamma(a_m)\Gamma(b_m)} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{288}{\sqrt{\pi}} \Psi_{n,m}^{GG} - \Phi_{n,m}^{GG} \right) \right] \right\} \quad (9.12)$$

Όπου οι παράμετροι a_l , b_l , ξ_l και $A_{0,l}$, μπορούν να λάβουν διαφορετικές τιμές για κάθε μεμονωμένη FSO ζεύξη, ενώ ο όρος $\Phi_{n,l}^{GG}$ είναι ίσος με $\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \left[25\Omega_{n,l}^{GG}(8) + 16\Omega_{n,l}^{GG}\left(\frac{11}{5}\right) + 40\Omega_{n,l}^{GG}\left(\frac{51}{10}\right) + \Omega_{n,l}^{GG}(2) + 10\Omega_{n,l}^{GG}(5) + 8\Omega_{n,l}^{GG}\left(\frac{21}{10}\right) \right]$.

Για την περίπτωση όπου η τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή μοντελοποιείται μέσω της Gamma κατανομής, αντικαθιστούμε την Εξ. (9.10) στην (9.11), και η ακόλουθη κλειστή μορφή έκφραση προκύπτει για την εκτίμηση του μέσου BER, του σειριακά αναμεταδιδόμενου OFDM RoFSO συστήματος [J.1]:

$$P_{b,tot,G,Av} \approx \frac{1 - M^{-1/2}}{576\sqrt{\pi} N \log_2(M)} \sum_{l=1}^L \left\{ \frac{2^{\zeta_l} \xi_l^2}{\Gamma(\zeta_l)} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{288}{\sqrt{\pi}} \Psi_{n,l}^G - \Phi_{n,l}^G \right) \times \right. \\ \left. \times \prod_{m=l+1}^L \left[1 - \frac{2^{\zeta_m-6} \xi_m^2 (1 - M^{-1/2})}{9\sqrt{\pi} N \Gamma(\zeta_m) \log_2(M)} \sum_{n=0}^{N-1} (\Psi_{n,m}^G - \Phi_{n,m}^G) \right] \right\} \quad (9.13)$$

Με τις παραμέτρους ζ_l , ξ_l και $A_{0,l}$, να μπορούν να λάβουν διαφορετικές τιμές για κάθε μεμονωμένη RoFSO ζεύξη και τον όρο $\Phi_{n,l}^G$ να είναι ίσος με

$$\Phi_{n,l}^G = \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \left[25\Omega_{n,l}^G(8) + 16\Omega_{n,l}^G\left(\frac{11}{5}\right) + 40\Omega_{n,l}^G\left(\frac{51}{10}\right) + \Omega_{n,l}^G(2) + 10\Omega_{n,l}^G(5) + 8\Omega_{n,l}^G\left(\frac{21}{10}\right) \right]$$

9.4 Πιθανότητα Διακοπής με DF Αναμετάδοση

Η πιθανότητα διακοπής (outage probability, OP) είναι μια πολύ σημαντική μετρική καθορίζοντας την διαθεσιμότητα ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Έτσι, η OP ορίζεται ως η πιθανότητα Pr ο στιγμιαίος $CNDR_n$ στο δέκτη να λάβει μικρότερη τιμή από μια τιμή κατωφλίου $CNDR_{n,th}$ που αντιστοιχεί σε μια τιμή κατωφλίου κάτω από την οποία η ποιότητα επικοινωνίας υποβαθμίζεται σημαντικά και η ζεύξη τίθεται σε διακοπή [7], [275], [346]. Η OP για τους N υποφορείς του OFDM RoFSO συστήματος περιγράφεται ως [103], [212]:

$$\begin{aligned} P_{out,l} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} P_{out,n,l} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \Pr(CNDR_{n,l} < CNDR_{n,l,th}) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} F_{CNDR_{n,l}}(CNDR_{n,l,th}) \end{aligned} \quad (9.14)$$

Όπου $CNDR_{n,l}$ και $CNDR_{n,l,th}$, αντιστοιχούν στην στιγμιαία και στην τιμή κατωφλίου για τον λόγο ισχύος φέρουσας προς θόρυβο συν παραμόρφωση για τον n_{th} OFDM υποφορέα μιας από τις l_{th} μεμονωμένες RoFSO ζεύξεις του συστήματος πολλαπλών αλμάτων.

Για την περίπτωση όπου η OFDM RoFSO ζεύξη επηρεάζεται από GG κατανομημένη ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή με σφάλματα σκόπευσης, η CDF σαν συνάρτηση του $CNDR_{n,l,EX}$ εξάγεται από την Εξ. (3.2) με αντικατάσταση της Εξ. (3.21), χρήση της Εξ. (A.4) και με ένα μετασχηματισμό τυχαίας μεταβλητής $I_{th} = E[I] \sqrt{CNDR_{n,th}/CNDR_{n,EX}}$. Έτσι, η OP προκύπτει με αντικατάσταση της CDF του $CNDR_{n,l,EX}$ στην Εξ. (9.14) και έχει την ακόλουθη μορφή για κάθε μια από τις $l=1,2,\dots,L$ PtP OFDM RoFSO ζεύξεις [J.1]:

$$P_{out,GG,l} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\frac{\xi_l^2}{\Gamma(a_l)\Gamma(b_l)} G_{2,4}^{3,1} \left(\frac{a_l b_l}{A_l} \sqrt{\frac{CNDR_{n,l,th}}{CNDR_{n,l,EX}}} \middle| \begin{matrix} 1, \xi_l^2 + 1 \\ \xi_l^2, a_l, b_l, 0 \end{matrix} \right) \right] \quad (9.15)$$

Για την περίπτωση της Gamma κατανομής με σφάλματα σκόπευσης, η CDF προκύπτει με χρήση της PDF της Εξ. (3.22) και έχει την ακόλουθη μορφή [J.1]:

$$P_{out,G,l} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\frac{\xi_l^2}{\Gamma(\zeta_l)} G_{2,3}^{2,1} \left(\frac{\zeta_l}{A_l} \sqrt{\frac{CNDR_{n,l,th}}{CNDR_{n,l,EX}}} \middle| \begin{matrix} 1, \xi_l^2 + 1 \\ \xi_l^2, \zeta_l, 0 \end{matrix} \right) \right] \quad (9.16)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τις εκφράσεις των Εξ. (9.15) και (9.16) για την OP για κάθε μια από τις L ζεύξεις, η συνολική πιθανότητα διακοπής για το σύστημα πολλαπλών-αλμάτων με $L-1$ DF κόμβους αναμετάδοσης, μπορεί να αξιολογηθεί σαν η πιθανότητα όπου τουλάχιστον μια από τις μεμονωμένες ζεύξεις να τίθεται σε διακοπή. Έτσι, η συνολική OP για το RoFSO OFDM σύστημα με DF αναμετάδοση αποτιμάται ως [129], [135]:

$$P_{out,tot} = 1 - \prod_{l=1}^L (1 - P_{out,l}) \quad (9.17)$$

Με αντικατάσταση της Εξ. (9.15) στην (9.17) καταλήγουμε στην ακόλουθη κλειστή μορφή μαθηματική έκφραση για την εκτίμηση της συνολικής OP του συστήματος πολλαπλών αλμάτων με GG ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή και σφάλματα σκόπευσης [J.1]:

$$P_{out,GG,tot} = 1 - \prod_{l=1}^L \left\{ 1 - \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\frac{\xi_l^2}{\Gamma(a_l)\Gamma(b_l)} G_{2,4}^{3,1} \left(\frac{a_l b_l}{A_l} \sqrt{\frac{CNDR_{n,l,th}}{CNDR_{n,l,EX}}} \middle| \begin{matrix} 1, \xi_l^2 + 1 \\ \xi_l^2, a_l, b_l, 0 \end{matrix} \right) \right] \right\} \quad (9.18)$$

Η αντίστοιχη έκφραση με την Gamma μοντελοποιημένη ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή με σφάλματα σκόπευσης προκύπτει από την αντικατάσταση της Εξ. (9.16) στην (9.17) και είναι η [J.1]:

$$P_{out,G,tot} = 1 - \prod_{l=1}^L \left\{ 1 - \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\frac{\xi_l^2}{\Gamma(\zeta_l)} G_{2,3}^{2,1} \left(\frac{\zeta_l}{A_l} \sqrt{\frac{CNDR_{n,l,th}}{CNDR_{n,l,EX}}} \middle| \begin{matrix} 1, \xi_l^2 + 1 \\ \xi_l^2, \zeta_l, 0 \end{matrix} \right) \right] \right\} \quad (9.19).$$

9.5 Αριθμητικά Αποτελέσματα

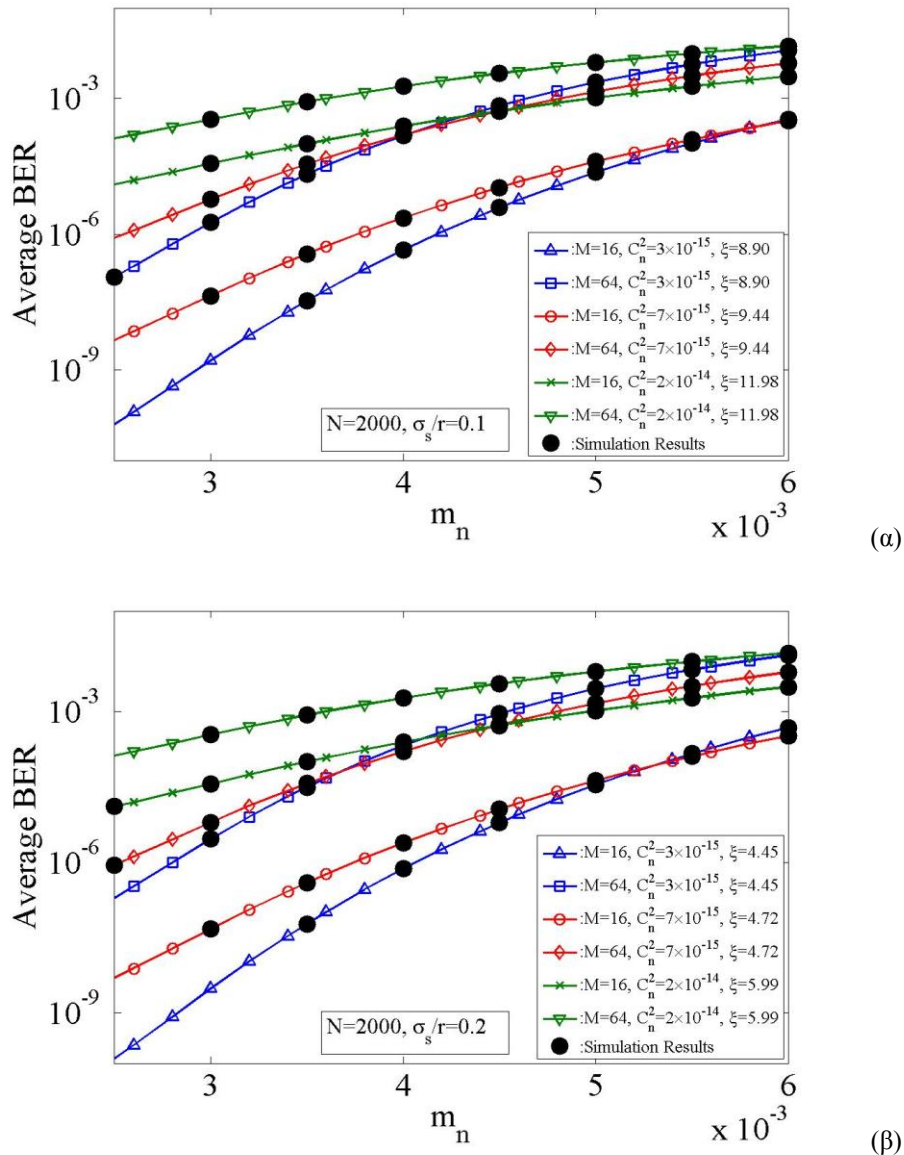
Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζονται αριθμητικά αποτελέσματα για τις επιδόσεις του συστήματος μέσω των εξαγόμενων εκφράσεων για τις μετρικές του μέσου BER και της πιθανότητας διακοπής (OP), δηλ. τις Εξ. (9.9), (9.10), (9.12), (9.13), (9.18) και (9.19). Μαζί με αυτές τις εκφράσεις χρησιμοποιούνται ρεαλιστικές τιμές παραμέτρων στους υπολογισμούς, που αφορούν πραγματικές συνθήκες λειτουργίας μιας OFDM RoFSO ζεύξης. Οι συγκεκριμένες παράμετροι θεωρούνται και για την περίπτωση του OFDM RoFSO συστήματος με DF αναμετάδοση. Η αξιολόγηση των επιδόσεων πραγματοποιείται σε συνθήκες επίδρασης της ατμοσφαιρικής τυρβώδους

ροής που μοντελοποιούνται μέσω της GG και της Gamma κατανομής σε συνδυασμό με τα σφάλματα σκόπευσης.

Παράμετρος	Τιμή
N αριθμός υποφορέων	2000 ή 3000
M -QAM αστερισμός	16 και 64
T_s	1 ms
P_0	20 dBm
L_S	3 km
C_n^2 ($\text{m}^{-2/3}$)	3×10^{-15} , 7×10^{-15} , 2×10^{-14}
λ	1.55 μm
$D_R=2r$	0.1 m
W_0	4 cm
L_{tot}	-20 dB
ρ	0.8 A/W
R_L	50 Ω
T	300 K
RIN	-130 dB/Hz
a_3	9×10^{-4}
σ_s/r	0.1 και 0.2

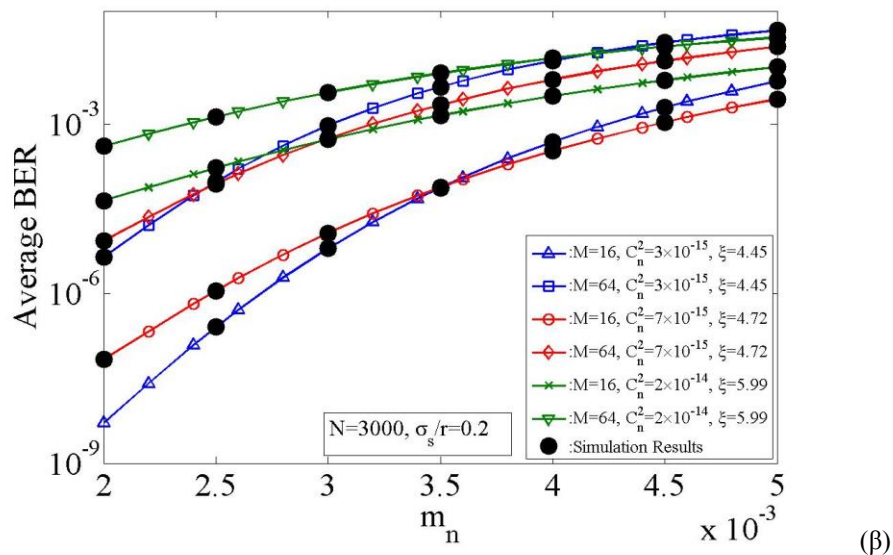
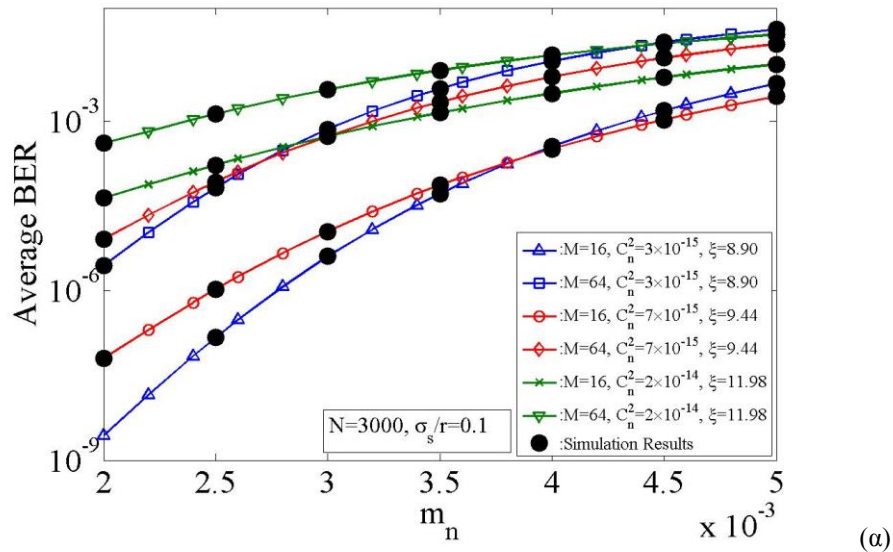
Πίνακας 9.1. Τιμές παραμέτρων για την PtP OFDM RoFSO ζεύξη.

Για την περίπτωση της PtP ζεύξης, δηλ. χωρίς DF κόμβους αναμετάδοσης, οι τιμές των παραμέτρων που χρησιμοποιούνται, παρουσιάζονται στον Πίνακα 9.1. Λαμβάνοντας υπόψη ότι η Gamma κατανομή είναι αρκετά εύστοχη για περιπτώσεις συνθηκών ασθενών διακυμάνσεων, η τιμή $C_n^2=3 \times 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$ χρησιμοποιείται με αυτό το μοντέλο κατανομής. Οι άλλες δυο τιμές χρησιμοποιούνται με την GG κατανομή. Για την επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης δύο τιμές λαμβάνονται για την κανονικοποιημένη τιμή της ακτινικής μετατόπισης, σ_s/r , που είναι οι 0.1 και 0.2. Τα τελικά αποτελέσματα για την PtP ζεύξη απεικονίζονται στα Σχ. 9.1^{α,β} και 9.2^{α,β}.



Σχήμα 9.1. Ο μέσος BER για την PtP OFDM RoFSO ζεύξη με $M=16$ ή 64 QAM υπό την επίδραση ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής, με $N=2000$ υποφορείς και δυο τιμές για την κανονικοποιημένη ακτινική μετατόπιση (α) $\sigma_s/r=0.1$, και (β) $\sigma_s/r=0.2$, σαν συνάρτηση της τιμής του OMI [J.1].

Από την άλλη μεριά, για την περίπτωση χρήσης DF κόμβων αναμετάδοσης, το συνολικό μήκος της ζεύξης πολλαπλών αλμάτων εκτείνεται στα 8 km (Σχ. 9.3). Σε αυτή τη χωρική διαμόρφωση, 3 ή 4 DF κόμβοι αναμετάδοσης χρησιμοποιούνται μεταξύ αρχικού πομπού (T_x) και τελικού δέκτη (R_x). Σε κάθε περίπτωση η συνολική ζεύξη υποδιαιρείται σε $L=4$ ή 5 μεμονωμένες ζεύξεις. Ο αριθμός του αστερισμού για την QAM διαμόρφωση επιλέγεται ίσος με $M=16$ ή 64 . Τα τελικά αποτελέσματα για τον μέσο BER και την OP παρουσιάζονται στα Σχ. 9.4^{α,β} έως 9.6^{α,β} σαν συνάρτηση του $CNDR_{n,EX}$ σε κάθε δέκτη.

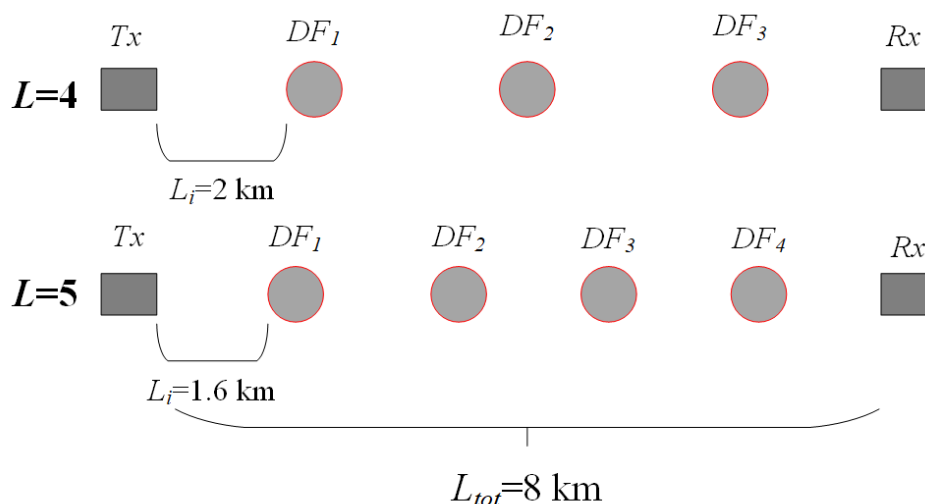


Σχήμα 9.2. Ο μέσος BER για την PtP OFDM RoFSO ζεύξη με $M=16$ ή 64 QAM υπό την επίδραση ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής, με $N=2000$ υποφορέας και δυο τιμές για την κανονικοποιημένη ακτινική μετατόπιση (α) $\sigma_s/r=0.1$, και (β) $\sigma_s/r=0.2$, σαν συνάρτηση της τιμής του OMI [J.1].

Στα Σχ. 9.1^{α,β} και 9.2^{α,β}, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για την εκτίμηση του μέσου BER της PtP OFDM FSO ζεύξης με $M=16$ ή 64 QAM διαμόρφωση, με τις δυο επιλεγμένες τιμές για τον αριθμό των υποφορέων, σε κανάλια ασθενούς έως και ισχυρής ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και για τις δυο τιμές της σ_s/r των σφαλμάτων σκόπευσης σαν συνάρτηση του OMI. Αξίζει να αναφερθεί ότι κάθε υποφορέας διαμορφώνεται με τον ίδιο οπτικό δείκτη διαμόρφωσης (OMI), δηλ. $m_n=m_0=m_1=\dots=m_{N-1}$. Αυτή η απλοποίηση έχει επιλεγθεί ώστε να παρουσιαστούν γενικές και πρακτικές περιπτώσεις που να φανερώνουν την επίδραση του OMI στην

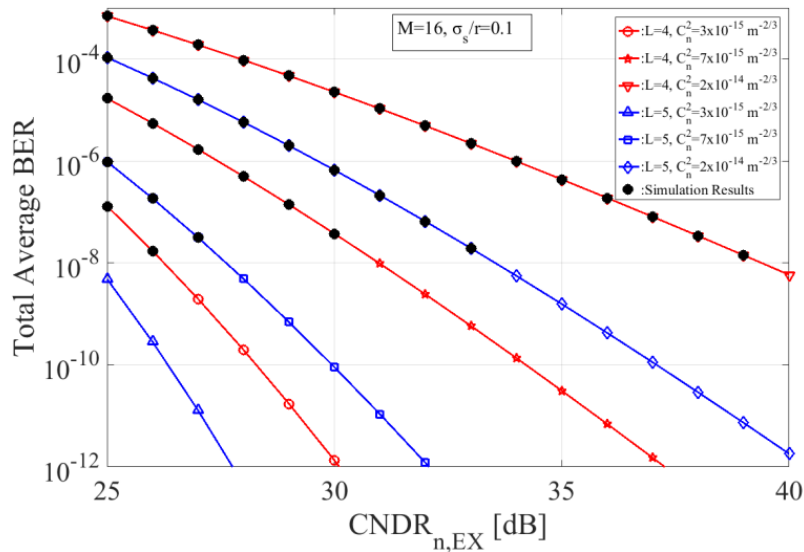
απόδοση του μέσου BER του συστήματος. Είναι φανερό ότι χρησιμοποιώντας τις εκφράσεις των Εξ. (9.9) και (9.10), μπορούν να εξαχθούν αποτελέσματα για οποιαδήποτε τιμή του OMI για κάθε OFDM υποφορέα ξεχωριστά.

Έτσι, στα Σχ. 9.1^{α,β} και 9.2^{α,β}, γίνεται φανερό ότι για σχετικά ασθενή επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης και της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής, ο μέσος BER μπορεί να λάβει αρκετά χαμηλές τιμές. Παρόλα αυτά, η ισχυρή εκδήλωση αυτών των φαινομένων επηρεάζει σημαντικά την απόδοση του συστήματος και για να εξισορροπηθεί αυτή η κατάσταση, η ισχύς εκπομπής πρέπει να αυξηθεί. Επίσης, για τα ίδια χαρακτηριστικά μετάδοσης, με αύξηση του αριθμού των υποφορέων του OFDM, ο μέσος BER αυξάνεται εξαιτίας της επίδρασης των IMD3 προϊόντων.

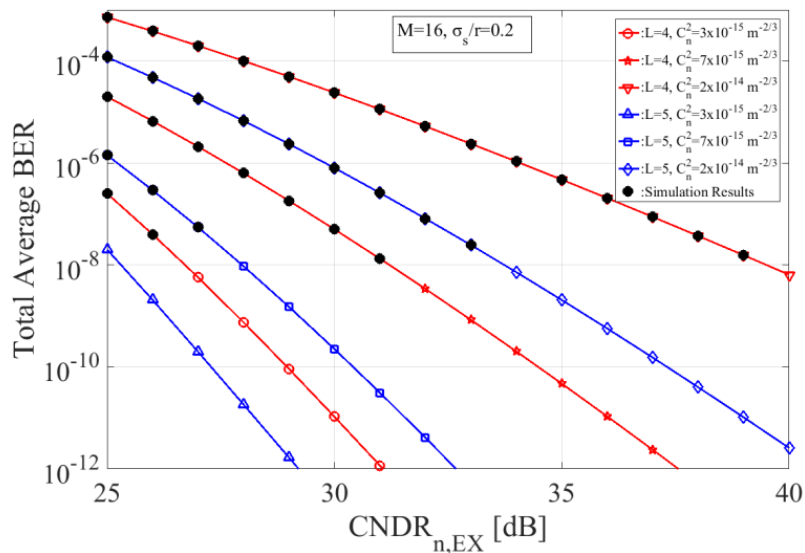


Σχήμα 9.3. Η πολλαπλών αλμάτων OFDM RoFSO ζεύξη με συνολικό μήκος 8 km η οποία απαρτίζεται από $L=4$ ή $L=5$ μεμονωμένες ζεύξεις με σειριακή DF αναμετάδοση (Tx : εκπομπός, DF_i : κόμβοι αναμετάδοσης, Rx : τελικός δέκτης).

Στα Σχ. 9.4^{α,β} και 9.5^{α,β}, παρουσιάζονται αποτελέσματα για την BER επίδοση του OFDM RoFSO συστήματος με σειριακή DF αναμετάδοση με συνολικό μήκος στα 8 km. Για το υπό θεώρηση σύστημα πολλαπλών αλμάτων χρησιμοποιούνται τρεις ή τέσσερις DF κόμβοι, δηλαδή $L=4$ ή 5 μεμονωμένες ασύρματες οπτικές ζεύξεις. Ο μέσος BER για αυτό το σύστημα αξιολογείται, σε διάφορες συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής μαζί με την επίδραση σφαλμάτων σκόπευσης και τα αποτελέσματα παρουσιάζονται σαν συνάρτηση του μέσου $CNDR_n$ σε κάθε δέκτη. Επίσης, σε αυτό το κομμάτι γίνεται η θεώρηση ότι ο $CNDR_n$ είναι ίδιος για κάθε υποφορέα του OFDM και σε όλες τις L PtP RoFSO ζεύξεις, δηλ. $CNDR_{EX}=CNDR_{n,LEX}=\dots=CNDR_{N-1,LEX}$.



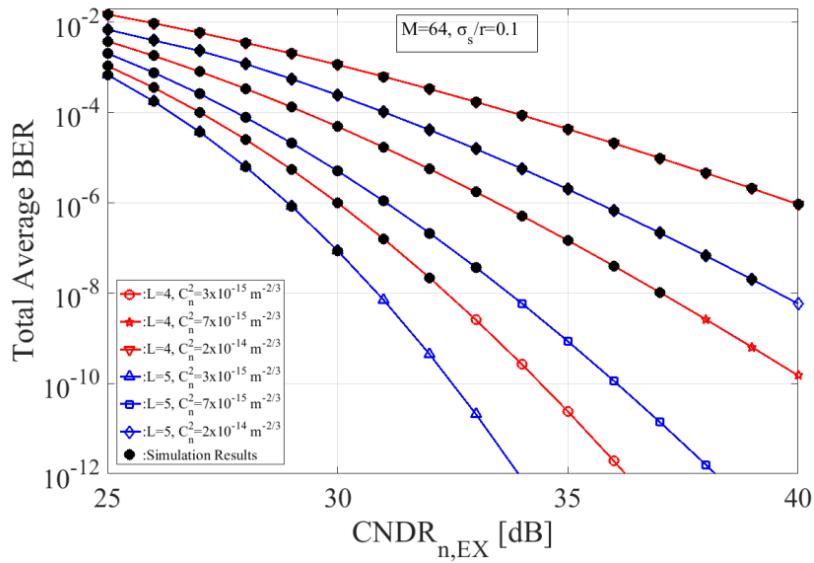
(α)



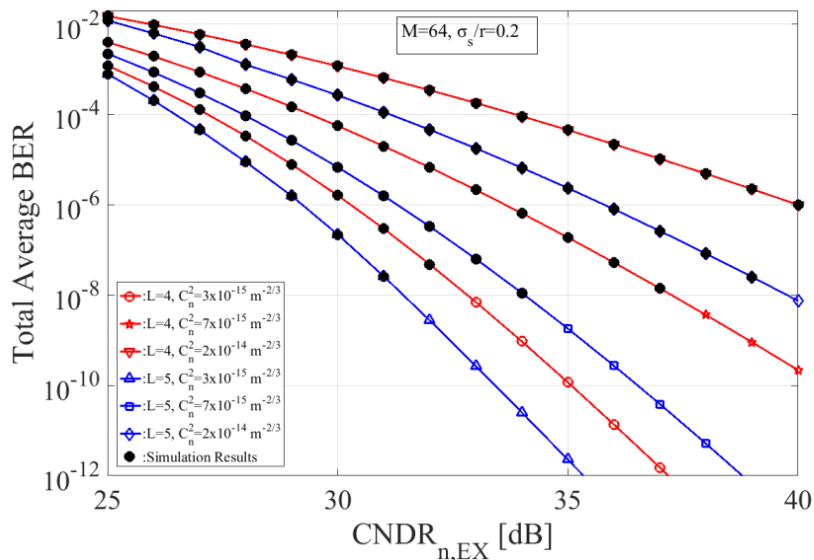
(β)

Σχήμα 9.4. Ο συνολικός μέσος BER για το πολλαπλών-αλμάτων 16-QAM OFDM RoFSO σύστημα με DF αναμεταδότες και συνολικό μήκος ζεύξης 8 km η οποία περιέχει 4 ή 5 PtP ζεύξεις, δηλ. $L=4$ or 5 , σε κανάλια ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής, με κανονικοποιημένη ακτινική μετατόπιση (α) $\sigma_s/r=0.1$, και (β) $\sigma_s/r=0.2$, σαν συνάρτηση του $CNDR_{n,EX}$ σε κάθε δέκτη [J.1].

Είναι προφανές από τα παραγόμενα αποτελέσματα ότι αυξάνοντας τον αριθμό των DF κόμβων που παρεμβάλλονται μεταξύ εκπομπού και τελικού δέκτη, ο μέσος BER του συνολικού συστήματος λαμβάνει αρκετά χαμηλές τιμές καθιστώντας έτσι ένα πολύ αξιόπιστο και αποδοτικό ασύρματο οπτικό σύστημα, μετάδοσης πληροφορίας μέσω της πολυπλεξίας OFDM, με βασική επισήμανση ότι κώδικες διόρθωσης σφαλμάτων (FEC) δεν χρησιμοποιούνται.



(a)

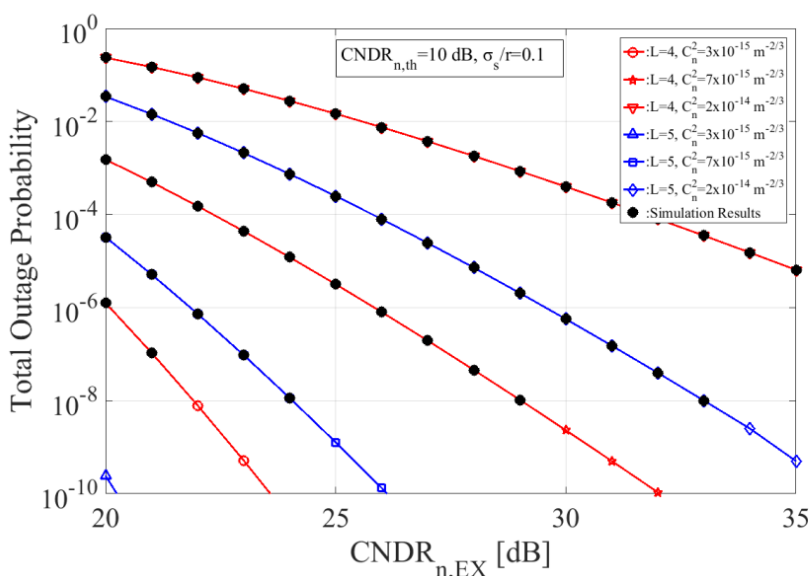


(b)

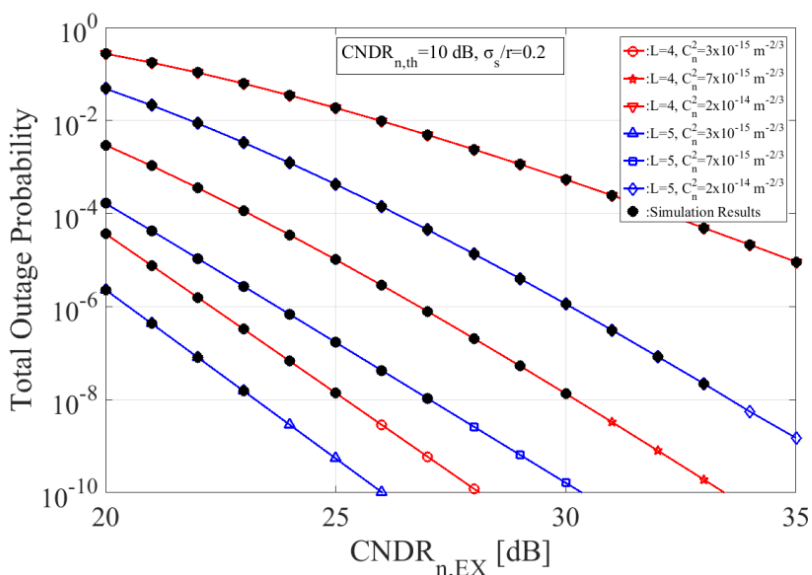
Σχήμα 9.5. Ο συνολικός μέσος BER για το πολλαπλών-αλμάτων 64-QAM OFDM RoFSO σύστημα με DF αναμεταδότες και συνολικό μήκος ζεύξης 8 km, η οποία περιέχει 4 ή 5 PtP ζεύξεις, δηλ. $L=4$ ή 5 , σε κανάλια ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής, με κανονικοποιημένη ακτινική μετατόπιση (α) $\sigma_s/r=0.1$, και (β) $\sigma_s/r=0.2$, σαν συνάρτηση του $CNDR_{n,EX}$ σε κάθε δέκτη [J.1].

Τα αποτελέσματα της πιθανότητας διακοπής (OP) για την OFDM RoFSO ζεύξη πολλαπλών αλμάτων με συνολικό μήκος 8 km που αποτελείται από $L=4$ ή 5 PtP ζεύξεις, παρουσιάζονται στο Σχ. 9.6^{α,β}. Όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις, ο μέσος $CNDR_n$, ο $CNDR_{n,th}$ και όλες οι παράμετροι για κάθε ζεύξη θεωρούνται ίδιες για όλους τους N υποφορείς του OFDM για τις L PtP ζεύξεις. Επιπρόσθετα, θέτουμε την τιμή $CNDR_{n,th}$, για όλες τις ζεύξεις, στα 10 dB και τα αποτελέσματα της OP παρουσιάζονται σαν συνάρτηση του μέσου $CNDR_n$. Είναι φανερό ότι αυτή η

θεώρηση των ίσων παραμέτρων για όλους τους OFDM υποφορείς και για όλες τις ζεύξεις έχει γίνει για να παρουσιαστεί καλύτερα η ποιοτική συμπεριφορά αυτής της μετρικής. Στην πράξη αυτές οι παράμετροι είναι διαφορετικές για τους N υποφορείς του OFDM. Έτσι, αντικαθιστώντας τιμές που δεν είναι ίσες στις Εξ. (9.18) και (9.19), η πιθανότητα διακοπής για το OFDM RoFSO σύστημα με DF κόμβους μπορεί να εκτιμηθεί με ακρίβεια και με διαφορετικές παραμέτρους για κάθε OFDM υποφορέα ξεχωριστά.



(α)



(β)

Σχήμα 9.6. Η συνολική OP για το πολλαπλών-αλμάτων OFDM RoFSO σύστημα με DF αναμεταδότες και συνολικό μήκος ζεύξης 8 km η οποία περιέχει 4 ή 5 PtP ζεύξεις, δηλ. $L=4$ ή 5 , σε κανάλια ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής, με κανονικοποιημένη ακτινική μετατόπιση (α) $\sigma_s/r=0.1$, και (β) $\sigma_s/r=0.2$, σαν συνάρτηση του $CNDR_{n,EX}$ σε κάθε δέκτη [J.1].

9.6 PSK OFDM RoFSO Σύστημα με DF Αναμετάδοση σε Κορεσμένη Τυρβώδη Ροή με Σφάλματα Σκόπευσης

Σε αυτή την ενότητα μελετάται η επίδοση του μέσου BER ενός OFDM RoFSO συστήματος υποβοηθούμενο από DF αναμεταδότες. Η απόδοση του συστήματος επηρεάζεται από την ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή όπου θεωρούνται κορεσμένες συνθήκες που μοντελοποιούνται με την εκθετική (NE) κατανομή σε σύνδεση με σφάλματα σκόπευσης. Η συνδυαστική κατανομή της NE προκύπτει αν στην Εξ. (3.22) θέσουμε $\zeta = 1$. Κάθε υποφορέας διαμορφώνεται με K -PSK διαμόρφωση. Η BER της K -PSK διαμόρφωσης με Gray κωδικοποίηση, για την περίπτωση OFDM συστήματος με N υποφορείς, δίνεται από την [229]:

$$P_{b,K-PSK,l} \cong \frac{1}{N \log_2(K)} \sum_{n=0}^{N-1} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{CND R_{n,l}(I)} \sin \left(\frac{\pi}{K} \right) \right) \quad (9.20)$$

Αντικαθιστώντας την PDF της NE με σφάλματα σκόπευσης στην Εξ. (8.28) και κάνοντας χρήση της Εξ. (A.3), προκύπτει σε κλειστή μορφή η ακόλουθη έκφραση για την εκτίμηση του μέσου BER μιας PtP OFDM RoFSO ζεύξης [C.3]:

$$P_{b,l,K-PSK,Av} \approx \frac{N^{-1} \xi^2}{2\pi \log_2(K)} \sum_{n=0}^{N-1} G_{5,4}^{2,4} \left(\Xi \left| \begin{array}{c} 1-\xi^2, 2-\xi^2, 0, 0.5, 1 \\ 2, 2, 0, 0.5, -\frac{\xi^2}{2}, \frac{1-\xi^2}{2} \end{array} \right. \right) \quad (9.21)$$

Όπου $\Xi = CND R_{n,l,EX} 4A_l^2 \sin^2 \left(\frac{\pi}{K} \right)$, $A_l = 1 + \xi_l^{-2}$.

Αντικαθιστώντας την Εξ. (9.21) στην Εξ. (9.11) προκύπτει ο μέσος BER για την περίπτωση του K -PSK OFDM RoFSO συστήματος με DF σειριακή αναμετάδοση [C.3]:

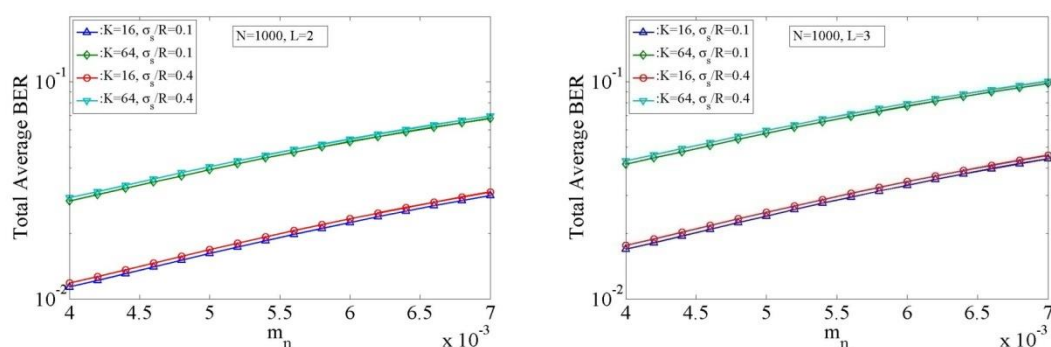
$$P_{b,tot,Av} = \frac{N^{-1} \xi^2}{2\pi \log_2(K)} \sum_{l=1}^L \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \Psi_{n,l} \prod_{m=l+1}^L \left[1 - \frac{N^{-1} \xi^2}{\pi \log_2(K)} \sum_{n=0}^{N-1} \Psi_{n,m} \right] \right\} \quad (9.22)$$

Όπου $\Psi_{n,l} = G_{5,4}^{2,4} \left(\Xi \left| \begin{array}{c} 1-\xi^2, 2-\xi^2, 0, 0.5, 1 \\ 2, 2, 0, 0.5, -\frac{\xi^2}{2}, \frac{1-\xi^2}{2} \end{array} \right. \right)$.

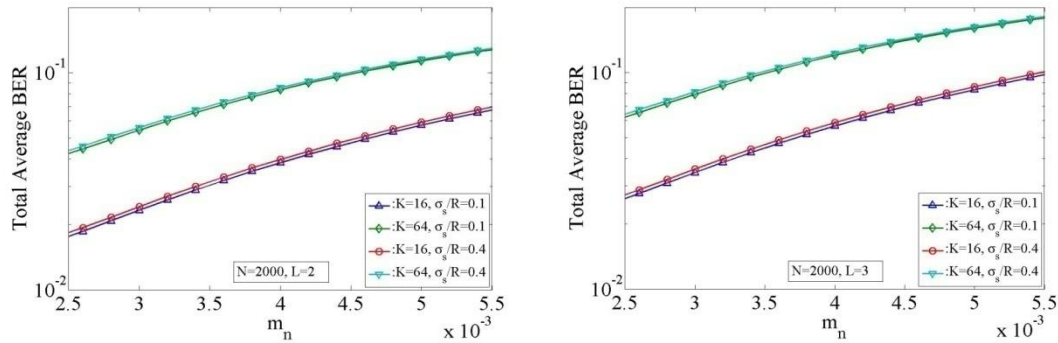
Η πιθανότητα διακοπής (OP), για το ίδιο σύστημα, είναι μια κατάλληλη μετρική για κανάλια αργών και γρήγορων διαλείψεων. Για την περίπτωση του OFDM όπου η πληροφορία κατανέμεται σε παράλληλους υποφορείς, όπου ο ρυθμός μετάδοσης για κάθε έναν μειώνεται, το κανάλι για κάθε υποφορέα μπορεί να χαρακτηριστεί ως αργών διαλείψεων. Η OP της RoFSO ζεύξης, για κάθε υποφορέα του OFDM, ορίζεται από την Εξ. (9.14). Θέτοντας $\zeta = 1$ στην Εξ. (9.16) και στην (9.19) λαμβάνεται σε κλειστή μορφή η OP για την OFDM RoFSO ζεύξη με σειριακή DF αναμετάδοση σε NE κορεσμένη τυρβώδη ροή με σφάλματα σκόπευσης.

9.6.1 Αριθμητικά Αποτελέσματα

Χρησιμοποιώντας την Εξ. (9.22) παρουσιάζονται αριθμητικά αποτελέσματα για ρεαλιστικές παραμέτρους που αφορούν μια RoFSO ζεύξη. Ο αριθμός των υποφορέων N επιλέγεται ίσος με 1000 ή 2000. Η απόκριση της PD είναι $\rho=0.8$ A/W, ενώ η εκπεμπόμενη ισχύς P_t και οι συνολικές απώλειες L_{tot} για κάθε ζεύξη είναι 20 dBm και -15 dB, αντίστοιχα. Η αντίσταση φορτίου επιλέγεται $R_L=50$ Ω, ο $RIN=-130$ dB/Hz, $T=300$ K, $T_s=1$ ms και $\alpha_3=9 \times 10^{-4}$. Επίσης, η ακτίνα του φακού κάθε δέκτη R είναι ίση με 0.05 m και οι υπολογισμοί γίνονται για επίδραση σφαλμάτων σκόπευσης με $\sigma_s/R=0.1$ και 0.4 και την ακτίνα της δέσμης ίση με $w_z/R=1.5$. Για την διαμόρφωση PSK επιλέγονται οι αστερισμοί των $K=16$ και 64. Το μήκος κάθε ζεύξης, του συστήματος πολλαπλών αλμάτων, επιλέγεται ίσο με 2 km και ο αριθμός των επιμέρους ζεύξεων του συνολικού συστήματος επιλέγεται ίσος με $L=2$ ή 3. Αυξάνοντας τον αριθμό των ζεύξεων αυξάνεται και το συνολικό μήκος. Έτσι, για σύστημα με δυο ζεύξεις, το συνολικό μήκος είναι 4 km και με τρεις ζεύξεις το συνολικό μήκος είναι 6 km.



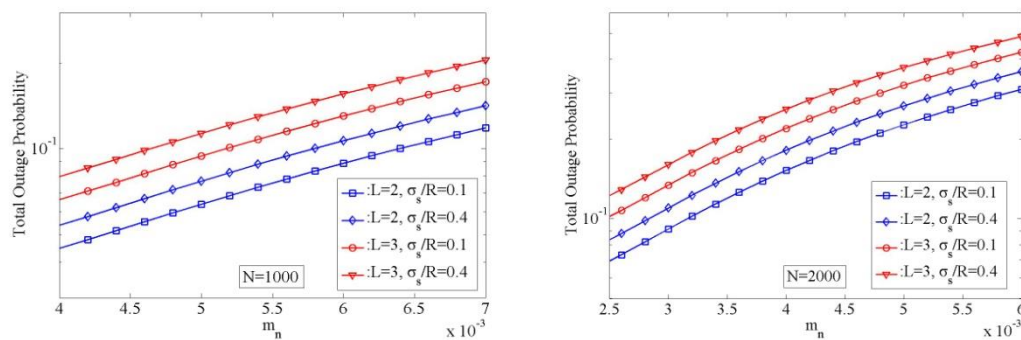
Σχήμα 9.7. Ο μέσος BER για PSK OFDM RoFSO ζεύξη πολλαπλών αλμάτων με $N=1000$, $L=2$ και $L=3$, σαν συνάρτηση του OMI [C.3].



Σχήμα 9.8. Ο μέσος BER για PSK OFDM RoFSO ζεύξης πολλαπλών αλμάτων με $N=2000$, $L=2$ και $L=3$, σαν συνάρτηση του OMI [C.3].

Στο Σχ. 9.7, απεικονίζεται η περίπτωση ενός OFDM RoFSO συστήματος με 2 και 3 μεμονωμένες ζεύξεις, $N=1000$ υποφορείς με διαμόρφωση 16 ή 64 PSK, για NE μοντελοποιημένη ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή με σφάλματα σκόπευσης. Στο Σχ. 9.8, παρουσιάζονται τα αντίστοιχα αποτελέσματα για $N=2000$.

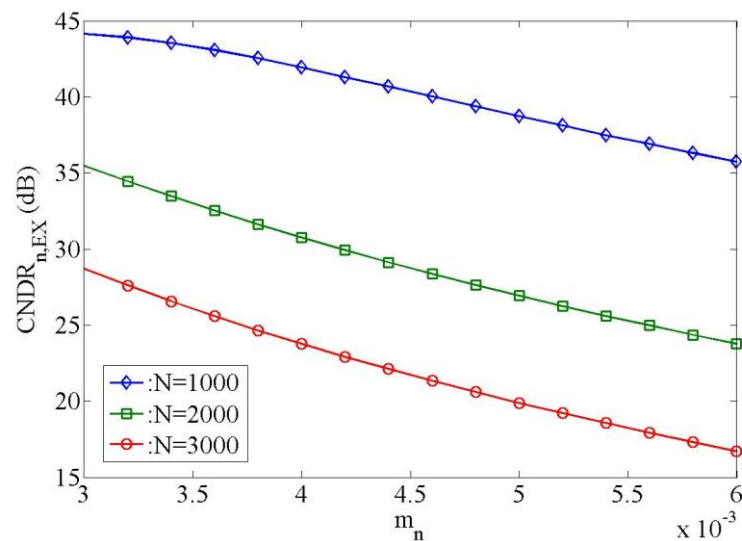
Στη συνέχεια, για τις ίδιες τιμές παραμέτρων που αναφέρονται, παρουσιάζονται αποτελέσματα για την πιθανότητα διακοπής (OP) της OFDM RoFSO ζεύξης πολλαπλών αλμάτων και DF αναμετάδοση. Η τιμή κατωφλίου για κάθε δέκτη της σειριακής αναμετάδοσης καθορίζεται ίση με $CNDR_{n,th} = 5$ dB.



Σχήμα 9.9. Η συνολική OP για το πολλαπλών αλμάτων OFDM RoFSO σύστημα με $N=1000$ και $N=2000$ υποφορείς για $L=2$ ή $L=3$ μεμονωμένες ζεύξεις και δύο τιμές για τα σφάλματα σκόπευσης $\sigma_s/r=0.1$ ή 0.4 , σαν συνάρτηση του OMI για $CNDR_{n,th} = 5$ dB [C.4].

Στο Σχ. 9.9 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για την περίπτωση της NE κατανομής με σφάλματα σκόπευσης και $N=1000$ υποφορείς, με το συνολικό σύστημα να αποτελείται από $L=2$ και $L=3$ μεμονωμένες RoFSO ζεύξεις. Επίσης στο Σχ. 9.9 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για $N=2000$ υποφορείς. Τέλος στο Σχ. 9.10 παρουσιάζονται αποτελέσματα για την αξιολόγηση του $CNDR_{n,EX}$ για τιμές των

υποφορέων του OFDM ίσες με $N=1000$, 2000 και 3000 σαν συνάρτηση του OMI ανά υποφορέα.



Σχήμα 9.10. Ο $CNDR_{n,EX}$ σαν συνάρτηση του OMI ανά υποφορέα για διάφορες τιμές του αριθμού N των OFDM υποφορέων και $T_s=1$ ms [C.4].

9.7 BER Εκτίμηση για PSK OFDM RoFSO Σύστημα με DF Αναμετάδοση σε Gamma-Gamma Τυρβώδη Ροή με Σφάλματα Σκόπευσης

Σε αυτή την ενότητα μελετάται η επίδοση του μέσου BER ενός PSK OFDM RoFSO συστήματος με σειριακή DF αναμετάδοση υπό συνθήκες GG ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με σφάλματα σκόπευσης. Η GG κατανομή μοντελοποιεί με αρκετά μεγάλη ακρίβεια συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής που εκτείνονται από ασθενείς έως και ισχυρές συνθήκες διακυμάνσεων της οπτικής έντασης. Έτσι, χρησιμοποιώντας την BEP για K -PSK που δίνεται από την Εξ. (9.20), την κατανομή της GG με σφάλματα σκόπευσης που δίνεται από την Εξ. (3.21) και χρησιμοποιώντας την Εξ. (8.28) για τον υπολογισμό του μέσου BER, καταλήγουμε στην ακόλουθη κλειστής μορφής μαθηματική σχέση για την εκτίμηση του μέσου BER μιας PtP K -PSK OFDM RoFSO ζεύξης με GG ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή και επίδραση από σφάλματα σκόπευσης [C.2]:

$$P_{b,l,K-PSK,Av} \approx \frac{N^{-1} \xi^2 2^{a+b-3} \pi^{\frac{3}{2}}}{\log_2(K) \Gamma(a) \Gamma(b)} \times \sum_{n=0}^{N-1} G_{7,4}^{2,6} \left(\frac{4\Xi}{(ab)^2} \left| \begin{matrix} 1-\xi^2, 2-\xi^2, 1-a, 2-a, 1-b, 2-b \\ 2, 2, 2, 2, 2, 2 \end{matrix} \right. , 1 \right) \quad (9.23)$$

$$\text{Όπου } \Xi = CNDR_{n,l,EX} 4A_l^2 \sin^2 \left(\frac{\pi}{K} \right), \quad A_l = 1 + \xi_l^{-2}.$$

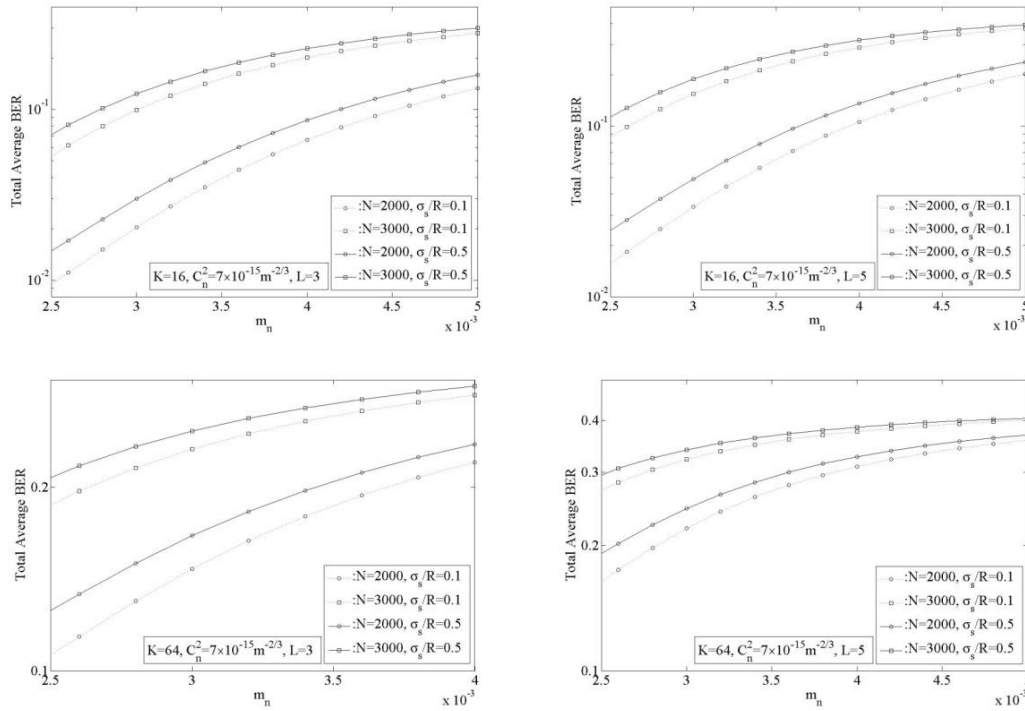
Έτσι, αντικαθιστώντας την Εξ. (9.23) στην (9.11), προκύπτει η σχέση για τον υπολογισμό του μέσου BER για την K-PSK OFDM RoFSO ζεύξη με σειριακή DF αναμετάδοση [C.2]:

$$P_{b,tot,Av} = \frac{N^{-1} \xi^2 2^{a+b-3} \pi^{\frac{3}{2}}}{\log_2(K) \Gamma(a) \Gamma(b)} \sum_{l=1}^L \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \Psi_{n,l} \prod_{m=l+1}^L \left[1 - 2 \frac{N^{-1} \xi^2 2^{a+b-3} \pi^{\frac{3}{2}}}{\log_2(K) \Gamma(a) \Gamma(b)} \sum_{n=0}^{N-1} \Psi_{n,m} \right] \right\} \quad (9.24)$$

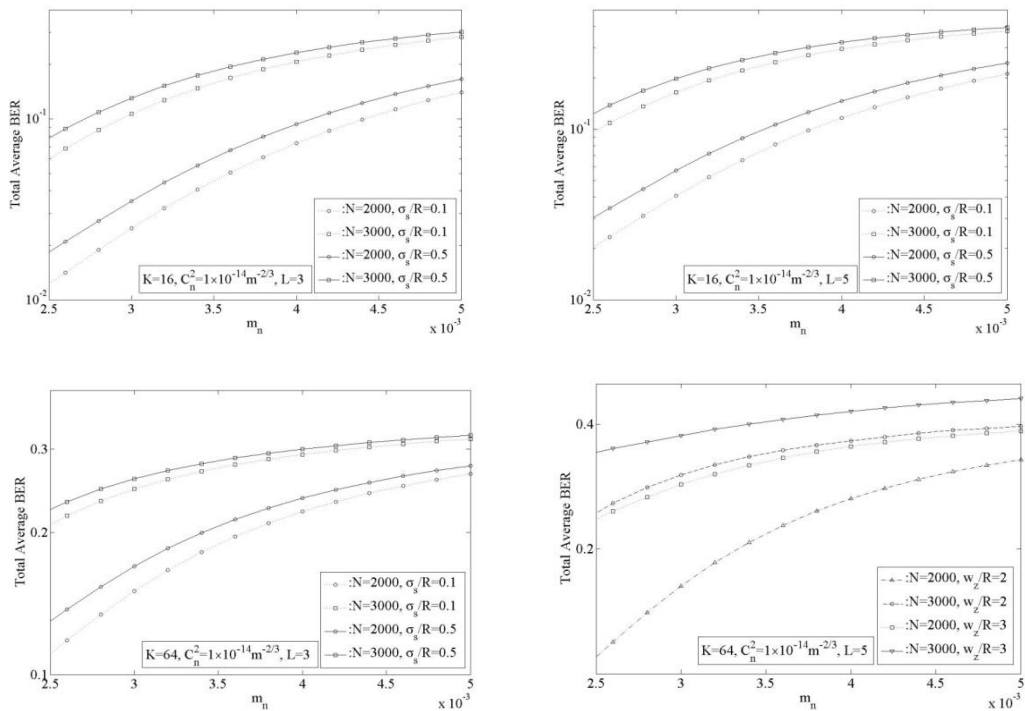
$$\text{Με } \Psi_{n,l} = G_{7,4}^{2,6} \left(\frac{4\Xi}{(ab)^2} \left| \begin{matrix} 1-\xi^2, 2-\xi^2, 1-a, 2-a, 1-b, 2-b \\ 2, 2, 2, 2, 2, 2 \end{matrix} \right. , 1 \right).$$

9.7.1 Αριθμητικά Αποτελέσματα

Χρησιμοποιώντας την Εξ. (9.24) παρουσιάζονται αριθμητικά αποτελέσματα για ρεαλιστικές παραμέτρους ενός OFDM RoFSO συστήματος με PSK. Έτσι, ο αριθμός των OFDM υποφορέων έχει επιλεγεί ίσος με $N=2000$ και $N=3000$. Η απόκριση της PD είναι ίση με $\rho=0.8$ A/W, ενώ η μέση εκπεμπόμενη οπτική ισχύς P_0 και οι συνολικές απώλειες για κάθε ζεύξη είναι 20 dBm και -20 dB, αντίστοιχα. Επίσης θέτουμε $R_L=50$ Ω, $T_s=1$ ms, $RIN=-130$ dB/Hz, $T=300$ K και $a_3=9 \times 10^{-4}$. Επιπρόσθετα, η διάμετρος του ανοίγματος κάθε δέκτη επιλέγεται ίση με $D_R=5$ cm και ο λόγος σ_s/R λαμβάνεται ίσος με 0.1 ή 0.5 και $w_z/R=2$.



Σχήμα 9.11. BER εκτίμηση για 16-PSK OFDM RoFSO ζεύξη, για $N=2000$ ή 3000 , με $L=3$ μεμονωμένες ζεύξεις, με $\sigma_s/R=0.1, 0.5$, για μέτριες συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής, με $C_n^2=7 \times 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$, σαν συνάρτηση του OMI [C.2].



Σχήμα 9.12. BER εκτίμηση για 16 & 64-PSK OFDM RoFSO ζεύξη, για $N=2000$ ή 3000 , με $L=3$ ή 5 μεμονωμένες ζεύξεις, με $\sigma_s/R=0.1, 0.5$, για συνθήκες ισχυρής ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με $C_n^2=1 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$, σαν συνάρτηση του OMI [C.2].

Η C_n^2 παράμετρος επιλέγεται ίση με $7 \times 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$ ή $1 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ που αντιστοιχεί σε μέτριες ή ισχυρές συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής. Το μήκος κάθε ζεύξης επιλέγεται ίσο με 3 km, το μήκος κύματος εκπομπής είναι $\lambda = 1.55 \text{ }\mu\text{m}$, και ο αριθμός L των ζεύξεων από τις οποίες αποτελείται το συνολικό σύστημα είναι 3 και 5 αντίστοιχα. Έτσι, εάν 2 κόμβοι αναμετάδοσης χρησιμοποιούνται το συνολικό μήκος του συστήματος είναι 9 km, και εάν 4 κόμβοι χρησιμοποιούνται το συνολικό μήκος είναι 15 km.

Στα Σχ. 9.11 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για τον μέσο BER για τις περιπτώσεις με 16 ή 64 PSK του OFDM RoFSO συστήματος αποτελούμενο από $L=3$ ή 5 ζεύξεις, σε συνθήκες μέτριων διακυμάνσεων δηλ. με τιμή της παραμέτρου δομής του δείκτη διάθλασης ίση με $C_n^2 = 7 \times 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$. Στη συνέχεια στα Σχ. 9.12 απεικονίζονται τα αποτελέσματα για την αξιολόγηση του μέσου BER σε συνθήκες ισχυρών διακυμάνσεων με $C_n^2 = 1 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ και $L=3$ ή 5 ζεύξεις.

9.8 Συμπεράσματα

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάστηκε η απόδοση μιας RoFSO ζεύξης για μετάδοση OFDM σήματος, η οποία υποστηρίζεται από τη χρήση DF κόμβων αναμετάδοσης. Οι DF κόμβοι δρουν ως αναγεννητές του σήματος πληροφορίας. Έτσι, μετά την ανάκτηση της πληροφορίας τα δεδομένα προωθούνται για επανεκπομπή μέσω πάλι της πολυπλεξίας OFDM και αποστέλλονται προς τον επόμενο DF κόμβο μέχρι τον τελικό δέκτη του συστήματος. Όπως παρατηρήθηκε από τα εξαγόμενα αποτελέσματα, η απόδοση της OFDM RoFSO ζεύξης ενισχύεται σημαντικά με τη χρήση DF αναμετάδοσης. Οι τιμές της μετρικής του μέσου BER μπορούν να λάβουν αρκετά χαμηλές τιμές ακόμα και σε συνθήκες ισχυρής ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης. Κατά αυτό το τρόπο μπορούν να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις που επιβάλλουν πολλά πρωτόκολλα που χρησιμοποιούν την OFDM διαμόρφωση, καθιστώντας την RoFSO ζεύξη πολύ αποτελεσματική και αξιόπιστη για την μεταφορά αυτών των RF σημάτων σε μεγάλες αποστάσεις. Τα ίδια συμπεράσματα μπορούμε να εξαγάγουμε και για την αξιολόγηση της απόδοσης με βάση την μετρική της πιθανότητας διακοπής. Πολύ χαμηλές τιμές επιτυγχάνονται και για αυτή τη μετρική, ελαχιστοποιώντας την πιθανότητα διακοπής του ασύρματου οπτικού συστήματος πολλαπλών αλμάτων. Τελικώς, μπορούμε να συμπεράνουμε ότι η χρήση αρχιτεκτονικών αναμετάδοσης για τα FSO συστήματα και ειδικά για μια

OFDM RoFSO ζεύξη είναι απαραίτητες ώστε να επεκταθεί το εύρος λειτουργίας τους. Σε περίπτωση που χρειάζεται να μειωθεί η πολυπλοκότητα ενός τέτοιου συστήματος αναμετάδοσης, ένα υβριδικό σύστημα με DF και AF κόμβους ίσως να αποτελεί μια ενδιάμεση και εξίσου αποτελεσματική προσέγγιση.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 10

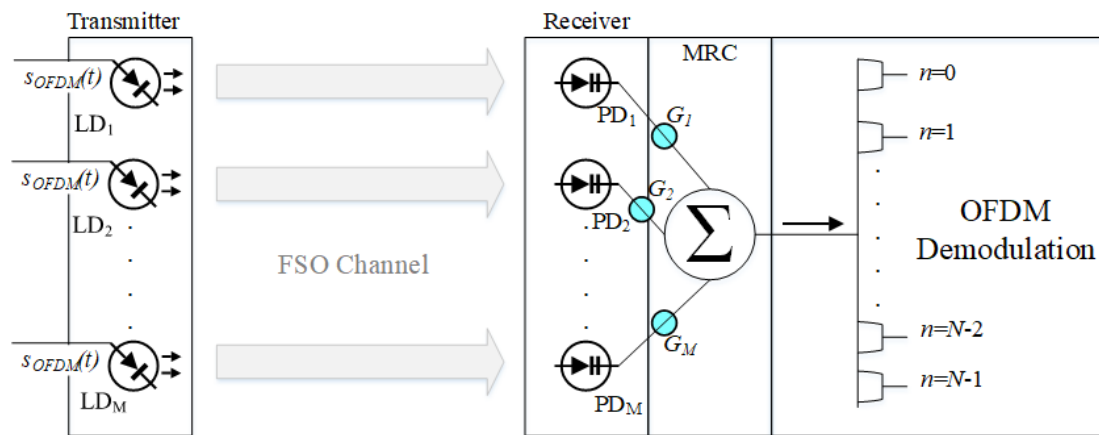
ΔΙΑΦΟΡΙΚΗ ΛΗΨΗ ΓΙΑ OFDM RoFSO ΖΕΥΞΕΙΣ ΣΕ ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΗ ΤΥΡΒΩΔΗ ΡΟΗ ΜΕ ΜΗ-ΜΗΔΕΝΙΚΗΣ ΑΠΟΚΛΙΣΗΣ ΣΦΑΛΜΑΤΑ ΣΚΟΠΕΥΣΗΣ

Στο κεφάλαιο αυτό, μελετάται μια OFDM RoFSO ζεύξη η οποία λειτουργεί με χρήση διαφορικής λήψης στο δέκτη σε συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης. Στο συγκεκριμένο σύστημα πραγματοποιείται η χρήση πολλαπλών πηγών laser. Κάθε πηγή είναι ευθυγραμμισμένη με έναν συγκεκριμένο δέκτη της διαφορικής λήψης και εκπέμπει προς αυτόν μέσω πολύ στενής δέσμης laser. Η ατμοσφαιρική τυρβώδης ροή μοντελοποιείται μέσω της Gamma-Gamma κατανομής για την μελέτη της επίδρασης του φαινομένου σε ένα μεγάλο εύρος διακυμάνσεων. Επίσης, μαζί με την τυρβώδη ροή μελετάται και η επίδραση σφαλμάτων σκόπευσης με ύπαρξη μη-μηδενικής απόκλισης της οπτικής δέσμης. Για την συγκεκριμένη OFDM RoFSO ζεύξη εξάγονται ακριβείς μαθηματικές εκφράσεις κλειστής μορφής, οι οποίες οδηγούν στην εκτίμηση της μετρικής του μέσου BER και της πιθανότητας διακοπής (OP) για την OFDM RoFSO ζεύξη με διαφορική λήψη στο δέκτη. Στη μεριά του δέκτη, τα ταυτοτικά πληροφοριακά σήματα οδηγούνται σε έναν συνδυαστή μέγιστης αναλογίας (MRC). Τέλος, τα παραγόμενα αποτελέσματα που λαμβάνονται από τις εκφράσεις κλειστής-μορφής επαληθεύονται μέσω των αντίστοιχων αριθμητικών προσομοιώσεων με τη μέθοδο Monte Carlo.

10.1 Διαφορική Λήψη στο Δέκτη για OFDM RoFSO Σύστημα

Στην συγκεκριμένη ενότητα μελετάται η μετάδοση OFDM σήματος μέσω του RoFSO συστήματος. Το παρόν RoFSO σύστημα κάνει χρήση διαφορικής λήψης στο δέκτη με χρήση βέλτιστου συνδυαστή (MRC) ώστε να υπερνικηθούν τα φαινόμενα υποβάθμισης της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης. Αξίζει να σημειωθεί ότι για το συγκεκριμένο RoFSO σύστημα με διαφορική λήψη, γίνεται χρήση πολλαπλών πηγών laser όπου κάθε μια από αυτές

αποστέλλει το σήμα πληροφορίας, μέσω στενής οπτικής δέσμης, σε ένα συγκεκριμένο δέκτη της διαφορικής λήψης. Ο σκοπός αυτής της διαμόρφωσης είναι να επιτευχθεί βέλτιστη αξιοποίηση της συλλεγόμενης οπτικής έντασης σε κάθε κλάδο της διαφορικής λήψης. Το υπό θεώρηση σύστημα απεικονίζεται στο Σχ. 10.1.



Σχήμα 10.1. Σχηματικό διάγραμμα της OFDM RoFSO ζεύξης με πολλαπλές πηγές laser και διαφορική λήψη στο δέκτη [J.6].

Κατά αυτό το τρόπο, ένας σύνθετος πομπός, με M πηγές laser, αποστέλλει ταυτόχρονα πολλαπλά αντίγραφα του ίδιου σήματος σε ένα σύνολο M δεκτών. Οι δέκτες βρίσκονται σε αποστάσεις μερικών εκατοστών μεταξύ τους, έτσι ώστε να θεωρούνται ασυσχέτιστοι [94], [117], [118], [120]. Το κανάλι θεωρείται χωρίς μνήμη, στάσιμο και εργοδικό με ανεξάρτητες και ταυτόσημα (i.i.d.) κατανομημένες τυχαίες μεταβλητές κανονικοποιημένης έντασης για κάθε οπτικό δίαυλο. Χρησιμοποιείται διαμόρφωση έντασης με άμεση ανίχνευση (IM/DD) και η πληροφορία κατάστασης καναλιού (CSI) είναι διαθέσιμη τόσο στον πομπό όσο και στον MRC δέκτη [92], [121], [260].

Έχοντας θεωρήσει ότι το σύνολο των M δεκτών είναι ασυσχέτιστοι, και ότι οι πηγές laser έχουν πολύ μικρές γωνίες απόκλισης δέσμης, δημιουργείται ένα σύστημα από M SISO RoFSO ζεύξεις. Η SISO OFDM RoFSO ζεύξη έχει μελετηθεί εκτενώς στις Εν. 8.2.1 και 9.2. Κατά αυτό το τρόπο, ο λόγος ισχύος φέρουσας προς ισχύ θορύβου συν παραμορφώσεων, $CNDR_{n,m}$, για κάθε m -th SISO ζεύξη του συστήματος με διαφορική λήψη, θα είναι ίσος σύμφωνα με την Εξ. (9.4) με:

$$CNDR_{n,m}(I_m) \approx \frac{m_n^2 \rho_m^2 L_{tot,m}^2 P_0^2 I_m^2}{2[(N_{0,m}/T_s)_{AV} + (\sigma_{n,IMD,m}^2)_{AV} + (\sigma_{n,cl,m}^2)_{AV}]} \quad (10.1)$$

Όπου ο δείκτης AV δηλώνει τη μέση τιμή της αντίστοιχης ποσότητας. Η μέση τιμή του $CNDR_{n,m}$ προκύπτει ίση με [103], [107], [108]:

$$CNDR_{n,m,EX} \approx \frac{m_n^2 \rho_m^2 L_{tot,m}^2 P_0^2 (E[I_m])^2}{2[(N_{0,m}/T_s)_{AV} + (\sigma_{n,IMD,m}^2)_{AV} + (\sigma_{n,cl,m}^2)_{AV}]} \quad (10.2)$$

Όπου $E[I_m]$ είναι η ροπή πρώτης τάξης της τυχαίας μεταβλητής I_m . Η τυχαία μεταβλητή I_m της συνολικής στιγμιαίας κανονικοποιημένης έντασης για κάθε δέκτη είναι ίση με το γινόμενο των ανεξάρτητων τυχαίων μεταβλητών της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής $I_{t,m}$ και των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης $I_{p,m}$, δηλ. $I_m = I_{t,m} I_{p,m}$ (Εν. 3.6). Ο AWGN θόρυβος της οπτικής ζεύξης $N_{0,m}$ δίνεται από την Εξ. (8.18), με $I_{0,m} = \rho_m P_0 L_{tot,m} I_m$. Ο όρος $\sigma_{n,IMD,m}^2$ αντιστοιχεί στην ισχύ από τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης IMD3 και δίνεται από την Εξ. (9.1).

Όσον αφορά τον όρο $\sigma_{n,cl,m}^2$, αντιπροσωπεύει την ισχύ θορύβου παραμορφώσεως λόγω του φαινομένου του ψαλιδισμού. Λόγω του μεγάλου PAPR του OFDM σήματος, το φαινόμενο του μη-γραμμικού ψαλιδισμού μπορεί να έχει σημαντική επίδραση όπως έχει αναφερθεί ήδη στα Κεφ. 7, 8 αλλά και στις [298]–[300]. Η διακύμανση του εισαγόμενου θορύβου λόγω ψαλιδισμού δίνεται ως [300]:

$$\sigma_{n,cl,m}^2 = \frac{4\bar{\tau}}{3} \pi^{-3/2} \mu^5 \exp(-1/\mu^2) I_{0,m}^2 \quad (10.3)$$

Όπου $\mu = \sqrt{Nm_n^2}$ και $\bar{\tau}$ αντιστοιχεί στο μέσο χρονικό διάστημα ψαλιδισμού και συνδέεται με το δείκτη ψαλιδισμού γ (ή πιθανότητα εμφάνισης ψαλιδισμού στη διάρκεια ενός συμβόλου) μέσω της σχέσης $\bar{\tau} = \text{erfc}(1/\mu)T_s/2\gamma$.

Στη μεριά του δέκτη θεωρείται η χρήση ενός MRC συνδυαστή. Στην συγκεκριμένη τεχνική διαφορικής λήψης, τα λαμβανόμενα σήματα σταθμίζονται με ένα συντελεστή βάρους G_m , ο οποίος είναι ανάλογος προς την ισχύ του σήματος που λαμβάνεται σε κάθε κλάδο της διαφορικής λήψης [94], [257]. Μετά τη διαδικασία ανίχνευσης, τα λαμβανόμενα σήματα διατάσσονται συμφασικά και αθροίζονται σύμφωνα. Έτσι, η έξοδος του συνδυαστή MRC δίνεται ως [94], [247], [256], [257]:

$$CNDR_{n,MRC}(I) = \sum_{m=1}^M CNDR_{n,m}(I_m) \quad (10.4)$$

10.2 Τυρβώδης Ροή και Σφάλματα Σκόπευσης

Η GG κατανομή θεωρείται ότι μοντελοποιεί τις διακυμάνσεις της λαμβανόμενης οπτικής έντασης μαζί με τα σφάλματα σκόπευσης μη μηδενικής απόκλισης. Η συνδυαστική PDF της τυχαίας μεταβλητής I_m για την ολική κανονικοποιημένη ένταση στην είσοδο κάθε δέκτη του συστήματος με διαφορική λήψη προκύπτει σύμφωνα με την Εξ. (3.21) ως:

$$f_{c,I_m}(I_m) = \frac{a_m b_m \xi_{\text{mod},m}^2}{A_{\text{mod},m} \Gamma(a_m) \Gamma(b_m)} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{a_m b_m I_m}{A_{\text{mod},m}} \left| \begin{matrix} \xi_{\text{mod},m}^2 \\ \xi_{\text{mod},m}^2 - 1, a_m - 1, b_m - 1 \end{matrix} \right. \right) \quad (10.5)$$

Με τις παραμέτρους a_m , b_m , $\xi_{\text{mod},m}$ και $A_{\text{mod},m}$ να δίνονται από τις Εξ. (2.68), (2.85), (5.29) και (5.30), αντίστοιχα.

10.3 BER Εκτίμηση για OFDM RoFSO Ζεύξη με Διαφορική Λήψη

Σε αυτή την παράγραφο, πραγματοποιείται η μαθηματική ανάλυση για την εξαγωγή κλειστών μαθηματικών εκφράσεων για την εκτίμηση του μέσου BER της OFDM RoFSO ζεύξης με διαφορική λήψη στο δέκτη και MRC συνδυαστή. Η εκτίμηση του μέσου BER γίνεται σαν συνάρτηση του $CNDR_{n,MRC}$ στην έξοδο του MRC συνδυαστή σε συνθήκες GG ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με μη-μηδενικής απόκλισης σφάλματα σκόπευσης. Έτσι, ο μέσος BER για κάθε υποφορέα, $P_{b,n,AV}$, της OFDM RoFSO ζεύξης με διαφορική λήψη στο δέκτη υπολογίζεται μέσω του πολλαπλού ολοκληρώματος [121], [256]:

$$P_{b,n,AV} = \int_{\vec{I}} f_{c,\vec{I}}(\vec{I}) P_{b,n,form,MRC}(\vec{I}) d\vec{I} \quad (10.6)$$

Όπου $P_{b,n,form,MRC}$ αντιστοιχεί στην BEP για το σήμα κάθε υποφορέα, όπου σαν σηματοθορυβικός λόγος συμβόλου λαμβάνεται η έξοδος του MRC συνδυαστή της Εξ. (10.4). Το διάνυσμα $\vec{I} = (I_1, I_2, \dots, I_M)$ συμπεριλαμβάνει όλες τις τυχαίες μεταβλητές I_m της έντασης στην είσοδο κάθε δέκτη της διαφορικής λήψης. Για την περίπτωση που κάθε υποφορέας διαμορφώνεται με K -QAM, η BEP σαν συνάρτηση του σηματοθορυβικού λόγου στην έξοδο του MRC συνδυαστή και κωδικοποίηση Gray, είναι ίση με [229], [256]:

$$P_{b,n,K-QAM,MRC}(I_m) \approx \frac{4(1-K^{-1/2})}{\log_2(K)} Q\left(\sqrt{\frac{3}{K-1} \sum_{m=1}^M CNDR_{n,m}(I_m)}\right) \quad (10.7)$$

Ενώ για την περίπτωση όπου κάθε υποφορέας διαμορφώνεται με K -PSK, η BEP είναι ίση με [229]:

$$P_{b,n,K-PSK,MRC}(I_m) \cong \frac{2}{\log_2(K)} Q\left(\sqrt{2\sin^2\left(\frac{\pi}{K}\right) \sum_{m=1}^M CNDR_{n,m}(I_m)}\right) \quad (10.8)$$

Για τον υπολογισμό των ολοκληρωμάτων της Εξ. (10.6), χρησιμοποιείται η ακόλουθη προσέγγιση της Q -συνάρτησης [267]:

$$Q(x) \approx \frac{1}{24} \left[5\exp(-2x^2) + 4\exp\left(-\frac{11x^2}{20}\right) + \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \right] \quad (10.9)$$

Στη συνέχεια αντικαθιστούμε την Εξ. (10.9) στην (10.7) και την παραχθείσα έκφραση στην Εξ. (10.6). Επίσης, λόγω της ανεξαρτησίας των I_m διανυσμάτων, το πολλαπλό ολοκλήρωμα της Εξ. (10.6) μετασχηματίζεται στο ακόλουθο άθροισμα γινομένων μονοδιάστατων ολοκληρωμάτων [266]:

$$\begin{aligned} P_{b,n,K-QAM,AV} \approx & \frac{1-K^{-1/2}}{6\log_2(K)} \left[5 \prod_{m=1}^M \int_0^\infty f_{c,I_m}(I_m) \exp\left(-\frac{6CNDR_{n,m}(I_m)}{K-1}\right) dI_m + \right. \\ & + 4 \prod_{m=1}^M \int_0^\infty f_{c,I_m}(I_m) \exp\left(-\frac{33CNDR_{n,m}(I_m)}{20(K-1)}\right) dI_m + \\ & \left. + \prod_{m=1}^M \int_0^\infty f_{c,I_m}(I_m) \exp\left(-\frac{3CNDR_{n,m}(I_m)}{2(K-1)}\right) dI_m \right] \end{aligned} \quad (10.10)$$

Στη συνέχεια, αντικαθιστώντας την PDF της I_m (δηλ. την Εξ. (10.5)) στην Εξ. (10.10), καταλήγουμε στην [J.6]:

$$\begin{aligned} P_{b,n,K-QAM,AV} \approx & \frac{1-K^{-1/2}}{6\log_2(K)} \left[5 \prod_{m=1}^M \Xi_m(I_m) \int_0^\infty \Omega_m(I_m) \exp\left(\frac{6CNDR_{n,m}(I_m)}{(1-K)}\right) dI_m + \right. \\ & + 4 \prod_{m=1}^M \Xi_m(I_m) \int_0^\infty \Omega_m(I_m) \exp\left(\frac{33CNDR_{n,m}(I_m)}{20(1-K)}\right) dI_m + \\ & \left. + \prod_{m=1}^M \Xi_m(I_m) \int_0^\infty \Omega_m(I_m) \exp\left(\frac{3CNDR_{n,m}(I_m)}{2(1-K)}\right) dI_m \right] \end{aligned} \quad (10.11)$$

$$\text{Όπου } \Xi_m = \frac{a_m b_m \xi_{\text{mod},m}^2}{A_{0,\text{mod},m} \Gamma(a_m) \Gamma(b_m)} \quad \text{και} \quad \Omega_m(I_m) = G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{a_m b_m I_m}{A_{0,\text{mod},m}} \middle| \begin{matrix} \xi_{\text{mod},m}^2 \\ \xi_{\text{mod},m}^2 - 1, a_m - 1, b_m - 1 \end{matrix} \right).$$

Ακολουθως, εκφράζουμε τους εκθετικούς όρους της Εξ. (10.11) με την κατάλληλη Meijer G συνάρτηση και λύνοντας το ολοκλήρωμα της Εξ. (10.11) με την βοήθεια της Εξ. (A.3), καταλήγουμε στην κλειστής μορφής μαθηματική σχέση για την εκτίμηση του μέσου BER. Η παραχθείσα έκφραση οδηγεί στην εκτίμηση του μέσου BER για κάθε έναν από τους N υποφορείς της OFDM RoFSO ζεύξης με διαφορεική λήψη M -δεκτών και MRC συνδυαστή σε συνθήκες GG ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης [J.6]:

$$P_{b,n,K-QAM,AV} \approx \frac{1-K^{-1/2}}{6 \log_2(K)} \left(5\Phi(2,M) + 4\Phi\left(\frac{11}{20},M\right) + \Phi(0.5,M) \right) \quad (10.12)$$

$$\text{Όπου } \Phi(x,M) = \prod_{m=1}^M \Lambda_1(m) \Psi_1(x,m), \quad \Lambda_1(m) = \frac{2^{a_m+b_m-3} \xi_{\text{mod},m}^2}{\Gamma(a_m) \Gamma(b_m) \pi} \quad \text{και}$$

$$\Psi_1(x,m) = G_{6,3}^{1,6} \left(\frac{48x \text{CND}R_{n,m,EX}}{(K-1)(a_m b_m)^2 (1 + \xi_{\text{mod},m}^{-2})^{-2}} \middle| \begin{matrix} \frac{1-\xi_{\text{mod},m}^2}{2}, \frac{2-\xi_{\text{mod},m}^2}{2}, \frac{1-a_m}{2}, \frac{2-a_m}{2}, \frac{1-b_m}{2}, \frac{2-b_m}{2} \\ 0, -\frac{\xi_{\text{mod},m}^2}{2}, \frac{1-\xi_{\text{mod},m}^2}{2} \end{matrix} \right)$$

ενώ η τιμή του $\text{CND}R_{n,m,EX}$ δίνεται από την Εξ. (10.2), με την πρώτης τάξης ροπή της I_m να προκύπτει ίση με $E[I_m] = A_{0,\text{mod},m} (1 + \xi_{\text{mod},m}^{-2})^{-1}$.

Ακολουθως, από την Εξ. (10.12) και θεωρώντας μεγάλο αριθμό υποφορέων [103], ο συνολικός μέσος BER για την K -QAM OFDM RoFSO ζεύξη προκύπτει ίσος με [J.6]:

$$P_{b,K-QAM,AV} \approx \frac{1-K^{-1/2}}{6N \log_2(K)} \sum_{n=0}^{N-1} \left(5\Phi(2,M) + 4\Phi\left(\frac{11}{20},M\right) + \Phi(0.5,M) \right) \quad (10.13)$$

Για την περίπτωση όπου κάθε υποφορέας διαμορφώνεται με K -PSK, αντικαθιστούμε την Εξ. (10.8) στην Εξ. (10.6) με ταυτόχρονη χρήση της Εξ. (10.9). Ακολουθώντας όμοια διαδικασία με αυτή που παρουσιάστηκε στις Εξ. (10.10) και Εξ. (10.11), καταλήγουμε στην ακόλουθη κλειστής μορφής μαθηματική σχέση για την εκτίμηση του μέσου BER μιας K -PSK OFDM RoFSO ζεύξης με διαφορεική λήψη και MRC συνδυαστή σε συνθήκες GG ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με γενικευμένα σφάλματα σκόπευσης και ύπαρξη μη-μηδενικής απόκλισης [C.6]:

$$P_{b,n,K-PSK,AV} \approx \frac{1}{12 \log_2(K)} \left(5\Omega(2, M) + 4\Omega\left(\frac{11}{20}, M\right) + \Omega(0.5, M) \right) \quad (10.14)$$

Όπου $\Omega(x, M) = \prod_{m=1}^M \Lambda_1(m) \Psi_2(x, m)$ και

$$\Psi_2(x, m) = G_{6,3}^{1,6} \left(\frac{32x \sin^2(\pi/K) CNDR_{n,m,EX}}{(a_m b_m)^2 (1 + \xi_{\text{mod},m}^{-2})^2} \middle| \begin{matrix} \frac{1 - \xi_{\text{mod},m}^2}{2}, \frac{2 - \xi_{\text{mod},m}^2}{2}, \frac{1 - a_m}{2}, \frac{2 - a_m}{2}, \frac{1 - b_m}{2}, \frac{2 - b_m}{2} \\ 0, -\frac{\xi_{\text{mod},m}^2}{2}, \frac{1 - \xi_{\text{mod},m}^2}{2} \end{matrix} \right)$$

. Ο συνολικός μέσος BER για την K -PSK OFDM RoFSO ζεύξη προκύπτει αντίστοιχα ίσος με [C.6]:

$$P_{b,K-PSK,AV} \approx \frac{1}{12N \log_2(K)} \sum_{n=0}^{N-1} \left(5\Omega(2, M) + 4\Omega\left(\frac{11}{20}, M\right) + \Omega(0.5, M) \right) \quad (10.15).$$

10.4 Πιθανότητα Διακοπής της RoFSO Ζεύξης με Διαφορική Λήψη

Η πιθανότητα διακοπής (outage probability, OP) είναι μια πολύ σημαντική μετρική όσον αφορά τη διαθεσιμότητα ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Αναπαριστά την πιθανότητα (P) ο λαμβανόμενος $CNDR_{n,m}(I_m)$ να λάβει τιμές κάτω από μια τιμή κατωφλίου $CNDR_{n,m,th}$ που συνδέεται με την ευαισθησία κάθε δέκτη ή μια προκαθορισμένη τιμή $CNDR_{n,m}$ κάτω από την οποία η ποιότητα επικοινωνίας υποβαθμίζεται σημαντικά. Έτσι, η OP για τον n_{th} υποφορέα, σε έναν συγκεκριμένο m_{th} κλάδο της διαφορικής λήψης (δηλ. για κάθε μια SISO ζεύξη ξεχωριστά) ορίζεται ως [7]:

$$P_{out,n,m} = P(CNDR_{n,m}(I_m) < CNDR_{n,m,th}) = P(I_m < I_{m,th}) = \int_0^{I_{m,th}} f_{c,I_m}(I_m) dI_m \quad (10.16)$$

Όπου $I_{m,th} = E[I_m] \sqrt{\frac{CNDR_{n,m,th}}{CNDR_{n,m,EX}}}$. Στη συνέχεια, αντικαθιστούμε την Εξ. (10.5) στην

Εξ. (10.16) και λύνοντας το ολοκλήρωμα που προκύπτει ($F_{I_m}(I_{m,th}) = \int_0^{I_{m,th}} f_{c,I_m}(I_m) dI_m$),

εξάγουμε την CDF της τυχαίας μεταβλητής I_m που αξιολογείται στην τιμή $I_{m,th}$. Η κλειστή έκφραση που εξάγεται αφορά την πιθανότητα διακοπής (OP) για το σήμα

του n_{th} υποφορέα σε έναν m_{th} κλάδο με επίδραση GG ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής μετατόπισης και είναι ίση με [J.6]:

$$P_{out,n,m} = \frac{\xi_{mod,m}^2}{\Gamma(a_m)\Gamma(b_m)} G_{2,4}^{3,1} \left(\frac{a_m b_m}{1 + \xi_{mod,m}^{-2}} \sqrt{\frac{CND R_{n,m,th}}{CND R_{n,m,EX}}} \middle| \begin{matrix} 1, \xi_{mod,m}^2 + 1 \\ \xi_{mod,m}^2, a_m, b_m, 0 \end{matrix} \right) \quad (10.17)$$

Υπό την θεώρηση ότι υπάρχει στατιστική ανεξαρτησία για την πιθανότητα διακοπής για κάθε μια από τις M ζεύξεις, η συνολική OP για τον n_{th} OFDM υποφορέα του συστήματος με διαφορική λήψη, δίνεται σαν το γινόμενο της πιθανότητας

διακοπής του n_{th} υποφορέα για κάθε μεμονωμένη RoFSO ζεύξη, δηλ. $P_{out,n} = \prod_{m=1}^M P_{out,n,m}$

[113]. Έτσι, κάνοντας χρήση της Εξ. (10.17) καταλήγουμε στην ακόλουθη έκφραση [J.6]:

$$P_{out,n} = \prod_{m=1}^M \frac{\xi_{mod,m}^2}{\Gamma(a_m)\Gamma(b_m)} G_{2,4}^{3,1} \left(\frac{a_m b_m}{1 + \xi_{mod,m}^{-2}} \sqrt{\frac{CND R_{n,m,th}}{CND R_{n,m,EX}}} \middle| \begin{matrix} 1, \xi_{mod,m}^2 + 1 \\ \xi_{mod,m}^2, a_m, b_m, 0 \end{matrix} \right) \quad (10.18)$$

Για την περίπτωση όπου ο αριθμός N των υποφορέων του OFDM είναι μεγάλος, η συνολική OP για όλο το σύνολο των OFDM υποφορέων της RoFSO ζεύξης με διαφορική λήψη προκύπτει ως [J.6]:

$$P_{out} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\prod_{m=1}^M \frac{\xi_{mod,m}^2}{\Gamma(a_m)\Gamma(b_m)} G_{2,4}^{3,1} \left(\frac{a_m b_m}{1 + \xi_{mod,m}^{-2}} \sqrt{\frac{CND R_{n,m,th}}{CND R_{n,m,EX}}} \middle| \begin{matrix} 1, \xi_{mod,m}^2 + 1 \\ \xi_{mod,m}^2, a_m, b_m, 0 \end{matrix} \right) \right] \quad (10.19)$$

Υπό την επίδραση GG ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με γενικευμένα σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης.

10.5 Αριθμητικά Αποτελέσματα

Σε αυτή την ενότητα, παρουσιάζονται αριθμητικά αποτελέσματα για τις επιδόσεις του μέσου BER και της πιθανότητας διακοπής (OP) με χρήση των εξαγόμενων μαθηματικών εκφράσεων των Εξ. (10.13), (10.15) και (10.19). Το μήκος κάθε ζεύξης της διαφορικής λήψης επιλέγεται ίσο με $L_{S,m} = 3$ km. Η ακτίνα του ανοίγματος του φακού κάθε δέκτη είναι ίση με $R_m = 5$ cm και το μήκος κύματος λειτουργίας καθορίζεται στα $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$. Εφόσον οι προαναφερθείσες παράμετροι είναι ίσες για κάθε μεμονωμένη ζεύξη, οι παράμετροι a_m και b_m της GG κατανομής μπορούν να θεωρηθούν ίσες μεταξύ τους, δηλ. $a_1 = a_2 = \dots = a_m$ και $b_1 = b_2 = \dots = b_m$. Η ίδια θεώρηση

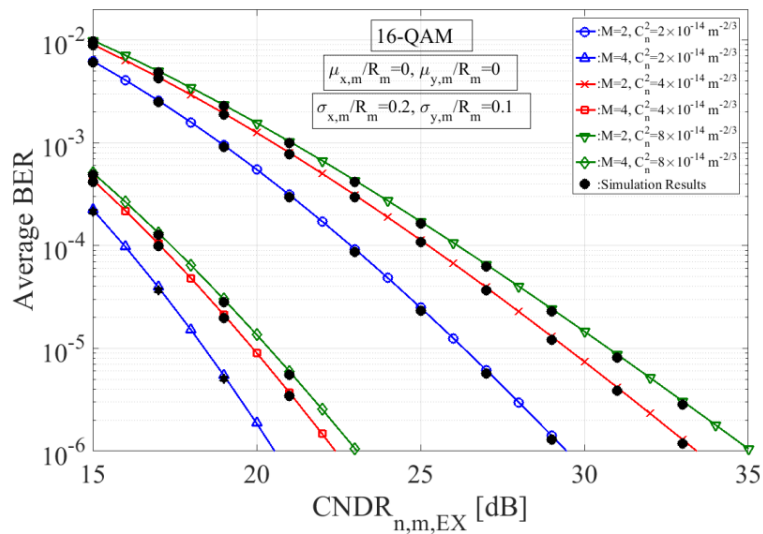
μπορεί να εφαρμοστεί και για τις παραμέτρους των σφαλμάτων σκόπευσης. Επιπρόσθετα, η παράμετρος C_n^2 επιλέγεται ίση με $2 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$, $4 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ και $8 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ για μέτριες έως και ισχυρές επιδράσεις του φαινομένου της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής.

Ερευνώνται δύο περιπτώσεις για την επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης. Στην πρώτη περίπτωση, θεωρούμαι ασθενείς επιδράσεις και οι τιμές που επιλέγονται για την κανονικοποιημένη τυπική απόκλιση της ακτινικής μετατόπισης, στους x , y άξονες στο επίπεδο κάθε δέκτη, είναι ίσες με $\sigma_{x,m}/R_m=0.2$ και $\sigma_{y,m}/R_m=0.1$ μαζί με μηδενική απόκλιση του κέντρου της οπτικής δέσμης από το κέντρο του δέκτη δηλ. $\mu_{x,m}/R_m=0$ και $\mu_{y,m}/R_m=0$. Για την δεύτερη περίπτωση, θεωρούμαι ενισχυμένη επίδραση για τα σφάλματα σκόπευσης, με τις ακόλουθες τιμές $\sigma_{x,m}/R_m=0.5$, $\sigma_{y,m}/R_m=0.2$ και μη-μηδενική απόκλιση με τιμές $\mu_{x,m}/R_m=0.2$, $\mu_{y,m}/R_m=0.2$. Επίσης, η ακτίνα της οπτικής Gaussian δέσμης στον εκπομπό είναι ίση με $W_{0,m}=4 \text{ cm}$.

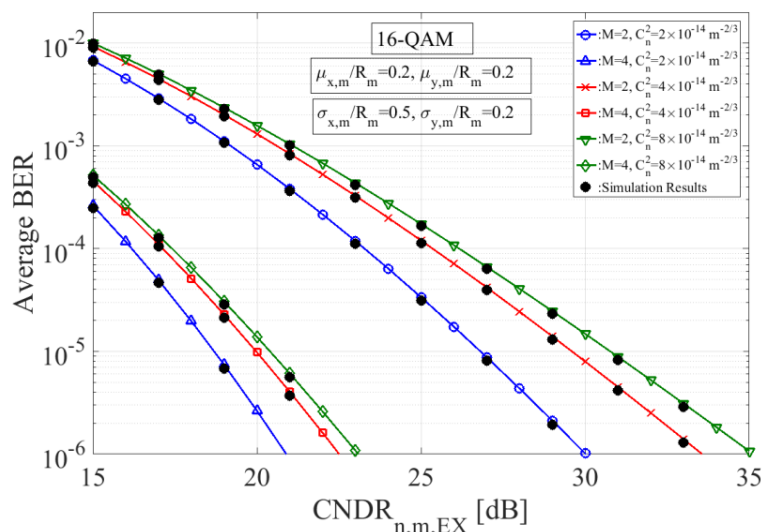
Όπως γίνεται φανερό από τα παραγόμενα αριθμητικά αποτελέσματα, το OFDM RoFSO σύστημα με διαφορική λήψη στο δέκτη επιτυγχάνει επαρκώς υψηλά επίπεδα απόδοσης με χρήση δύο ή και τεσσάρων δεκτών, αντίστοιχα. Η τιμή του μέσου BER φτάνει στα 10^{-6} για την περίπτωση του 16-QAM (Σχ. 10.2^{α,β}) όταν $C_n^2=2 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ για τιμές του $CNDR_{n,m,EX}=30 \text{ dB}$ με χρήση $M=2$ δεκτών, ενώ με χρήση $M=4$ δεκτών ο ίδιος μέσος BER επιτυγχάνεται σε τιμές του $CNDR_{n,m,EX}$ κάτω από 25 dB. Επίσης, από τα Σχ. 10.2^{α,β}, γίνεται αντιληπτό ότι η επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης υπερνικείται με τη χρήση διαφορικής λήψης. Οι πιο δυσμενείς συνθήκες παρουσιάζονται στο Σχ. 10.2^β, όταν η C_n^2 είναι ίση με $8 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ με ενισχυμένες διακυμάνσεις λόγω των σφαλμάτων σκόπευσης και σταθερή απόκλιση της οπτικής δέσμης. Σε αυτή τη περίπτωση, ο μέσος BER λαμβάνει τιμές στα 10^{-6} όταν $CNDR_{n,m,EX}=35 \text{ dB}$ με $M=2$ δέκτες, ενώ η ίδια τιμή για τον μέσο BER επιτυγχάνεται κάτω από τα 25 dB όταν $M=4$ δέκτες χρησιμοποιούνται.

Στη συνέχεια, στα Σχ. 10.3^{α,β}, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του μέσου BER για την περίπτωση του 64-QAM OFDM. Ένας μέσος BER στα 10^{-6} όταν $C_n^2=2 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ επιτυγχάνεται για τιμές του $CNDR_{n,m,EX}=35 \text{ dB}$ με χρήση $M=2$ δεκτών και στα 26 dB όταν $M=4$ δέκτες χρησιμοποιούνται. Όταν η επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης αυξάνεται (Σχ. 10.3^β), ο μέσος BER παραμένει σχετικά αμετάβλητος. Θεωρώντας πάλι τη χειρότερη περίπτωση με $C_n^2=8 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ και ενισχυμένα σφάλματα σκόπευσης με μη-μηδενική μετατόπιση της οπτικής δέσμης, ο μέσος BER λαμβάνει τιμές στα 10^{-6} όταν $CNDR_{n,m,EX}=40 \text{ dB}$ και $M=2$. Στην προαναφερθείσα

δυσμενή περίπτωση, όταν χρησιμοποιούνται $M=4$ δέκτες, ένας 10^{-6} μέσος BER επιτυγχάνεται στα 29 dB.

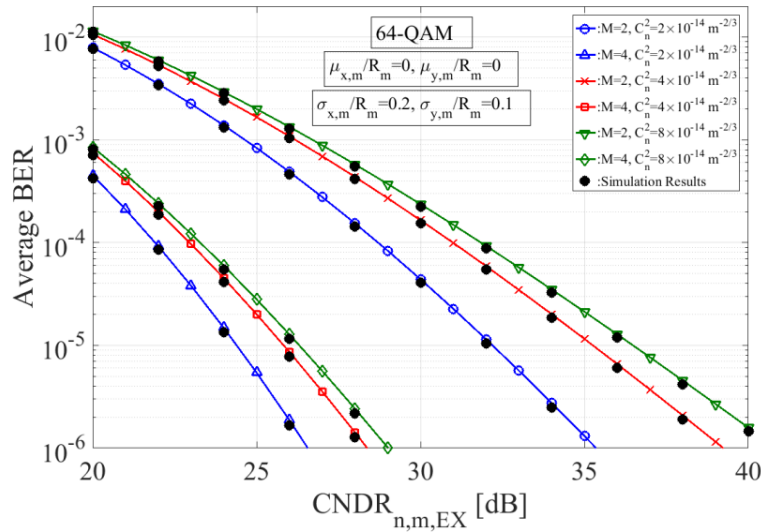


(α)

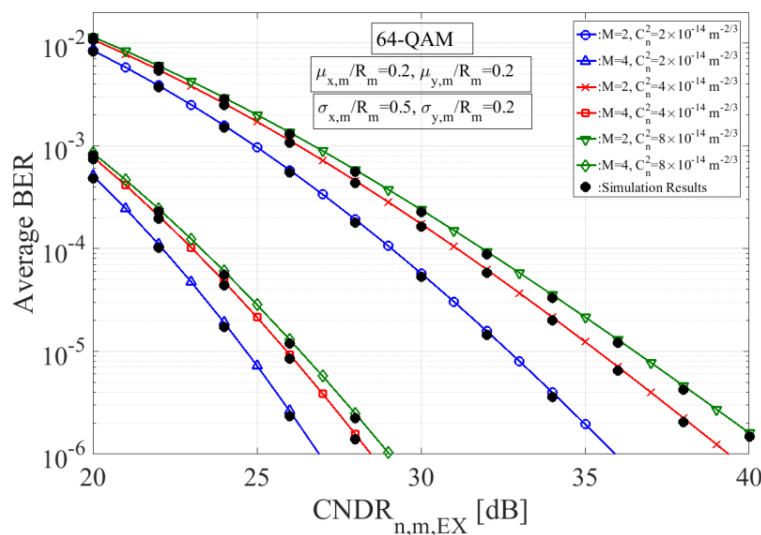


(β)

Σχήμα 10.2. Ο μέσος BER για OFDM 16-QAM RoFSO ζεύξη με διαφορεική λήψη στο δέκτη σαν συνάρτηση του $CNDR_{n,m,EX}$ ανά κλάδο διαφορετικής λήψης για διάφορες συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με α) ασθενή επίδραση από σφάλματα σκόπευσης και μηδενική απόκλιση της οπτικής δέσμης και β) με ενισχυμένη επίδραση από σφάλματα σκόπευσης και μη-μηδενική απόκλιση της οπτικής δέσμης [J.6].



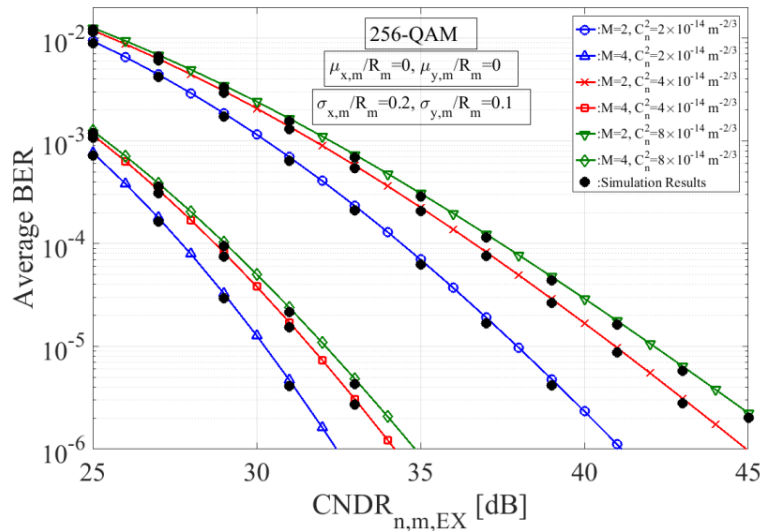
(α)



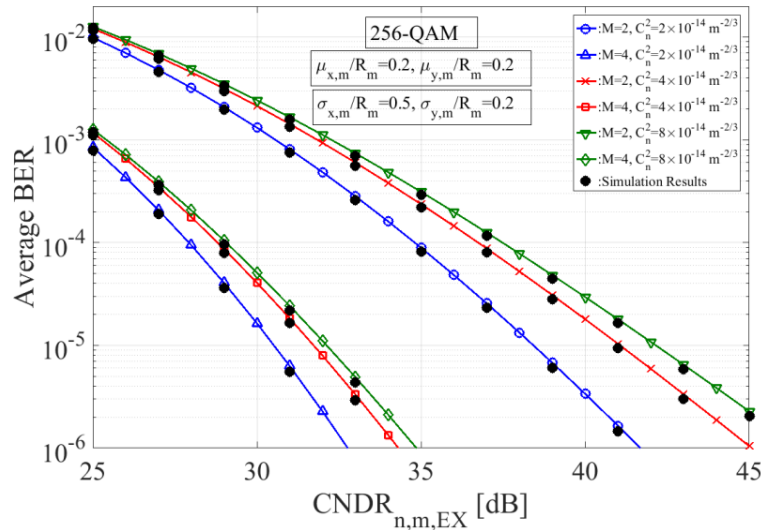
(β)

Σχήμα 10.3. Ο μέσος BER για OFDM 64-QAM RoFSO ζεύξη με διαφορετική λήψη στο δέκτη σαν συνάρτηση του $CNDR_{n,m,EX}$ ανά κλάδο διαφορετικής λήψης για διάφορες συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με α) ασθενή επίδραση από σφάλματα σκόπευσης και μηδενική απόκλιση της οπτικής δέσμης και β) με ενισχυμένη επίδραση από σφάλματα σκόπευσης και μη-μηδενική απόκλιση της οπτικής δέσμης [J.6].

Τα αποτελέσματα που αφορούν τον μέσο BER όταν χρησιμοποιείται 256-QAM διαμόρφωση, για κάθε υποφορέα, παρουσιάζονται στα Σχ. 10.4^{α,β}. Γίνεται φανερό ότι η διαμόρφωση 256-QAM μπορεί να χρησιμοποιηθεί αρκετά αποδοτικά για ένα εύρος τιμών του $CNDR_{n,m,EX}$ μεταξύ 40-45 dB όταν $M=2$ δέκτες χρησιμοποιούνται λαμβάνοντας τιμές μέσου BER στα 1×10^{-6} . Επίσης, για την περίπτωση με $M=4$ δέκτες ο ίδιος μέσος BER στόχος επιτυγχάνεται σε ένα εύρος τιμών του $CNDR_{n,m,EX}$ μεταξύ 30 με 35 dB.



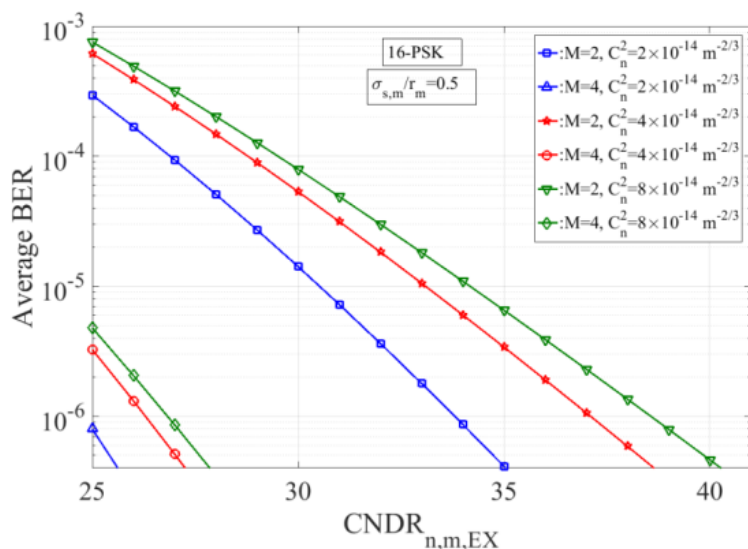
(α)



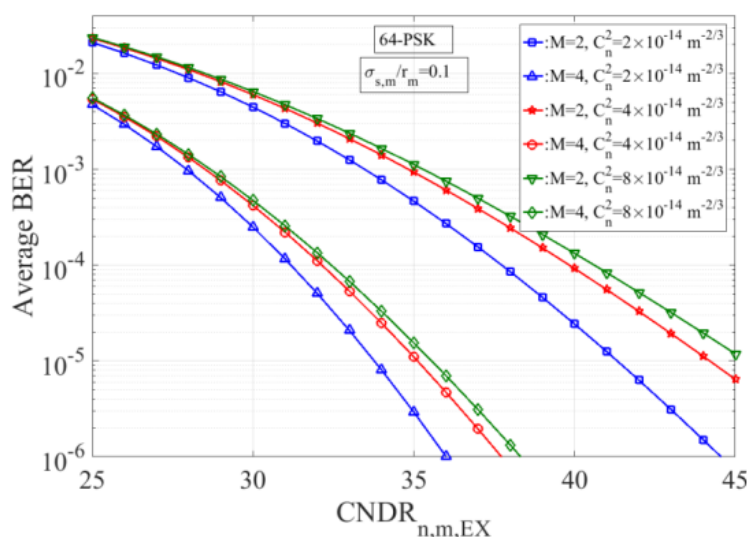
(β)

Σχήμα 10.4. Ο μέσος BER για OFDM 256-QAM RoFSO ζεύξη με διαφορική λήψη στο δέκτη σαν συνάρτηση του $CNDR_{n,m,EX}$ ανά κλάδο διαφορικής λήψης για διάφορες συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με α) ασθενή επίδραση από σφάλματα σκόπευσης και μηδενική απόκλιση της οπτικής δέσμης και β) με ενισχυμένη επίδραση από σφάλματα σκόπευσης και μη-μηδενική απόκλιση της οπτικής δέσμης [J.6].

Όσον αφορά την περίπτωση του K -PSK OFDM RoFSO συστήματος με διαφορική λήψη στο δέκτη, τα τελικά αποτελέσματα απεικονίζονται στα Σχ. 10.5^{α,β}. Παρουσιάζεται η περίπτωση του 16-PSK με ενισχυμένη επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης με $\sigma_{s,m}/R_m = 0.5$ και στο Σχ. 10.5^β παρουσιάζεται η περίπτωση του 64-PSK OFDM με επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης ίση με $\sigma_{s,m}/R_m = 0.1$.



(α)

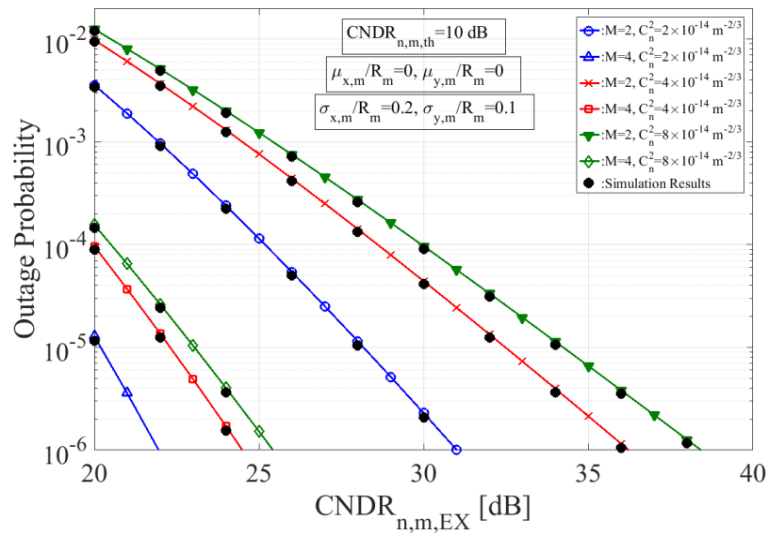


(β)

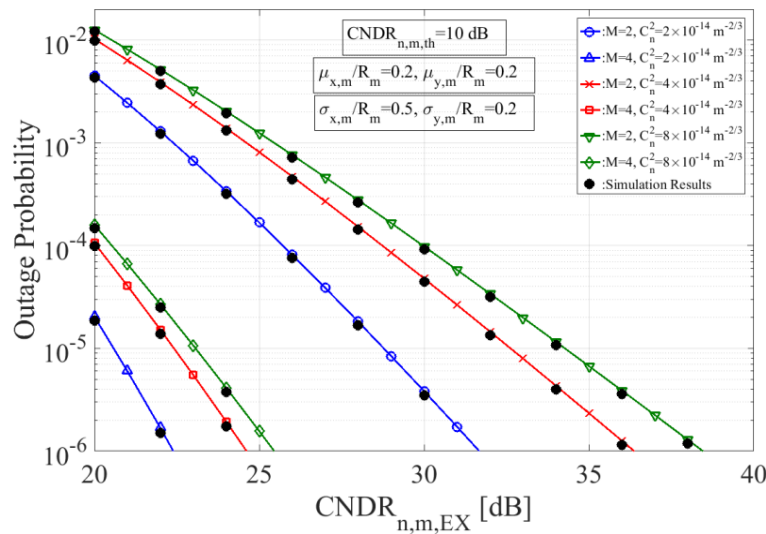
Σχήμα 10.5. Ο μέσος BER για OFDM RoFSO ζεύξη με διαφορετική λήψη στο δέκτη σαν συνάρτηση του $CNDR_{n,m,EX}$ ανά κλάδο διαφορετικής λήψης για διάφορες συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με: α) 16-PSK με $\sigma_{s,m}/R_m=0.5$ και β) 64-PSK με $\sigma_{s,m}/R_m=0.1$ [C.6].

Τελικώς, στα Σχ. 10.6^{α,β}, απεικονίζονται τα αποτελέσματα για την πιθανότητα διακοπής. Στην πρώτη περίπτωση θεωρούμαι ασθενή επίδραση για τα σφάλματα σκόπευσης, μηδενική μετατόπιση της οπτικής δέσμης με τις συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής να κυμαίνονται από μέτριες έως και ισχυρές. Η διαθεσιμότητα της RoFSO ζεύξης με διαφορετική λήψη αυξάνεται σημαντικά. Συγκεκριμένα, στο Σχ. 10.6^α, όπου η τιμή κατωφλίου για κάθε δέκτη θεωρείται στα $CNDR_{n,m,th}=10$ dB, η OP λαμβάνει τιμή στα 10^{-6} όταν $C_n^2=2 \times 10^{-14} m^{-2/3}$ και τον $CNDR_{n,m,EX}=31$ dB με $M=2$ δέκτες. Όταν $M=4$ δέκτες χρησιμοποιούνται, η OP λαμβάνει αυτή τη τιμή όταν ο $CNDR_{n,m,EX}=26$ dB σε όλες τις προαναφερθείσες συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους

ροής. Αξίζει να σημειωθεί ότι στις ισχυρές συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με ενισχυμένη επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης (Σχ. 10.6^β), η τιμή της OP στα 10^{-6} επιτυγχάνεται για $M=2$ δέκτες όταν $CNDR_{n,m,EX}=38$ dB και η ίδια τιμή για την OP λαμβάνεται όταν $CNDR_{n,m,EX}=25$ dB με χρήση $M=4$ δεκτών.



(α)



(β)

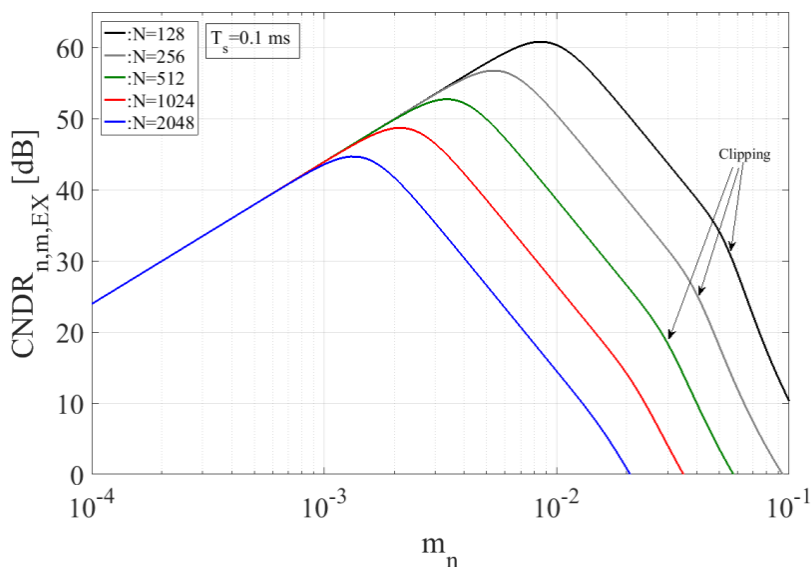
Σχήμα 10.6. Η πιθανότητα διακοπής για OFDM RoFSO ζεύξη με διαφορεική λήψη στο δέκτη και τιμή κατωφλίου για κάθε δέκτη ίση με $CNDR_{n,m,th}=10$ dB σαν συνάρτηση του $CNDR_{n,m,EX}$ ανά κλάδο διαφορετικής λήψης για διάφορες συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με α) ασθενή επίδραση από σφάλματα σκόπευσης και μηδενική απόκλιση της οπτικής δέσμης και β) με ενισχυμένη επίδραση από σφάλματα σκόπευσης και μη-μηδενική απόκλιση της οπτικής δέσμης από την ευθυγραμμισμένη θέση [J.6].

Στη συνέχεια, παρουσιάζονται μερικά ενδεικτικά αποτελέσματα για τον $CNDR_{n,m,EX}$ για τιμές παραμέτρων που φαίνονται στο Πίνακα 10.1. Η αξιολόγηση του $CNDR_{n,m,EX}$

γίνεται βάσει του αριθμού N των υποφορέων του OFDM σαν συνάρτηση του OMI ανά υποφορέα όπως απεικονίζεται στο Σχ. 10.7. Γίνεται φανερή η επίδραση των IMD προϊόντων με την αύξηση του αριθμού των υποφορέων καθώς και η επίδραση του φαινομένου του ψαλιδισμού για μεγάλες τιμές του OMI.

Παράμετρος	Τιμή
N αριθμός υποφορέων	128, 256, 512, 1024, 2048
P_0	20 dBm
L_{tot}	-20 dB
T_s	0.1 ms
ρ_m	0.8 A/W
$D_m=2R_m$	10 cm
λ	1.55 μm
T	300 K
R_L	50 Ω
F	2.5
RIN	-155 dB/Hz
a_3	9×10^{-4}
γ	0.0049
$\zeta_{mod,m}$	9
$W_{z,m}/R_m$	2

Πίνακας 10.1. Παράμετροι για την αξιολόγηση του $CNDR_{n,m,EX}$ της OFDM RoFSO ζεύξης.



Σχήμα 10.7. Ο $CNDR_{n,m,EX}$ σαν συνάρτηση του OMI m_n ανά υποφορέα για διάφορες τιμές N του αριθμού των υποφορέων του OFDM με $T_s=0.1$ ms.

10.6 Συμπεράσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο, ερευνήθηκε μια OFDM RoFSO ζεύξη με διαφορεική λήψη στο δέκτη επηρεαζόμενη από GG ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή με σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης. Για την υλοποίηση του συγκεκριμένου συστήματος χρησιμοποιούνται πολλαπλές πηγές laser, όπου κάθε μια από αυτές αποστέλλει το ίδιο σήμα πληροφορίας σε έναν συγκεκριμένο δέκτη της διαφορεικής λήψης. Σκοπός αυτού του συστήματος είναι η βέλτιστη αξιοποίηση της οπτικής έντασης σε κάθε κλάδο της διαφορεικής λήψης μέσω στενών οπτικών δεσμών. Η απόδοση αυτού του συστήματος μελετάται μέσω της εκτίμησης του μέσου BER και της πιθανότητας διακοπής (OP). Ακριβείς μαθηματικές εκφράσεις σε κλειστή μορφή εξάγονται για αυτές τις μετρικές συμπεριλαμβάνοντας το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής που μοντελοποιείται μέσω της GG κατανομής και των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης. Όπως γίνεται αντιληπτό από τα παραγόμενα αριθμητικά αποτελέσματα, η αξιοπιστία και η διαθεσιμότητα της OFDM RoFSO ζεύξης με διαφορεική λήψη ενισχύεται σημαντικά. Για τιμές του $CNDR_{n,m,EX}$ από 25-40 dB και χρήση $M=4$ πομποδεκτών, η μετρική του μέσου BER και της πιθανότητας διακοπής μπορεί να λάβει τιμές κοντά στην 10^{-6} σχεδόν για όλες τις τιμές των αστερισμών του QAM και του PSK. Επίσης αυτές οι τιμές του $CNDR_{n,m,EX}$ επιτυγχάνονται και με χρήση αρκετά μεγάλου αριθμού υποφορέων όπως απεικονίζεται στο Σχ. 10.7. Έτσι, ακόμα και στις πιο ακραίες συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με τιμές της παραμέτρου δομής του δείκτη διάθλασης ίσες με $C_n^2=8 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ και ενισχυμένες διακυμάνσεις λόγω σφαλμάτων σκόπευσης με ύπαρξη μη-μηδενικής απόκλισης, η συγκεκριμένη OFDM RoFSO ζεύξη με διαφορεική λήψη και πολλαπλές πηγές laser πληρεί όλες τις προϋποθέσεις αξιοπιστίας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 11

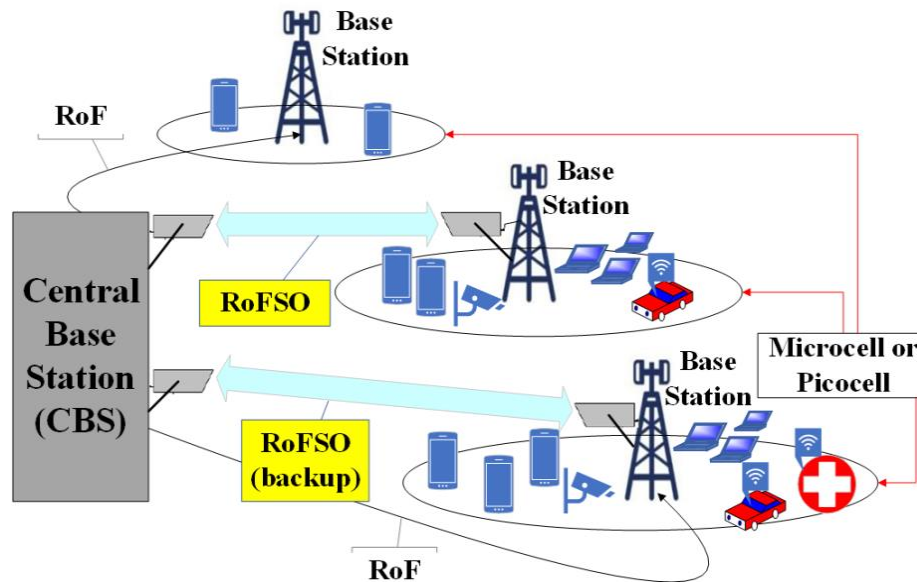
CDMA RoFSO ΖΕΥΞΕΙΣ ΜΕ \mathcal{M} -(MALAGA) ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΗ ΤΥΡΒΩΔΗ ΡΟΗ ΚΑΙ ΣΦΑΛΜΑΤΑ ΣΚΟΠΕΥΣΗΣ ΜΗ-ΜΗΔΕΝΙΚΗΣ ΑΠΟΚΛΙΣΗΣ

Τα RoFSO συστήματα αποτελούν μια πολύ ελκυστική επιλογή για την διασύνδεση κεντρικών σταθμών βάσης (CBSs) με μεμακρυσμένες μονάδες κεραιών (RAUs). Παρόλα αυτά, η διάδοση του οπτικού σήματος διαμέσου της ατμόσφαιρας επηρεάζεται σημαντικά από επαγόμενες διαλείψεις λόγω της ατμοσφαιρικής τύρβης και των σφαλμάτων σκόπευσης της οπτικής δέσμης. Στο παρόν κεφάλαιο, ερευνάται η μετάδοση σήματος πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση κώδικα (CDMA) μέσω FSO ζεύξης. Οι διακυμάνσεις της οπτικής έντασης λόγω της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής μοντελοποιούνται με την $M(alaga)$ κατανομή, η οποία αποτελεί ένα ενοποιητικό μοντέλο ενσωματώνοντας όλα τα γνωστά μοντέλα κατανομών που έχουν προταθεί στο ερευνητικό πεδίο των FSO. Επιπροσθέτως, χρησιμοποιείται η μοντελοποίηση των σφαλμάτων σκόπευσης με μη-μηδενική απόκλιση του κέντρου της οπτικής δέσμης, που προκύπτει από μια προσέγγιση της κατανομής Beckmann. Καινοτόμες μαθηματικές εκφράσεις εξάγονται για την εκτίμηση του μέσου BER (average BER) και της πιθανότητας διακοπής (outage probability, OP) για την εμπρόσθια και την αντίστροφη ζεύξη για πρώτη φορά στην τεχνική βιβλιογραφία για το κομμάτι της ασύρματης οπτικής μετάδοσης. Επίσης, κατάλληλα αριθμητικά αποτελέσματα απεικονίζονται για διάφορες συνθήκες επίδρασης της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής μετατόπισης που συνοδεύονται με τα αντίστοιχα επιβεβαιωτικά αποτελέσματα.

11.1 Εισαγωγή

Τα RoF συστήματα θεωρούνται ως μια εξέχουσα λύση για την μετάδοση σημάτων ραδιοσυχνότητας (RF) από CBSs προς RAUs στην micro/pico-κυψελωτή αρχιτεκτονική. Παρόλα αυτά, στην περίπτωση που η εγκατάσταση καλωδίων οπτικών ινών απαιτεί υψηλές δαπάνες και ειδικές άδειες, ιδίως στις αστικές περιοχές, η

RoFSO τεχνολογία μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν μια εφικτή και εναλλακτική επιλογή όπως απεικονίζεται και στο Σχ. 11.1, με μια πιθανή ανάπτυξη αυτών των τεχνολογιών στα κυψελωτά δίκτυα 5G [J.3].



Σχήμα 11.1. Μια πιθανή ανάπτυξη των RoFSO τεχνολογιών στην 5G κυψελωτή αρχιτεκτονική [J.3].

Η τεχνική πολλαπλής πρόσβασης με CDMA βασίζεται στην τεχνική εξάπλωσης φάσματος, όπου πολλαπλοί χρήστες μοιράζονται το διαθέσιμο επικοινωνιακό κανάλι ταυτόχρονα και στο ίδιο εύρος ζώνης. Τα κυψελωτά πρότυπα επικοινωνίας όπως το IS-95 (Interim Standard 95), IS-2000, και το UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) βασίζονται στην CDMA διαμόρφωση [347]. Επίσης, WLAN υπηρεσίες όπως η IEEE 802.11b χρησιμοποιούν τη τεχνική CDMA [348], [349]. Αξίζει να σημειωθεί ότι τα CDMA σήματα απαιτούν μικρότερο δυναμικό εύρος για τη μετάδοσή τους συγκριτικά με τα σήματα OFDM, καθιστώντας τα κατάλληλα για μετάδοση μέσω RoF και RoFSO ζεύξεων [36]. Παρόλα αυτά, η παρεμβολή λόγω πολλαπλής πρόσβασης (multiple access interference, MAI) μειώνει την απόδοση των CDMA συστημάτων [347], [350]. Επίσης, η μετάδοση του οπτικού σήματος διαμέσου της ατμόσφαιρας επηρεάζεται σημαντικά από την ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή και τα σφάλματα σκόπευσης [51], [70].

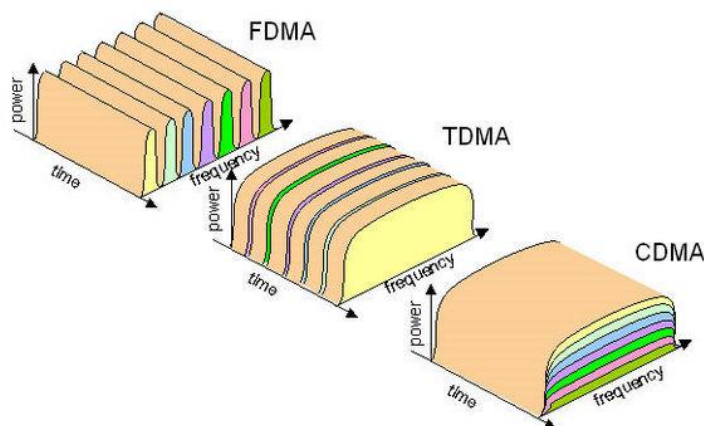
Διάφορες προσπάθειες έχουν υλοποιηθεί για την εφαρμογή των RoFSO συστημάτων για μετάδοση RF σημάτων και ιδίως των CDMA. Στην [351], μελετάται μια SCM RoFSO ζεύξη βασισμένη σε CDMA όπου ο μέσος BER αξιολογείται σε κανάλια διαλείψεων που μοντελοποιούνται από την GG κατανομή. Στην [352],

γίνεται εκτίμηση της πιθανότητας διακοπής (OP) για CDMA μετάδοση σε FSO ζεύξεις με χρήση τεχνικής μετριασμού των διαλείψεων μέσω του παράγοντα ανοίγματος δέκτη κατά μέσο όρο (Εξ. (2.58)) σε Lognormal μοντελοποιημένη ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή. Στην [352], μια CDMA RoFSO ζεύξη μελετάται θεωρητικά και πειραματικά υποδεικνύοντας αποδεκτά επίπεδα επιδόσεων σε ποικίλες συνθήκες ατμοσφαιρικής τύρβης. Παρόλα αυτά, οι άνωθεν έρευνες περιορίζουν τη μελέτη της οπτικής μετάδοσης μόνο στην αντίστροφη ζεύξη (reverse link or uplink) των CDMA [36], [348].

Στην παρούσα ενότητα, ερευνάται μια CDMA RoFSO ζεύξη από σημείο-σε-σημείο (PtP) και στις δύο κατευθύνσεις της εμπρόσθιας και της αντίστροφης ζεύξης. Για την μελέτη της επίδρασης της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής στην RoFSO ζεύξη επιλέγεται το στατιστικό μοντέλο της $M(alaga)$ κατανομής που έχει το επιπρόσθετο σημαντικό χαρακτηριστικό ότι ενοποιεί όλα τα γνωστά στατιστικά μοντέλα που έχουν προταθεί στα πλαίσια των FSO (βλέπε Πίνακα 2.5). Θεωρείται επίσης και η επίδραση της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με μοντελοποίηση μέσω της Gamma κατανομής για ασθενείς έως μέτριες διακυμάνσεις της οπτικής έντασης. Μαζί με την ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή μελετάται και η επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης με μη-μηδενική απόκλιση της οπτικής δέσμης. Καινοτόμες μαθηματικές εκφράσεις εξάγονται σε κλειστή μορφή για την εκτίμηση του μέσου BER και της OP για την PtP ζεύξη.

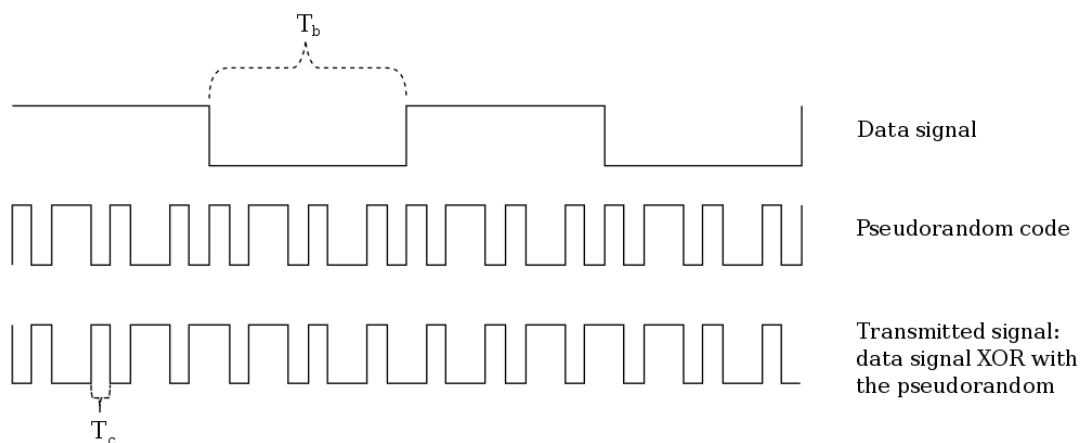
11.2 Πολλαπλή Πρόσβαση με Διαίρεση Κώδικα (CDMA)

Η CDMA τεχνική πολλαπλής πρόσβασης είναι πολύ δημοφιλής και βασίζεται στην τεχνική απευθείας ακολουθίας εξάπλωσης φάσματος (direct sequence spread spectrum, DS-SS). Κατά την CDMA διαμόρφωση, σήματα από πολλαπλούς χρήστες μεταδίδονται ταυτόχρονα και στο ίδιο εύρος συχνοτήτων, όπου σε κάθε έναν από αυτούς εκχωρείται μια μοναδική κωδική ακολουθία (code sequence), με τα σήματά τους να καταλαμβάνουν όλο το διαθέσιμο εύρος ζώνης [353], [354].



Σχήμα 11.2. Τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης FDMA, TDMA και CDMA ως προς τους διαθέσιμους πόρους της συχνότητας και του χρόνου [355].

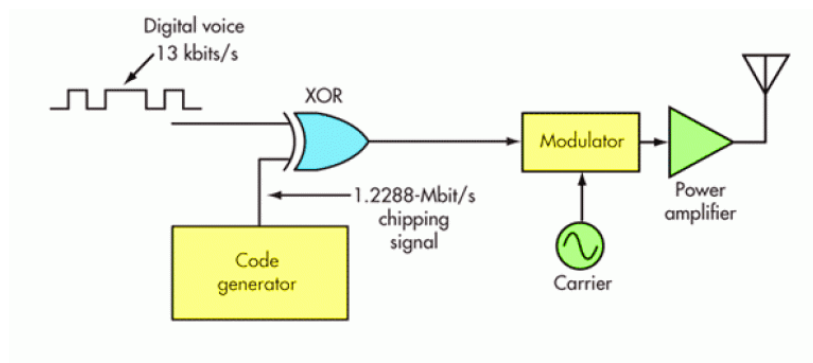
Τα κύρια χαρακτηριστικά, ως προς τους διαθέσιμους πόρους της συχνότητας και του χρόνου, της CDMA και άλλων τεχνικών πολλαπλής πρόσβασης όπως η FDMA (frequency division multiple access) και η TDMA (time division multiple access) απεικονίζονται στο Σχ. 11.2.



Σχήμα 11.3. Το αρχικό σήμα ενός χρήστη και η διαδικασία δημιουργίας ενός CDMA σήματος [353].

Τα δεδομένα ενός χρήστη (data signal) μεταδίδονται με έναν ρυθμό ίσο με $R_b = 1/T_b$ (bit rate), όπου στη συνέχεια πολλαπλασιάζονται με μια ψευδοτυχαία κωδική ακολουθία (pseudorandom code) η οποία έχει αρκετά υψηλότερο ρυθμό μετάδοσης ίσο με $R_c = 1/T_c$ (chip rate), μέσω μιας λογικής πύλης αποκλειστικού OR (XOR) όπως φαίνεται στα Σχ. 11.3 και 11.4. Όπως γίνεται φανερό από το Σχ. 11.5, το φάσμα του CDMA σήματος είναι σημαντικά διευρυμένο συγκριτικά με το αρχικό σήμα του χρήστη. Η SS CDMA διαμόρφωση χαρακτηρίζεται από το κέρδος

επεξεργασίας ή παράγοντα εξάπλωσης (processing gain) G_p που ορίζεται ως $G_p = T_b/T_c$.



Σχήμα 11.4. Ο εκπομπός ενός RF συστήματος με CDMA διαμόρφωση [356].

Σε κάθε έναν από τους K χρήστες εκχωρείται μια συγκεκριμένη ψευδοτυχαία κωδική ακολουθία $C_k(t)$, με αποτέλεσμα κατά την λήψη του σήματος μόνο ο δέκτης που χρησιμοποιεί τη συγκεκριμένη κωδική ακολουθία μπορεί να εξάγει τα αρχικά δεδομένα του χρήστη. Ένα σήμα CDMA για έναν k_{th} χρήστη σε μαθηματική μορφή δίνεται ως [350]:

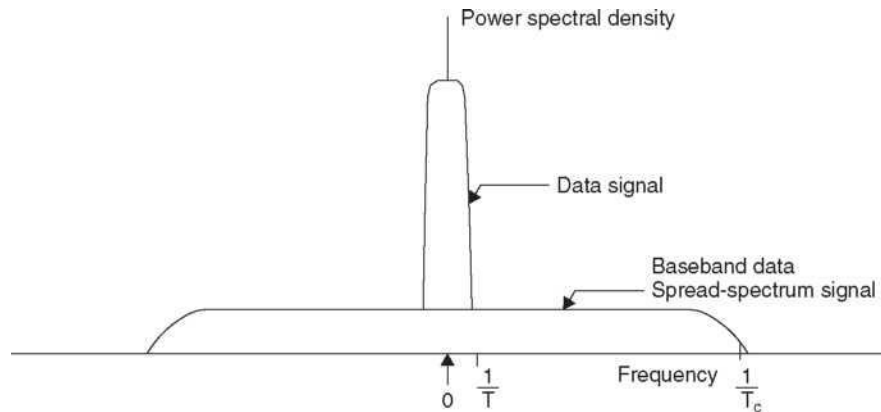
$$s_k(t) = \sqrt{2P} C_k(t) d_k(t) \cos(\omega_c t + \varphi_0) \quad (11.1)$$

Όπου $\omega_c = 2\pi f_c$ είναι η RF γωνιακή συχνότητα του φέροντος, φ_0 αντιστοιχεί στην αρχική φάση του k_{th} χρήστη ($0 \leq \varphi_0 < 2\pi$), $d_k(t)$ αντιστοιχεί στα αρχικά δεδομένα του χρήστη με $d_k(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} d_m^{(k)} P_{T_b}(t - mT_b)$ και P_{T_b} να αντιστοιχεί σε έναν ορθογώνιο παλμό που είναι ίσος με τη μονάδα στο διάστημα $0 \leq t \leq T_b$ και μηδέν οπουδήποτε αλλού, με την $d_m^{(k)}$ να λαμβάνει τις δυαδικές τιμές ± 1 με ίση πιθανότητα στο διάστημα $[mT_b, (m+1)T_b]$. Ομοίως, η κωδική ακολουθία $C_k(t)$ είναι ίση με $C_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n^{(k)} P_{T_c}(t - nT_c)$ με P_{T_c} να αντιστοιχεί σε έναν ορθογώνιο παλμό που είναι ίσος με τη μονάδα στο διάστημα $0 \leq t \leq T_c$ και μηδέν οπουδήποτε αλλού, με τα στοιχεία της $c_n^{(k)}$ να λαμβάνουν τις δυαδικές τιμές ± 1 με ίση πιθανότητα στο διάστημα $[mT_c, (m+1)T_c]$. Στη γενική του μορφή το σήμα CDMA που απαρτίζεται

από ένα σύνολο K σημάτων από διαφορετικούς χρήστες, με μοναδιαία πλάτη για τα σήματα, δίνεται ως [36] (Eq. (5.1)):

$$s_{CDMA}(t - \tau_k) = \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_k) = \sum_{k=1}^K C_k(t - \tau_k) d_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \varphi_k) \quad (11.2)$$

Θεωρώντας την ύπαρξη χρονικής καθυστέρησης τ_k μεταξύ των K σημάτων από τους διάφορους χρήστες με $0 \leq \tau_k \leq T_b$ και $\varphi_k = \varphi_0 - \omega_c \tau_k$.



Σχήμα 11.5. Η PSD του σήματος χρήστη πριν την εξάπλωση και το φάσμα του SS σήματος στη βασική ζώνη [347].

Δυο βασικές κατηγορίες υπάρχουν για τη CDMA διαμόρφωση, οι οποίες αντιστοιχούν στην σύγχρονη (synchronous) και στην ασύγχρονη (asynchronous) μετάδοση [347], [350], [357]. Κατά την σύγχρονη μετάδοση γίνεται χρήση των μαθηματικών ιδιοτήτων της ορθογωνιότητας ορισμένων κωδικών ακολουθιών $C_k(t)$ [347], [357]. Οι πιο δημοφιλής ψευδοτυχαίες οικογένειες κωδικών ακολουθιών οι οποίες με κατάλληλη διαδικασία μπορεί να είναι ορθογώνιες (orthogonal) είναι οι α) Maximal length (m-sequences) β) Walsh-Hadamard γ) Gold και δ) Kasami [347] (Ch. 4). Συγκεκριμένα, η ομοιότητα μεταξύ δύο κωδικών ακολουθιών υπολογίζεται μέσω της συνάρτησης ετεροσυσχέτισης (cross-correlation) [9]:

$$R_{k,i}(\tau) = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} C_k(t) C_i^*(t - \tau) dt \quad (11.3)$$

Όπου για την περίπτωση με μηδενική χρονική καθυστέρηση δηλ. $\tau = 0$ η Εξ. (11.3) αντιστοιχεί στην συνθήκη ορθογωνιότητας όπως ακριβώς παρουσιάζεται και στην Εξ. (8.6), με την ετεροσυσχέτιση να γίνεται μηδενική $R_{k,i}(0) = 0$ όταν οι κωδικές ακολουθίες επιλέγονται ορθογώνιες. Για την περίπτωση όπου $k=i$, δηλ. για την ίδια

κωδική ακολουθία η Εξ. (11.3) αντιστοιχεί στην συνάρτηση αυτοσυσχέτισης (auto-correlation) με $R_{k,k}(0)=1$. Στην σύγχρονη μετάδοση συνήθως Walsh-Hadamard κωδικές ακολουθίες χρησιμοποιούνται [358], [359].

Η σύγχρονη μετάδοση πραγματοποιείται στις εμπρόσθιες ζεύξεις του CDMA, δηλ. στη μετάδοση από τις RAUs προς τους τελικούς χρήστες, όπου οι χρονικές καθυστερήσεις τ_k μεταξύ των σημάτων των K χρηστών είναι αμελητέες [36], [347], [357]. Αντίθετα, η ασύγχρονη μετάδοση πραγματοποιείται στις αντίστροφες ζεύξεις με κατεύθυνση από τους κινητούς χρήστες προς τις RAUs, όπου τα σήματα των χρηστών καταφθάνουν σε αυτές με χρονικές καθυστερήσεις [350], [357]. Στην ασύγχρονη μετάδοση επιλέγονται κωδικές ακολουθίες που έχουν μικρές τιμές ετεροσυσχέτισης όπως οι Gold ώστε να ελαχιστοποιείται η παρεμβολή λόγω πολλαπλής πρόσβασης [360].

Στη μεριά του δέκτη, θεωρώντας ιδανική ιχνηλάτιση φάσης του φέροντος, το λαμβανόμενο σήμα στη διάρκεια του n_{th} συμβόλου, περιγράφεται ως [347]:

$$r(t) = n(t) + \left[\sum_{k=1}^K C_k(t - nT_b - \tau_k) d_k(t - nT_b - \tau_k) \cos(\omega_c t + \varphi_k) \right] \quad (11.4)$$

με $n(t)$ να αντιστοιχεί στον AWGN με PSD ίση με N_0 και μέση τιμή μηδέν. Θεωρώντας ως το επιθυμητό σήμα, το σήμα του χρήστη 1 με $C_1(t)$, η έξοδος του συσχετιστή για τον χρήστη 1 είναι ίση με [347]:

$$y_1(n) = \frac{1}{T_b} \int_{nT_b + \tau_1}^{(n+1)T_b + \tau_1} r(t) C_1(t - nT_b - \tau_1) \cos(\omega_c t + \varphi_1) dt \quad (11.5)$$

Αντικαθιστώντας την Εξ. (11.4) στην Εξ. (11.5) προκύπτει [347]:

$$\begin{aligned} y_1(n) = & d_1(n) \frac{1}{T_b} \int_{nT_b + \tau_1}^{(n+1)T_b + \tau_1} C_1(t - nT_b - \tau_1) C_1(t - nT_b - \tau_1) dt + \\ & + \frac{1}{T_b} \int_{nT_b + \tau_1}^{(n+1)T_b + \tau_1} \sum_{k=2}^K C_k(t - nT_b - \tau_k) d_k(t - nT_b - \tau_k) C_1(t - nT_b - \tau_1) dt + \\ & + n_1(n) \end{aligned} \quad (11.6)$$

Όπου, όροι με συχνότητες $2\omega_c$ από το ανάπτυγμα $\cos^2(\omega_c t + \varphi_1) = \frac{1 + \cos 2(\omega_c t + \varphi_1)}{2}$

έχουν αποκοπεί από το χαμηλοπερατό φίλτρο και ο όρος $n_1(n)$ είναι ίσος με

$n_1(n) = \frac{1}{T_b} \int_{nT_b + \tau_1}^{(n+1)T_b + \tau_1} n(t) C_1(t - nT_b - \tau_1) \cos(\omega_c t + \varphi_1) dt$. Ο πρώτος όρος της Εξ. (11.6) είναι

όρος αυτοσυσχέτισης και είναι ίσος με τη μονάδα. Τελικώς η Εξ. (11.6) προκύπτει ως [347]:

$$y_1(n) = d_1(n) + \sum_{k=2}^K R_{k,1}(\tau) d_k(t - nT_b - \tau_k) + n_1(n) \quad (11.7)$$

Με τον δεύτερο όρο να αντιστοιχεί στον θόρυβο παρεμβολής λόγω πολλαπλής πρόσβασης (multiple access interference, MAI) από $K-1$ άλλους ενεργούς χρήστες του δικτύου. Ο Pursley, χρησιμοποιώντας παρόμοια μαθηματική ανάλυση με των Εξ. (11.4), (11.5) και (11.6), ανέλυσε τον δεύτερο όρο της MAI της Εξ. (11.7) στην έξοδο του συσχετιστή για την περίπτωση ασύγχρονης μετάδοσης και όρισε της συνεχούς χρόνου μερικές συναρτήσεις ετεροσυσχέτισης (continuous partial cross-correlation function, C-PCCF) [350]:

$$R_{k,i}(\tau) = \int_0^{\tau} C_k(t) C_i^*(t - \tau) dt \quad (11.8\alpha)$$

$$\hat{R}_{k,i}(\tau) = \int_{\tau}^{T_b} C_k(t) C_i^*(t - \tau) dt \quad (11.8\beta)$$

Για $0 \leq \tau \leq T_b$. Για την περίπτωση όπου οι χρονικές καθυστερήσεις περιορίζονται στα χρονικά διαστήματα $0 \leq lT_c \leq \tau \leq (l+1)T_c \leq T_b$, οι δυο C-PCCF συναρτήσεις μπορούν να γραφούν ως [350]:

$$R_{k,i}(\tau) = C_{k,i}(l-N)T_c + [C_{k,i}(l+1-N) - C_{k,i}(l-N)](\tau - lT_c) \quad (11.9\alpha)$$

$$\hat{R}_{k,i}(\tau) = C_{k,i}(l)T_c + [C_{k,i}(l+1) - C_{k,i}(l)](\tau - lT_c) \quad (11.9\beta)$$

Με τους όρους $C_{k,i}(\tau)$ να αντιστοιχούν στην διακριτή αperiοδική συνάρτηση ετεροσυσχέτισης (discrete aperiodic cross-correlation function, D-ACCF) μεταξύ των στοιχείων δυο κωδικών ακολουθιών $\{a\}$ και $\{b\}$ με περίοδο N ($N \equiv G_p$) και στοιχεία:

$$\begin{aligned} \{a\} &= \{\hat{a}_0, \hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_{N-1}\} \\ \{b\} &= \{\hat{b}_0, \hat{b}_1, \hat{b}_2, \dots, \hat{b}_{N-1}\} \end{aligned} \quad (11.10)$$

Με $0 \leq n \leq N-1$ και ορίζεται ως:

$$C_{a,b}(\tau) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1-\tau} \hat{a}_n \hat{b}_{n+\tau}^*, & 0 \leq \tau \leq N-1 \\ \sum_{n=0}^{N-1+\tau} \hat{a}_{n-\tau} \hat{b}_n^*, & 1-N \leq \tau \leq 0 \\ 0, & |\tau| \geq N \end{cases} \quad (11.11)$$

Για την περίπτωση όπου $\hat{a}_n = \hat{b}_n$ προκύπτει η $C_a(\tau)$ που αναπαριστά την διακριτή απεριοδική συνάρτηση αυτοσυσχέτισης (discrete aperiodic auto-correlation function, D-AACF). Στην [350], αποδείχθηκε ότι η MAI από $K-1$ άλλους ενεργούς χρήστες για ασύγχρονη μετάδοση και pseudorandom κωδικές ακολουθίες είναι ίση με:

$$MAI = \frac{1}{6G_p^3} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K r_{k,i} \approx \frac{(K-1)}{3G_p} \quad (11.12)$$

Όπου $r_{k,i}$ είναι ίσος με [350]:

$$r_{k,i} = \sum_{l=0}^{N-1} \left\{ \begin{array}{l} C_{k,i}^2(l-N) + C_{k,i}(l-N)C_{k,i}(l-N+1) + \\ + C_{k,i}^2(l-N+1) + C_{k,i}^2(l) + C_{k,i}(l)C_{k,i}(l+1) + \\ + C_{k,i}^2(l+1) \end{array} \right\} \quad (11.13)$$

με την παράμετρο $r_{k,i}$ να μπορεί να γραφεί ως συνάρτηση της παραμέτρου ετεροσυσχέτισης $\mu_{k,i}$. Η $\mu_{k,i}$ ορίζεται ως [350], [361], [362]:

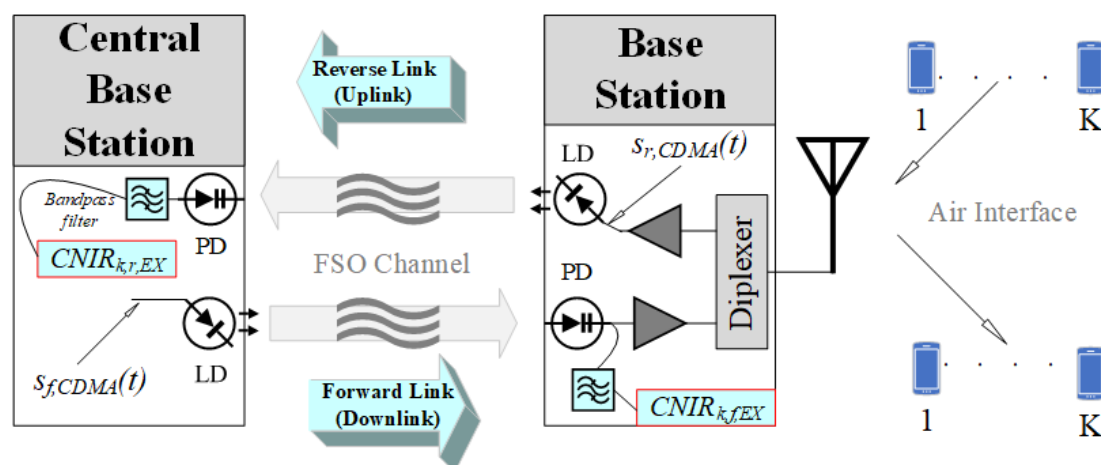
$$\mu_{k,i}(n) = \sum_{l=1-N}^{N-1} C_{k,i}(l)C_{k,i}(l+n) = \sum_{l=1-N}^{N-1} C_k(l)C_i(l+n) \quad (11.14)$$

Όπου οι $C_k(l), C_i(l+n)$ αντιστοιχούν σε D-AACF της Εξ. (11.11). Έτσι, η $r_{k,i}$ προκύπτει βάσει της παραμέτρου $\mu_{k,i}$ ισοδύναμα ως $r_{k,i} = 2\mu_{k,i}(0) + \mu_{k,i}(1)$.

Όσον αφορά τα πλεονεκτήματα χρήσης της πολυπλεξίας CDMA αυτά είναι: α) Μεγάλη ασφάλεια στη μεταφορά πληροφορίας. Κανένας δέκτης δεν μπορεί να αποδιαμορφώσει και να λάβει την εκπεμπόμενη πληροφορία πλην αυτού που κάνει χρήση της κωδικής ακολουθίας του εκπομπού. Η CDMA πολυπλεξία έχει εφαρμοστεί κατά κόρον για στρατιωτικές εφαρμογές, β) Τα CDMA σήματα είναι ανθεκτικά σε

στενού-εύρους παρεμβολές (narrow-band interference), λόγω του σχετικά υψηλού εύρους ζώνης που καταλαμβάνουν, γ) Παρουσιάζει ανθεκτικότητα στις παρεμβολές λόγω πολυδιάδεσης. Τα αντίγραφα του ίδιου σήματος που φτάνουν στον δέκτη με καθυστέρηση θα έχουν πολύ μικρές τιμές ετεροσυσχέτισης με τον αρχικό κώδικα και θα εμφανιστούν ως άλλος ένας χρήστης, ο οποίος αγνοείται στον δέκτη, δ) Όσον αφορά τη χρήση της σε κυψελωτά δίκτυα, παρέχει το βασικό πλεονέκτημα ότι ο παράγοντας επαναχρησιμοποίησης συχνότητας (frequency reuse factor) είναι ίσος με τη μονάδα. Αυτό σημαίνει ότι γειτονικές κυψέλες που εξυπηρετούνται από κάποιο σταθμό βάσης (BS ή RAU) μπορούν να χρησιμοποιούν την ίδια κεντρική ραδιοσυχνότητα f_c χωρίς να δημιουργούνται σημαντικές παρεμβολές γειτονικών κυψελών (co-channel interference) [363]. Αντιθέτως, το βασικό μειονέκτημα της πολυπλεξίας CDMA αποτελεί το διευρυμένο φάσμα που χρησιμοποιεί, που όπως έχει επισημανθεί στο Κεφ. 1 αποτελεί έναν σπάνιο πόρο [353].

11.3 Η CDMA RoFSO Ζεύξη



Σχήμα 11.6. Το block διάγραμμα του CDMA RoFSO συστήματος για τις δυο κατευθύνσεις της εμπρόσθιας και της αντίστροφης ζεύξης [J.3].

11.3.1 Η Εμπρόσθια Ζεύξη (Forward Link)

Σε αυτή την ενότητα, θεωρούμε την εμπρόσθια CDMA RoFSO ζεύξη με σκοπό την διανομή K σημάτων κινητών χρηστών με κατεύθυνση από τον κεντρικό σταθμό βάσης (CBS) προς την μεμακρυσμένη μονάδα κεραίας (RAU) ή αλλιώς σταθμό βάσης (Base Station, BS) [364]. Στον CBS θεωρούμε σύγχρονη (synchronous) μετάδοση για τους K ενεργούς χρήστες (Σχ. 11.6). Γενικότερα, όταν ένα πλήθος CDMA σημάτων πηγάζουν από ένα κοινό εκπομπό, η μετάδοση θεωρείται σύγχρονη

και οι χρονικές καθυστερήσεις μεταξύ τους είναι αμελητέες [357]. Κατά αυτό το τρόπο, το συνολικό CDMA σήμα $s_{f,CDMA}(t)$, που θέτει σε απευθείας διέγερση τη δίοδο laser (LD), μπορεί να εκφρασθεί ως [347] (Eq. (6.32)):

$$s_{f,CDMA}(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) = \sum_{k=1}^K C_k(t) d_k(t) \cos(\omega_c t + \varphi_0) \quad (11.15)$$

Όπου $\omega_c = 2\pi f_c$ είναι η RF γωνιακή συχνότητα του φέροντος, φ_0 είναι η αρχική φάση των σημάτων, με τις υπόλοιπες παραμέτρους να ορίζονται όπως έχουν προαναφερθεί στην Εξ. (11.1). Επίσης, ο παράγοντας εξάπλωσης G_p καθορίζει κατά ένα βαθμό τον συνολικό αριθμό χρηστών που μπορεί να υποστηρίξει ένας BS.

Εξαιτίας της μη γραμμικής απόκρισης της LD, προϊόντα αρμονικών και ενδοδιαμόρφωσης (IMD) παράγονται. Έτσι, η εκπεμπόμενη οπτική ισχύς από τον CBS προς την RAU μπορεί να εκφρασθεί μέσω της μη γραμμικής έκφρασης [290] (Eq. (2.1)):

$$P_t(t) = P_0 \left[1 + \sum_{k=1}^K m_k s_k(t) + a_2 \left(\sum_{k=1}^K m_k s_k(t) \right)^2 + a_3 \left(\sum_{k=1}^K m_k s_k(t) \right)^3 \right] \quad (11.16)$$

Όπου P_0 είναι η μέση εκπεμπόμενη οπτική ισχύς, m_k αναπαριστά τον οπτικό δείκτη διαμόρφωσης (OMI) ή αλλιώς οπτικό βάθος διαμόρφωσης (optical modulation depth, OMD) κάθε χρήστη, και a_2, a_3 είναι οι μη γραμμικοί συντελεστές δεύτερης και τρίτης τάξεως, αντίστοιχα. Τεχνική διαμόρφωσης έντασης με απευθείας φάραση (IM/DD) χρησιμοποιείται για την FSO ζεύξη και η λαμβανόμενη οπτική ισχύς που προσπίπτει στην PIN φωτοδίοδο (PD) περιγράφεται ως [365]:

$$P_r(t) = P_t(t) L_{tot} I + n(t) \quad (11.17)$$

Όπου L_{tot} αντιστοιχεί τις συνολικές απώλειες ισχύος του οπτικού σήματος (βλέπε Κεφ. 2), $n(t)$ αντιστοιχεί σε AWGN από ακτινοβολία περιβάλλοντος, ενώ I είναι η τυχαία μεταβλητή της ολικής κανονικοποιημένης έντασης στη μεριά του δέκτη που προκύπτει από το γινόμενο των I_t και I_p , δηλ. $I = I_t I_p$ που αντιστοιχούν στην ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή και στα σφάλματα σκόπευσης.

Στα συστήματα μονής οκτάβας μόνο τα προϊόντα 3^{ης} τάξεως IMD (IMD3) προβάλλουν στο εύρος ζώνης του θεμελιώδους σήματος. Έτσι, το φωτο-επαγόμενο ρεύμα στην έξοδο της PIN PD μετά το ζωνοπερατό φίλτρο δίνεται ως [365]:

$$i(t, I) \approx I_{ph} \left[1 + \sum_{k=1}^K m_k s_k(t) + a_3 \left(\sum_{k=1}^K m_k s_k(t) \right)^3 \right] + n_{opt}(t) \quad (11.18)$$

Όπου $I_{ph} = \rho L_{tot} P_0 I$ αντιστοιχεί στην dc τιμή του φωτο-επαγόμενου ρεύματος, ρ είναι η απόκριση της PD, και n_{opt} είναι ο εισαγόμενος θόρυβος από την οπτική ζεύξη με PSD N_0 . Η PSD N_0 είναι ένα άθροισμα από τρεις πηγές θορύβου που αντιστοιχούν στον θερμικό θόρυβο, στον θόρυβο βολής και στον RIN θόρυβο της LD. Έτσι, η N_0 δίνεται ως [36], [348]:

$$N_0 = N_{th} + N_{shot} + N_{RIN} = \frac{4K_B T}{R_L} + 2qI_{ph} + I_{ph}^2 (RIN) \left(1 + \sum_{k=1}^K m_k^2 \langle s_k^2(t) \rangle \right) \quad (11.19)$$

Όπου K_B είναι η σταθερά Boltzmann, T είναι η θερμοκρασία του δέκτη, R_L είναι η αντίσταση φορτίου του δέκτη, q είναι το φορτίο ενός ηλεκτρονίου, και RIN είναι η τιμή του θορύβου της έντασης του laser. Αξίζει να αναφερθεί ότι χρησιμοποιείται μια νέα έκφραση για τον RIN θόρυβο, στην οποία περιγράφεται και η δυναμική συμπεριφορά του, δηλ., η εξάρτησή του από την ισχύ του σήματος διαμόρφωσης $s(t)$ και από τον αριθμό των υποφορέων. Η εγκυρότητα αυτής της έκφρασης για τον RIN παρουσιάζεται στην [366].

Όσον αφορά τα προϊόντα IMD3 λόγω της μετάδοσης CDMA σήματος, οι Huang et al. [367], εξομοίωσαν την απόκριση μιας LD μέσω ενός πολυωνύμου της μορφής $Y = A + P_0(X + a_2 X^2 + a_3 X^3)$ όπου X αντιστοιχεί στο RF σήμα διαμόρφωσης. Τα προϊόντα IMD3 προκύπτουν από τον όρο X^3 . Έτσι, θεωρώντας $X = \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_k) = \sum_{k=1}^K x_k$ όπως δίνεται στην Εξ. (11.2), κατέληξαν ότι η ολική ισχύς λόγω παρεμβολής (που περιλαμβάνει την MAI και τα IMD3 προϊόντα) είναι ίση με [367]:

$$\sigma_{int}^2 = \frac{1}{4} (m_k I_{ph})^2 \left[\frac{1}{6G_p^3} \sum_{k=2}^K r_{k,1} + \frac{a_3 m_k^2 (2K-1)}{8G_p^3} \sum_{k=2}^K r_{k,1} + \right. \\ \left. + \frac{a_3^2 m_k^4}{32} \left(9(K-1) + \frac{12K^2 - 9K}{G_p^3} \sum_{k=2}^K r_{k,1} + \frac{15}{G_p^4} \sum_{j=2}^K \sum_{\substack{k=2 \\ k \neq j}}^K r_{j,k} + \frac{3}{10G_p^5} \sum_{i=2}^K \sum_{\substack{j=2 \\ j \neq i}}^K \sum_{\substack{k=2 \\ k \neq i, j}}^K r_{i,j,k} \right) \right] \quad (11.20)$$

Στην εμπρόσθια ζεύξη, εξαιτίας της σύγχρονης μετάδοσης των K CDMA σημάτων, η MAI ελαχιστοποιείται. Έτσι, μόνο ο θόρυβος λόγω των IMD3 και του φαινομένου

του ψαλιδισμού είναι σημαντικοί εκτός του θορύβου της οπτικής ζεύξης [364]. Οι όροι $r_{k,l}$, $r_{j,k}$, $r_{i,j,k}$ στην Εξ. (11.20), αντιστοιχούν σε συναρτήσεις ετεροσυσχέτισης μεταξύ των κωδικών ακολουθιών διαφορετικών χρηστών. Συγκεκριμένα ο όρος $r_{k,l}$ δίνεται στην Εξ. (11.13) με $i=1$. Εφόσον η μετάδοση είναι σύγχρονη, οι κωδικές ακολουθίες διατηρούν την ορθογωνιότητά τους για μηδενική χρονική μετατόπιση και η ετεροσυσχέτιση είναι μηδενική (βλέπε Εξ. (11.3)). Συνεπώς, η Εξ. (11.20) προκύπτει ως:

$$\sigma_{IMD,k}^2 = \frac{9\alpha_3^2 m_k^6 (K-1) I_{ph}^2}{128} \quad (11.21)$$

Μαζί με τα IMD3 προϊόντα, ο θόρυβος λόγω φαινομένου ψαλιδισμού είναι ίσος με [365], [368]:

$$\sigma_{cl,k}^2 = \frac{I_{ph}^2 m_k^6 K^3}{27.2} \exp\left(-\frac{1}{2m_k^2 K}\right) \quad (11.22)$$

Κατά αυτό το τρόπο, ο συνολικός θόρυβος λόγω μη γραμμικών παραμορφώσεων στην εμπρόσθια ζεύξη $n_{NLD,f,k}$ δίνεται ως το άθροισμα των προαναφερθέντων παραγόντων δηλ. $n_{NLD,f,k} = \sigma_{IMD,k}^2 + \sigma_{cl,k}^2$. Συνεπώς, η ισχύς του φέροντος προς την ισχύ θορύβου και παρεμβολής (carrier to noise plus interference power ratio, $CNIR_k$) για τον k_{th} χρήστη στην εμπρόσθια ζεύξη αξιολογείται ως [348], [351]:

$$CNIR_{k,f}(I) = \frac{(m_k I_{ph})^2}{2(N_0 B + n_{NLD,f,k})} \quad (11.23)$$

Όπου B είναι το εύρος ζώνης του ζωνοπερατού φίλτρου με κεντρική συχνότητα την f_c του RF φέροντος. Ακολουθώντας τα ίδια βήματα [6]-[8] και λαμβάνοντας την μέση τιμή του συνολικού θορύβου ως προς την τυχαία μεταβλητή της I , καταλήγουμε στην [J.3]:

$$CNIR_{k,f}(I) \approx \frac{(m_k \rho L_{tot} P_0 I)^2}{2(\langle N_0 B \rangle_{AV} + \langle n_{NLD,f,k} \rangle_{AV})} \quad (11.24)$$

Με την αντίστοιχη μέση τιμή του $CNIR_k$ να είναι ίση με [J.3]:

$$CNIR_{k,f,EX}(I) \approx \frac{(m_k \rho L_{tot} P_0 E[I])^2}{2(\langle N_0 B \rangle_{AV} + \langle n_{NLD,f,k} \rangle_{AV})} \quad (11.25)$$

Με $E[.]$ να δηλώνει την μέση τιμή της I και να δίνεται στην Εν. 11.4.

11.3.2 Η Αντίστροφη Ζεύξη (Reverse Link)

Στην αντίστροφη ζεύξη πολλαπλά CDMA σήματα από K κινητούς χρήστες φθάνουν στην μεμακρυσμένη μονάδα κεραίας (BS ή RAU) (Σχ. 11.6), όπου ανιχνεύονται και προστίθενται ασύγχρονα [369]. Η ασύγχρονη μετάδοση πραγματοποιείται όταν πολλαπλά σήματα CDMA πηγάζουν από πολλαπλούς εκπομπούς με αποτέλεσμα η μετάδοση τους να είναι ασυντόνιστη με ύπαρξη χρονικών καθυστερήσεων μεταξύ τους [357]. Ένας μηχανισμός ελέγχου της εκπεμπόμενης ισχύος (power control mechanism) από κάθε κινητό χρήστη χρησιμοποιείται, έτσι ώστε τα σήματα των κινητών χρηστών να φθάνουν στον BS με την ίδια ισχύ [357]. Το συνολικό λαμβανόμενο CDMA σήμα $s_{r,CDMA}(t)$ στον BS από K χρήστες που έχουν πρόσβαση στο δίκτυο μια συγκεκριμένη χρονική στιγμή εκφράζεται ως [347], [365], [369]:

$$s_{r,CDMA}(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_k) = \sum_{k=1}^K C_k(t - \tau_k) d_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \varphi_k) \quad (11.26)$$

Όπου τ_k η χρονική καθυστέρηση με την οποία φθάνει το σήμα από τον k_{th} χρήστη με $0 \leq \tau_k \leq T_b$, d_k είναι τα δεδομένα του χρήστη, C_k η κωδική ακολουθία του, και φ_k αναπαριστά την αρχική μετατόπιση φάσης, που χρησιμοποιείται από τον k_{th} χρήστη συν μετατόπιση λόγω καθυστέρησης πρόσβασης. Στην ανάλυση και για λόγους απλότητας θεωρούμαι αμελητέο τον προσθετικό θόρυβο περιβάλλοντος και τις διαλείψεις Rayleigh από το RF ασύρματο κανάλι συγκριτικά με τον θόρυβο λόγω MAI. Μετά την ανίχνευση στον BS το συνολικό σήμα ενισχύεται, για να διαμορφώσει την οπτική ένταση της διόδου laser (LD).

Η LD από τον BS εκπέμπει το οπτικό σήμα το οποίο διαδίδεται διαμέσου του ατμοσφαιρικού τυρβώδους καναλιού. Στον CBS ο ανιχνευμένος $CNIR_k(I)$ εκφράζεται ως [J.3]:

$$CNIR_{k,r}(I) = \frac{(m_k I_{ph})^2}{2(N_0 B + n_{NLD,r,k})} \quad (11.27)$$

Όπου οι παράμετροι m_k , I_{ph} , N_0 , και B αντιστοιχούν στις ίδιες όπως και στην εμπρόσθια ζεύξη. Ο θόρυβος λόγω μη γραμμικής παραμόρφωσης στην αντίστροφη ζεύξη $n_{NLD,r,k}$ είναι ένα άθροισμα από τρεις όρους που είναι ο IMD3 θόρυβος, ο

θόρυβος λόγω ψαλιδισμού που δίνεται από την Εξ. (11.22) και άλλος ένας λόγω της ΜΑΙ. Στην Εξ. (11.20) εκτός της χρήσης της Εξ. (11.12), οι όροι $r_{j,k}$, $r_{i,j,k}$ είναι ίσοι με $r_{j,k} = 2G_p^3 - G_p^2$ και $r_{i,j,k} = 4G_p^4$ για την περίπτωση της ασύγχρονης μετάδοσης με pseudorandom κωδικές ακολουθίες [362]. Έτσι, η Εξ. (11.20) προκύπτει σαν άθροισμα δύο όρων που αντιστοιχούν στα IMD3 προϊόντα και στην ΜΑΙ από $K-1$ άλλους ενεργούς χρήστες και δίνονται από τις ακόλουθες εκφράσεις [367]:

$$\sigma_{IMD,r,k}^2 = \frac{(m_k I_{ph})^2}{2} \left[\frac{\alpha_3 m_k^2 (2K-1)(K-1)}{2G_p} + \frac{\alpha_3^2 m_k^4 (K-1)}{64} \left(9 + \frac{252K^2 + 300K - 648}{10G_p} \right) \right] \quad (11.28)$$

$$\sigma_{MAI,k}^2 = (m_k I_{ph})^2 \frac{K-1}{12G_p} \quad (11.29)$$

Έτσι, ο συνολικός μη-γραμμικός θόρυβος παραμορφώσεων για την αντίστροφη ζεύξη $n_{NLD,r,k}$ είναι ίσος με $n_{NLD,r,k} = \sigma_{IMD,r,k}^2 + \sigma_{cl,k}^2 + \sigma_{MAI,k}^2$. Ο $CNIR_k(I)$ στην αντίστροφη ζεύξη, ακολουθώντας την ίδια μεθοδολογία όπως παρουσιάζεται στην προηγούμενη ενότητα, προκύπτει ίσος με [J.3]:

$$CNIR_{k,r}(I) \approx \frac{(m_k \rho L_{tot} P_0 I)^2}{2(\langle N_0 B \rangle_{AV} + \langle n_{NLD,r,k} \rangle_{AV})} \quad (11.30)$$

Με την μέση τιμή του $CNIR_{k,r,EX}$ να είναι ίση με [J.3]:

$$CNIR_{k,r,EX}(I) \approx \frac{(m_k \rho L_{tot} P_0 E[I])^2}{2(\langle N_0 B \rangle_{AV} + \langle n_{NLD,r,k} \rangle_{AV})} \quad (11.31)$$

11.4 Το Μοντέλο του Διαύλου

Στην θεωρία Kolmogorov για την ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή, η διακύμανση Rytov για διάδοση επίπεδου κύματος είναι ίση με $\sigma_R^2 = 1.23 C_n^2 k^{7/6} L_s^{11/6}$ με την τιμή της να καθορίζει την ένταση των διακυμάνσεων. Λεπτομερής περιγραφή των παραμέτρων της διακύμανσης Rytov δίνονται στο Κεφ. 2 και συγκεκριμένα στις Εξ. (2.42), (2.39) και (2.32). Η PDF της τυχαίας μεταβλητής της ολικής κανονικοποιημένης έντασης I για την περίπτωση που δίνεται από το γινόμενο $I = I_p$

με την I_l να περιγράφεται από την PDF της $M(alaga)$ κατανομής και την I_p να δίνεται από την PDF των γενικευμένων σφαλμάτων σκόπευσης της Εξ. (2.85). Έτσι, η PDF της I με $M(alaga)$ κατανεμημένη ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή και σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης προκύπτει ως [77]:

$$f_{comb,I}(I) = \frac{\xi_{mod}^2 A^{(\aleph \text{ or } \Re)}}{2} I^{-1} \times \sum_{j=1}^{(\aleph \text{ or } \Re)} a_j^{(\aleph \text{ or } \Re)} (B^{(\aleph \text{ or } \Re)})^{-\frac{\alpha+j}{2}} G_{1,3}^{3,0} \left(B^{(\aleph \text{ or } \Re)} \frac{I}{A_{mod}} \left| \begin{matrix} \xi_{mod}^2 + 1 \\ \xi_{mod}^2, \alpha, \beta \end{matrix} \right. \right) \quad (11.32)$$

Όπου $G_{p,q}^{m,n}[\cdot]$ αντιστοιχεί στην Meijer G συνάρτηση. Η Εξ. (11.32) διαιρείται σε δυο περιπτώσεις που εξαρτώνται από την τιμή της β παραμέτρου, όπως ακριβώς παρουσιάζεται στην Εν. 2.4.6. Συγκεκριμένα, όταν η β είναι φυσικός αριθμός, $\beta \in \aleph$, το άθροισμα στην Εξ. (11.32) λαμβάνει την πεπερασμένη μορφή αθροίσματος $\sum_{(s)}[\cdot] = \sum_{j=1}^{\beta}[\cdot]$ και οι παράμετροι $A^{(s)}$, $a_j^{(s)}$ και $B^{(s)}$ δίνονται από την Εξ. (2.74).

Για την περίπτωση όπου β είναι πραγματικός αριθμός, $\beta \in \Re$, το άθροισμα προκύπτει ως άθροισμα άπειρων όρων δηλ. $\sum_{(s)}[\cdot] = \sum_{j=1}^{\infty}[\cdot]$ και οι παράμετροι $A^{(s)}$, $a_j^{(s)}$, $B^{(s)}$ δίνονται από την Εξ. (2.76). Επίσης, στους υπολογισμούς λαμβάνεται και η επίδραση της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής μέσω της Gamma κατανομής με γενικευμένα σφάλματα σκόπευσης, που η PDF της προκύπτει από την Εξ. (3.22) και η παράμετρος της ζ υπολογίζεται μέσω των Εξ. (2.63), (2.66) και (2.68).

Όσον αφορά τις παραμέτρους για τα σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης, η παράμετρος ξ_{mod} είναι ίση με $\xi_{mod} = W_{z,eq} / 2\sigma_{mod}$ με την σ_{mod} να υπολογίζεται από την Εξ. (2.86), η A_{mod} να δίνεται από την Εξ. (2.87) και τις υπόλοιπες παραμέτρους να περιγράφονται στην Εξ. (2.80).

Τελικώς, η ροπή πρώτης τάξεως της I δηλ. $E[I] = \int_0^{\infty} I f_{comb,I}(I) dI$ όταν $\beta \in \aleph$ προκύπτει ίση με [73]:

$$E[I]^{\aleph} = \frac{\xi_{mod}^2 A_{mod}}{\xi_{mod}^2 + 1} (\gamma + \Omega) \quad (11.33)$$

Ενώ όταν $\beta \in \Re$ δίνεται ως [77]:

$$E[I]^{\Re} = \frac{\xi_{\text{mod}}^2 A_{\text{mod}}}{\xi_{\text{mod}}^2 + 1} \frac{\Gamma(\alpha + 1)}{\Gamma(\alpha) \alpha \gamma} \left(\frac{\gamma \beta}{\gamma \beta + \Omega} \right)^{\beta} \gamma \Gamma(2) {}_2F_1 \left(2, \beta; 1; \frac{\Omega'}{\gamma \beta + \Omega} \right) \quad (11.34)$$

Όπου ${}_2F_1(a, b; c; x)$ αντιστοιχεί στην υπεργεωμετρική συνάρτηση [198] (Eq. (9.100)).

11.5 Ανάλυση της Απόδοσης

11.5.1 Εκτίμηση του Μέσου BER

Θεωρώντας ότι τα RF σήματα, για κάθε k_{th} χρήστη, αντιστοιχίζονται σε έναν αστερισμό M -QAM, και θεωρώντας Gray κωδικοποίηση, η πιθανότητα σφάλματος bit (BEP) δίνεται ως [108]:

$$P_{b,k} \cong \frac{(1 - \sqrt{M^{-1}})}{\log_2(M)} \left[2 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3CNIR_k(I)}{2(M-1)}} \right) - (1 - \sqrt{M^{-1}}) \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{3CNIR_k(I)}{2(M-1)}} \right) \right] \quad (11.35)$$

Έτσι, θεωρώντας το συνδυαστικό στατιστικό μοντέλο της τυχαίας μεταβλητής I με σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης και $M(alaga)$ κατανομημένη ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή, ο μέσος BER για το σήμα του k_{th} CDMA χρήστη εκτιμάται ως [108]:

$$P_{b,k,Av} = \frac{(1 - \sqrt{M^{-1}})}{\log_2(M)} \int_0^{\infty} \left[2 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3CNIR_k(I)}{2(M-1)}} \right) - (1 - \sqrt{M^{-1}}) \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{3CNIR_k(I)}{2(M-1)}} \right) \right] f_{comb,I}(I) dI \quad (11.36)$$

Όπου η τιμή του $CNIR_k(I)$ δίνεται είτε από την Εξ. (11.24) ή την Εξ. (11.30) για τις περιπτώσεις της εμπρόσθιας ή της αντίστροφης ζεύξης, αντίστοιχα. Χρησιμοποιώντας μια προσεγγιστική φόρμουλα για την $\operatorname{erfc}(\cdot)$ που δίνεται στην [370] ως $\operatorname{erfc}(x) \approx 1/6e^{-x^2} + 1/3e^{-4x^2} + 1/3e^{-4x^2/3}$, το ολοκλήρωμα της Εξ. (11.36) προκύπτει ίσο με [J.3]:

$$\begin{aligned}
P_{b,k,Av} = & \frac{(1-\sqrt{M^{-1}})}{\log_2(M)} \int_0^\infty \left[2\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3CNIR_k(I)}{2(M-1)}}\right) - \frac{1}{9}(1-\sqrt{M^{-1}}) \right] \times \\
& \times \left(\frac{1}{4} e^{-\frac{3CNIR_k(I)}{(M-1)}} + e^{-\frac{15CNIR_k(I)}{2(M-1)}} + e^{-\frac{12CNIR_k(I)}{(M-1)}} + \right. \\
& \left. + e^{-\frac{7CNIR_k(I)}{2(M-1)}} + 2e^{-\frac{8CNIR_k(I)}{(M-1)}} + e^{-\frac{4CNIR_k(I)}{(M-1)}} \right) \Big] f_{comb,I}(I) dI
\end{aligned} \tag{11.37}$$

Αντικαθιστώντας την PDF της Εξ. (11.32), αντικαθιστώντας τους εκθετικούς όρους με την ισότητα $\exp(z) = G_{0,1}^{1,0}(-z|0)$ και κάνοντας χρήση της Εξ. (A.3), η ακόλουθη κλειστής-μορφής μαθηματική έκφραση εξάγεται για την εκτίμηση της μετρικής του μέσου BER για μια CDMA RoFSO ζεύξη με $M(alaga)$ τυρβώδη ροή και σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης [J.3]:

$$\begin{aligned}
P_{b,k,Av} = & \frac{(1-\sqrt{M^{-1}})\xi_{mod}^2 A^{(S\ or\ R)}}{\log_2(M)} \times \\
& \times \sum_{j=1}^{(S\ or\ R)} \left\{ a_j^{(S\ or\ R)} (B^{(S\ or\ R)})^{-\frac{\alpha+j}{2}} \frac{2^{\alpha+j-3}}{\pi} \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \Phi_{j,k} - \frac{1}{18} (1-\sqrt{M^{-1}}) \right] \times \right. \\
& \left. \times \left(\frac{1}{4} \Psi_{j,k}(2) + \Psi_{j,k}(5) + \Psi_{j,k}(8) + \Psi_{j,k}\left(\frac{7}{3}\right) + 2\Psi_{j,k}\left(\frac{16}{3}\right) + \Psi_{j,k}\left(\frac{8}{3}\right) \right) \right\}
\end{aligned} \tag{11.38}$$

$$\text{Όπου } \Phi_{j,k} = G_{7,4}^{2,6} \left(\Omega_k \left| \begin{array}{l} \frac{1-\xi_{mod}^2}{2}, \frac{2-\xi_{mod}^2}{2}, \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-j}{2}, \frac{2-j}{2}, 1 \\ 0, 0.5, -\frac{\xi_{mod}^2}{2}, \frac{1-\xi_{mod}^2}{2} \end{array} \right. \right),$$

$$\Psi_{j,k}(x) = G_{6,3}^{1,6} \left(x\Omega_k \left| \begin{array}{l} \frac{1-\xi_{mod}^2}{2}, \frac{2-\xi_{mod}^2}{2}, \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-j}{2}, \frac{2-j}{2} \\ 0, -\frac{\xi_{mod}^2}{2}, \frac{1-\xi_{mod}^2}{2} \end{array} \right. \right) \text{ και}$$

$$\Omega_k = \frac{24CNIR_{k,EX}}{(M-1)} \left(\frac{A_{mod}}{B^{(S\ or\ R)} E[I]^{(S\ or\ R)}} \right)^2. \text{ Η παράμετρος } CNIR_{k,EX} \text{ της } \Omega_k \text{ αντιστοιχεί}$$

στις Εξ. (11.25) και (11.31) για την εκτίμηση της μετρικής του BER για την εμπρόσθια και την αντίστροφη ζεύξη, αντίστοιχα.

Επίσης, λαμβάνεται και η περίπτωση όπου η ατμοσφαιρική τυρβώδης ροή μοντελοποιείται μέσω της Gamma κατανομής με γενικευμένα σφάλματα σκόπευσης.

Για την εκτίμηση του μέσου BER στην Εξ. (11.36), κάνουμε χρήση της προσεγγιστικής σχέσης $erfc(x) \approx e^{-x^2}/6 + e^{-\frac{4}{3}x^2}/2$ [337] για τον όρο $erfc(\cdot)^2$ και αντικαθιστούμε την PDF της Εξ. (3.22). Κάνοντας χρήση της Εξ. (A.3), καταλήγουμε στην κλειστή μορφή έκφραση για την εκτίμηση του μέσου BER για το σήμα του k_{th} χρήστη [C.9]:

$$P_{b,k,G,Av} \approx \frac{2^{\zeta-2} \xi_{\text{mod}}^2 (1-M^{-1/2})}{\sqrt{\pi} \Gamma(\zeta) \log_2(M)} \left\{ \frac{2}{\sqrt{\pi}} Y_k - (1-M^{-1/2}) \times \left[\frac{1}{36} \Phi_k(2) + \frac{1}{4} \Phi_k\left(\frac{8}{3}\right) + \frac{1}{6} \Phi_k\left(\frac{7}{3}\right) \right] \right\} \quad (11.39)$$

Όπου Y_k και $\Phi_k(x)$ δίνονται μέσω των εκφράσεων

$$Y_k = G_{5,4}^{2,4} \left(\frac{6(1+\xi_{\text{mod}}^{-2})^2 CNIR_{k,EX}}{(M-1)\zeta^2} \middle| \begin{matrix} \frac{1-\xi_{\text{mod}}^2}{2}, \frac{2-\xi_{\text{mod}}^2}{2}, \frac{1-\zeta}{2}, \frac{2-\zeta}{2}, 1 \\ 0, 0.5, -\frac{\xi_{\text{mod}}^2}{2}, \frac{1-\xi_{\text{mod}}^2}{2} \end{matrix} \right)$$

$$\Phi_k(x) = G_{4,3}^{1,4} \left(x \frac{6(1+\xi_{\text{mod}}^{-2})^2 CNIR_{k,EX}}{(M-1)\zeta^2} \middle| \begin{matrix} \frac{1-\xi_{\text{mod}}^2}{2}, \frac{2-\xi_{\text{mod}}^2}{2}, \frac{1-\zeta}{2}, \frac{2-\zeta}{2} \\ 0, -\frac{\xi_{\text{mod}}^2}{2}, \frac{1-\xi_{\text{mod}}^2}{2} \end{matrix} \right). \text{ Η παράμετρος}$$

$CNIR_{k,EX}$ αντικαθίσταται από τις Εξ. (11.25) και (11.31).

11.5.2 Η Πιθανότητα Διακοπής

Για την CDMA RoFSO ζεύξη, η πιθανότητα διακοπής (OP) για το σήμα του k_{th} χρήστη ορίζεται ως η πιθανότητα ο $CNIR_k(I)$ να λάβει τιμές κάτω από μια τιμή κατωφλίου $CNIR_{k,th}$ και η μαθηματική της διατύπωση είναι η [73]:

$$P_{out,k} = \Pr(CNIR_k(I) < CNIR_{k,th}) = \Pr(I < I_{th}) = \int_0^{I_{th}} f_{comb,I}(I) dI \quad (11.40)$$

Όπου $I_{th} = E[I] \sqrt{\frac{CNIR_{k,th}}{CNIR_{k,EX}}}$. Αντικαθιστώντας την $f_{comb,I}(I)$ με την Εξ. (11.32) και

κάνοντας χρήση της [198] (Eq.(7.811.2)), καταλήγουμε στην ακόλουθη κλειστή μορφή έκφραση (CDF) για την πιθανότητα διακοπής (OP) για το σήμα ενός k_{th} CDMA χρήστη [J.3]:

$$P_{out,k} = \frac{\xi_{mod}^2 A^{(N \text{ or } \mathfrak{R})}}{2} \times \sum_{j=1}^{(N \text{ or } \mathfrak{R})} a_j^{(N \text{ or } \mathfrak{R})} \left(B^{(N \text{ or } \mathfrak{R})} \right)^{-\frac{\alpha+j}{2}} G_{2,4}^{3,1} \left(\frac{B^{(N \text{ or } \mathfrak{R})} E[I]^{(N \text{ or } \mathfrak{R})}}{A_{mod}} \sqrt{\frac{CNIR_{k,th}}{CNIR_{k,EX}}} \left| \begin{array}{l} 1, \xi_{mod}^2 + 1 \\ \xi_{mod}^2, \alpha, \beta, 0 \end{array} \right. \right) \quad (11.41)$$

με την παράμετρος $CNIR_{k,EX}$ να αντιστοιχεί στις Εξ. (11.25) και (11.31) για την εμπρόσθια και την αντίστροφη ζεύξη, αντίστοιχα. Η τιμή κατωφλίου $CNIR_{k,th}$ καθορίζεται ανάλογα με τις απαιτήσεις απόδοσης του συγκεκριμένου τηλεπικοινωνιακού διαύλου.

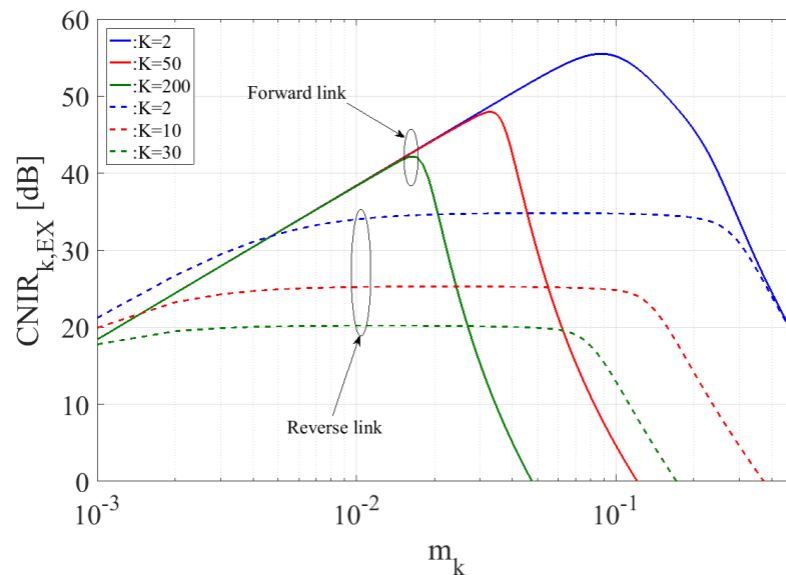
11.6 Αριθμητικά Αποτελέσματα

Με χρήση των κλειστών μαθηματικών εκφράσεων για την εκτίμηση του μέσου BER και της πιθανότητας διακοπής της CDMA RoFSO ζεύξης που δίνονται από τις Εξ. (11.38), (11.39) και (11.41) παρουσιάζονται ενδεικτικά αριθμητικά αποτελέσματα. Θεωρούμαι ασθενής, μέτριες και ισχυρές συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής, που καθορίζονται από την τιμή της Rytov διακύμανσης που λαμβάνεται ίση με 0.1, 1.9 και 2.5, αντίστοιχα. Αξίζει να σημειωθεί ότι η περίπτωση με την $\sigma_R^2=1.9$ μοντελοποιείται μέσω της GG κατανομής, θέτοντας τις αντίστοιχες τιμές στο μοντέλο της $M(alaga)$ κατανομής. Τέλος, αποτελέσματα παρουσιάζονται και για την περίπτωση κορεσμένης ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με την τιμή της σ_R^2 να είναι ίση με 25. Υπό το πρίσμα των ανωτέρω, οι παράμετροι της $M(alaga)$ κατανομής λαμβάνουν τις τιμές (σ_R^2 , α , β , Ω , γ) και C_n^2 που παρουσιάζονται στον Πίνακα 11.1, όταν για την PtP ζεύξη έχουμε $L_S=1.5$ km, ένα οπτικό μήκος κύματος $\lambda=1.55$ μm , και μια διάμετρο για τον δέκτη ίση με $D_R=2R=10$ cm.

σ_R^2	($\alpha, \beta, \Omega, \gamma$)	C_n^2 ($\text{m}^{-2/3}$)
0.1	(50, 14, 1.1, 0.006)	2.4×10^{-15}
1.9	(11.29, 14, 1, 0)	4.5×10^{-14}
2.5	(9.73, 14, 0.98, 0.02)	6×10^{-14}
25	(2.28, 33, 2.04, 0.136)	6×10^{-13}

Πίνακας 11.1. Οι τιμές των παραμέτρων της $M(alaga)$ κατανομής και της C_n^2 για τις διάφορες τιμές της σ_R^2 όταν $L_S=1.5$ km, $\lambda=1.55$ μm και $D=10$ cm.

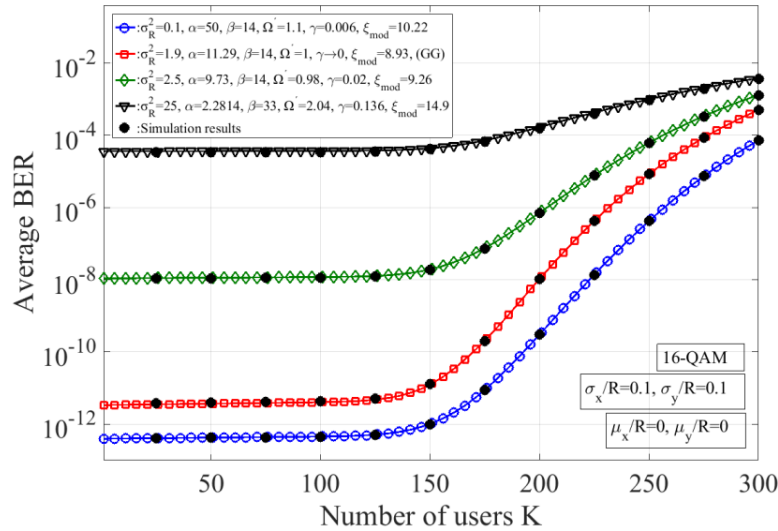
Αξίζει να σημειωθεί ότι οι παράμετροι της $M(alaga)$ κατανομής για $\sigma_R^2=0.1$ και 25 έχουν επιλεγεί από την [213]. Η ακτίνα της δέσμης στον εκπομπό επιλέγεται ίση με $W_0=2.5$ cm. Για την CDMA διαμόρφωση, το κέρδος επεξεργασίας είναι ίσο με $G_p=512$. Το εύρος ζώνης για την εμπρόσθια ζεύξη επιλέγεται ίσο με $B=20$ MHz, ενώ για την αντίστροφη ζεύξη είναι ίσο με $B=10$ MHz. Ο συντελεστής IMD3 είναι $\alpha_3=1/3$, η θερμοκρασία του δέκτη είναι ίση με $T=300$ K, και η τιμή της $RIN=-155$ dB/Hz. Η αντίσταση φορτίου είναι $R_L=50$ Ω, η απόκριση της PD είναι $\rho=0.8$ A/W και επίσης $\langle s_k(t) \rangle = 1$. Αξίζει να αναφέρουμε ότι τα σήματα όλων των χρηστών διαμορφώνεται με τον ίδιο δείκτη διαμόρφωσης δηλ. $m_1 = m_2 = \dots = m_K$. Οι ολικές απώλειες για την ασύρματη οπτική ζεύξη επιλέγονται ίσες με $L_{tot}=-15$ dB.



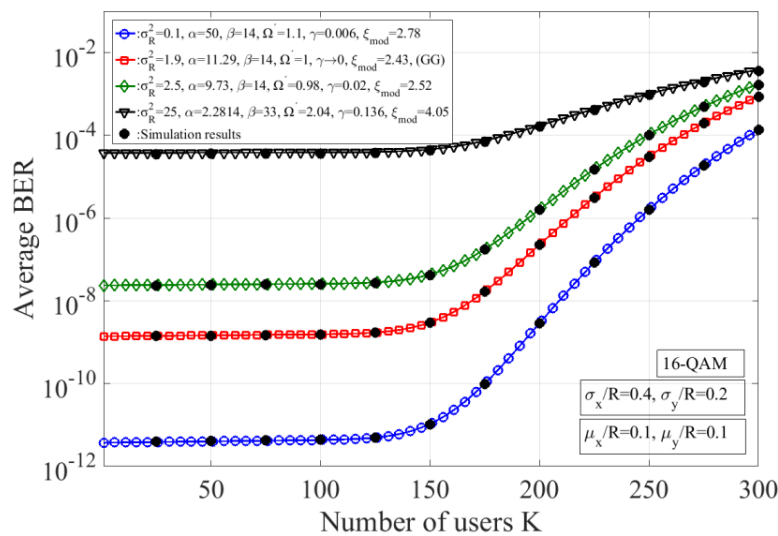
Σχήμα 11.8. Η μεταβολή του $CNIR_{k,EX}$ σαν συνάρτηση του OMI ανά χρήστη για την εμπρόσθια και την αντίστροφη ζεύξη για διάφορες τιμές του αριθμού των χρηστών [J.3].

Στο Σχ. 11.8 απεικονίζεται η μεταβολή του $CNIR_{k,EX}$ σαν συνάρτηση του OMI ανά χρήστη m_k . Είναι φανερό ότι η μετάδοση στην εμπρόσθια ζεύξη διαφέρει σημαντικά από αυτήν στην αντίστροφη ζεύξη εξαιτίας της υποβάθμισης λόγω της παρεμβολής πολλαπλής πρόσβασης (MAI) στην δεύτερη. Για την εμπρόσθια ζεύξη η ταυτόχρονη μετάδοση σημάτων 200 χρηστών είναι εφικτή με τιμές του $CNIR_{k,EX}=42$ dB, ενώ για την αντίστροφη ζεύξη όταν 10 χρήστες έχουν ταυτόχρονη πρόσβαση στο δίκτυο, ο μέγιστος $CNIR_{k,EX}$ πέφτει σε τιμές των 26 dB. Επίσης, είναι φανερό ότι η επιλογή του OMI για την εμπρόσθια ζεύξη επηρεάζει την απόδοση της RoFSO ζεύξης. Στην περίπτωση που είναι αναγκαίο ένας σταθμός βάσης (BS) να εξυπηρετήσει ένα μεγάλο αριθμό χρηστών, ο OMI πρέπει να λάβει χαμηλότερες τιμές ώστε να

ελαχιστοποιηθούν τα IMD3 προϊόντα και η παραμόρφωση λόγω ψαλιδισμού. Για την περίπτωση της αντίστροφης ζεύξης, η επιλογή του βέλτιστου OMI εξαρτάται από τον αριθμό των χρηστών, αλλά τιμές στο εύρος $m_k=0.01$ έως 0.06 φαίνονται ιδανικές.

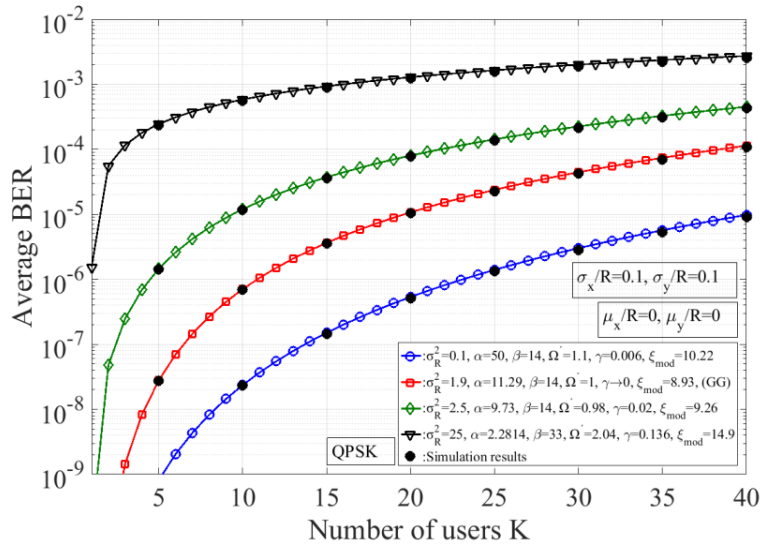


(α)

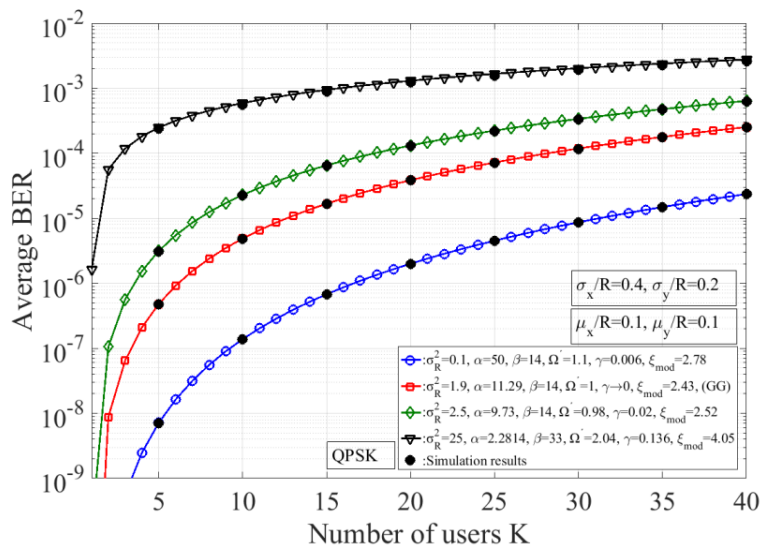


(β)

Σχήμα 11.9. Ο μέσος BER για την εμπρόσθια ζεύξη με 16-QAM για ασθενείς έως και ισχυρές συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με α) ασθενή επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης και μηδενική απόκλιση, β) ενισχυμένη επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης και μη-μηδενική απόκλιση [J.3].



(α)

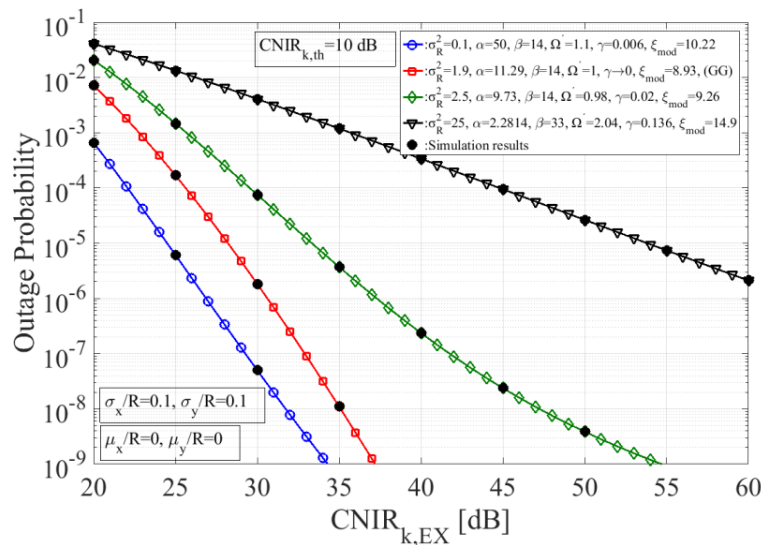


(β)

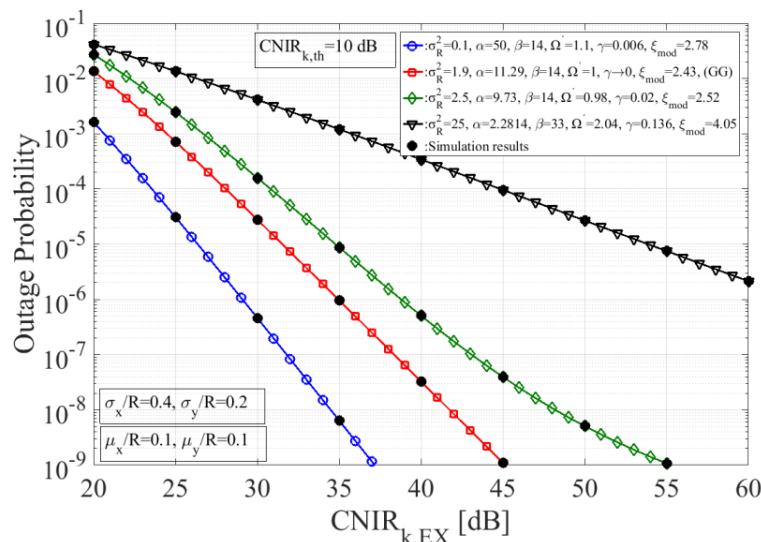
Σχήμα 11.10. Ο μέσος BER για την αντίστροφη ζεύξη με QPSK για ασθενείς έως και ισχυρές συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με α) ασθενή επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης και μηδενική απόκλιση, β) ενισχυμένη επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης και μη-μηδενική απόκλιση [J.3].

Ακολουθώντας στα Σχ. 11.9^{α,β}, αποτελέσματα για τον μέσο BER για την εμπρόσθια ζεύξη απεικονίζονται. Ο OMI ανά χρήστη επιλέγεται ίσος με $m_k=0.02$ και όπως έχουμε προαναφέρει $B=20$ MHz. Σαν σχήμα διαμόρφωσης για την εμπρόσθια ζεύξη επιλέγεται το 16-QAM. Εξαιτίας της σύγχρονης μετάδοσης, ο αριθμός των χρηστών που ταυτόχρονα έχουν πρόσβαση στο δίκτυο είναι σημαντικά υψηλός. Όπως απεικονίζεται, η υποβάθμιση της απόδοσης συμβαίνει αφότου ο αριθμός των χρηστών υπερβεί τους $K=150$ χρήστες. Επίσης, οι ατμοσφαιρικά επαγόμενες

διακυμάνσεις μαζί με τα σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης επιδεινώνουν την απόδοση.



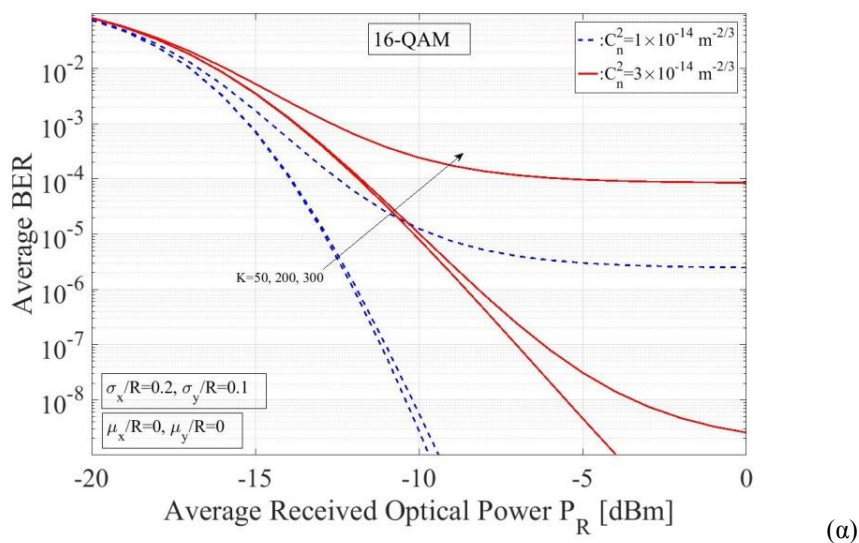
(α)



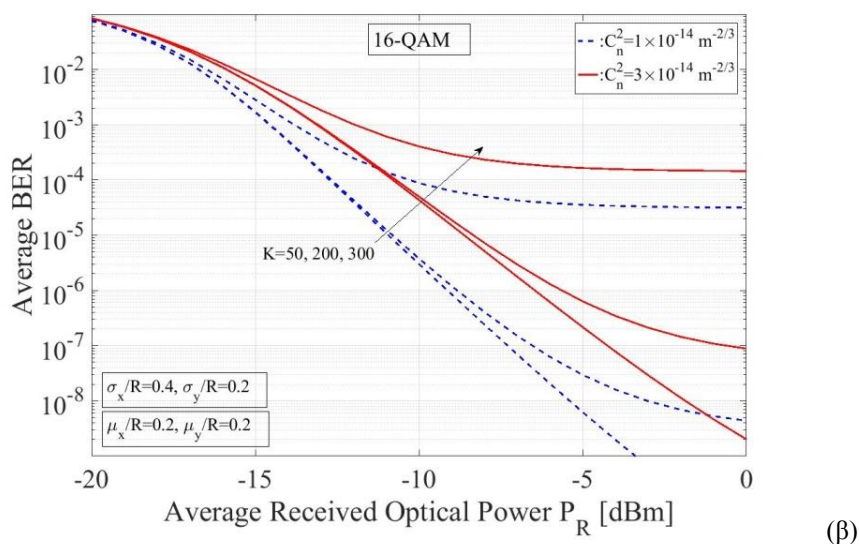
(β)

Σχήμα 11.11. Η OP σαν συνάρτηση του $CNIR_{k,EX}$ για ασθενείς έως ισχυρές συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με α) ασθενή επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης και μηδενική απόκλιση, β) ενισχυμένη επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης και μη-μηδενική απόκλιση [J.3].

Στα Σχ. 11.10^{α,β}, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του μέσου BER για την περίπτωση της αντίστροφης ζεύξης. Όπως είναι προφανές, η παρεμβολή λόγω πολλαπλής πρόσβασης (MAI) στην αντίστροφη ζεύξη έχει σημαντική επίδραση, όπου η ποιότητα επικοινωνίας υποβαθμίζεται πολύ όταν μεγάλος αριθμός χρηστών έχουν πρόσβαση στο δίκτυο σε μια συγκεκριμένη χρονική στιγμή.



(α)



(β)

Σχήμα 11.12. Ο μέσος BER για κάθε χρήστη στην εμπρόσθια ζεύξη με 16-QAM σε ασθενείς και μέτριες συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με α) $\mu_x/R=0$, $\mu_y/R=0$, $\sigma_x/R=0.2$, $\sigma_y/R=0.1$, β) $\mu_x/R=0.2$, $\mu_y/R=0.2$, $\sigma_x/R=0.4$, $\sigma_y/R=0.2$, για διάφορες τιμές χρηστών K που έχουν πρόσβαση στο δίκτυο [C.9].

Για την αντίστροφη ζεύξη, το εύρος ζώνης επιλέγεται στα $B=10$ MHz και ο ΟΜΙ ανά χρήστη επιλέγεται ίσος με $m_k=0,03$. Επίσης, επιλέγεται σαν σχήμα διαμόρφωσης το QPSK. Μια αποδεκτή απόδοση κάτω από ένα όριο του μέσου BER στο 10^{-4} επιτυγχάνεται όταν ο αριθμός των χρηστών είναι κάτω από 25 για όλες τις περιπτώσεις ασθενών έως ισχυρών συνθηκών ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής. Για την περίπτωση κορεσμένων συνθηκών, όταν ο αριθμός των ενεργών χρηστών είναι 3, ο μέσος BER φθάνει στο προαναφερθέν όριο. Η επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης (Σχ. 11.10^β) στην απόδοση του μέσου BER είναι

προφανής αλλά εκδηλώνεται κυρίως στις ασθενείς έως και μέτριες συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής.

Στα Σχ. 11.11^{α,β}, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για την πιθανότητα διακοπής (OP). Σε αυτή την περίπτωση, τα αριθμητικά αποτελέσματα παρουσιάζονται ως συνάρτηση του $CNIR_{k,EX}$, προσφέροντας την ευκολία για την αξιολόγηση της OP για αμφότερες τις κατευθύνσεις της ζεύξης. Η τιμή κατωφλίου επιλέχθηκε ίση με $CNIR_{k,th}=10$ dB. Είναι προφανές ότι καθώς αυξάνεται η ισχύς της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής, η OP αυξάνει και τιμές για τον $CNIR_k$ πάνω από 25 dB είναι επιτακτικές. Επίσης στο Σχ. 11.11^β, γίνεται ορατή η επίδραση της μη μηδενικής μετατόπισης με ενισχυμένες χωρικές διακυμάνσεις στην μετρική της OP και ειδικά στις ασθενείς συνθήκες τυρβώδους ροής.

Τέλος, στα Σχ. 11.12^{α,β}, παρουσιάζονται ενδεικτικά αποτελέσματα για τον μέσο BER μιας CDMA RoFSO ζεύξης στην εμπρόσθια κατεύθυνση, όταν η ατμοσφαιρική τυρβώδης ροή μοντελοποιείται μέσω της Gamma κατανομής. Απεικονίζονται αποτελέσματα που αφορούν ασθενείς έως μέτριες συνθήκες τυρβώδους ροής με τις τιμές της C_n^2 να λαμβάνονται ίσες με $1 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ και $3 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$. Το μήκος της PtP ζεύξης είναι ίσο με 1.5 km, και με τις προαναφερθείσες τιμές της C_n^2 προκύπτει $\sigma_R^2=0.42$ και $\sigma_R^2=1.25$, αντίστοιχα. Το εύρος ζώνης είναι ίσο με $B=5$ MHz με όλες τις υπόλοιπες τιμές των παραμέτρων της ζεύξης να είναι οι ίδιες με όσες έχουν αναφερθεί μέχρι τώρα. Γίνεται φανερό η επίδραση τόσο του φαινομένου του σπινθηρισμού όσο και των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής μετατόπισης ειδικά όπως απεικονίζεται στο Σχ. 11.12^β.

11.7 Συμπεράσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο, μελετήθηκε λεπτομερώς μια RoFSO PtP ζεύξη για διάδοση CDMA σήματος μεταξύ ενός κεντρικού σταθμού βάσης (CBS) και μιας μεμακρυσμένης μονάδας κεραίας (RAU ή BS). Συγκεκριμένα, ερευνάται η διάδοση CDMA σήματος τόσο στην εμπρόσθια ζεύξη (από CBS σε BS) όσο και στην αντίστροφη ζεύξη (από BS σε CBS). Η διάδοση του οπτικού σήματος στην RoFSO ζεύξη επηρεάζεται από το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και από τα σφάλματα σκόπευσης. Η ατμοσφαιρική τυρβώδης ροή μοντελοποιείται μέσω του ενοποιητικού μοντέλου της $M(alaga)$ κατανομής αλλά και της Gamma κατανομής για ασθενείς έως μέτριες συνθήκες διακυμάνσεων. Όσον αφορά τα σφάλματα

σκόπευσης, χρησιμοποιείται ένα προσεγγιστικό μοντέλο της Beckmann κατανομής, παρέχοντας τη δυνατότητα αξιολόγησης της επίδρασης αυτού του φαινομένου για συνθήκες όπου οι χωρικές διακυμάνσεις της οπτικής δέσμης είναι διαφορετικές για τους δυο κατακόρυφους άξονες στο επίπεδο του δέκτη. Επίσης, το συγκεκριμένο προσεγγιστικό μοντέλο δίνει τη δυνατότητα αξιολόγησης της ύπαρξης μη-μηδενικής απόκλισης της οπτικής δέσμης από την τέλεια ευθυγραμμισμένη θέση. Όσον αφορά την μετάδοση του CDMA σήματος ραδιοσυχνοτήτων, η επίδραση του φαινομένου της παρεμβολής λόγω πολλαπλής πρόσβασης (MAI) λαμβάνεται υπόψη μέσω κατάλληλων μαθηματικών μοντέλων. Η MAI δημιουργείται λόγω της ασύγχρονης μετάδοσης στην κατεύθυνση της αντίστροφης ζεύξης και όπως παρουσιάζεται στα αριθμητικά αποτελέσματα του κεφαλαίου η επίδρασή της είναι πολύ επιζήμια και αυξάνεται όσο αυξάνεται ο αριθμός των ενεργών χρηστών του δικτύου. Επίσης, παρουσιάζεται και η επίπτωση του φαινομένου της παρεμβολής πολλαπλής πρόσβασης στα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης λόγω μη-γραμμικής απόκρισης της διόδου laser, τα οποία είναι διαφορετικά στην εμπρόσθια και στην αντίστροφη ζεύξη. Λαμβάνοντας υπόψη όλα τα παραπάνω, εξάγονται ακριβείς μαθηματικές εκφράσεις για την αξιολόγηση της μετρικής του μέσου BER και της πιθανότητας διακοπής (OP) της CDMA RoFSO ζεύξης στην εμπρόσθια και στην αντίστροφη κατεύθυνση. Τα εξαγόμενα αποτελέσματα αναδεικνύουν την μεγάλη επίδραση του φαινομένου της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής, όπου για ισχυρές και κορεσμένες συνθήκες διακυμάνσεων η απόδοση της RoFSO ζεύξης υποβαθμίζεται αρκετά. Επίσης, μέσω των αποτελεσμάτων που προκύπτουν γίνεται αντιληπτή και η επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης, τα οποία επηρεάζουν την απόδοση της ασύρματης οπτικής ζεύξης κυρίως σε συνθήκες μέτριων και ασθενών διακυμάνσεων της οπτικής έντασης λόγω τυρβώδους ροής. Τέλος, η ακρίβεια των παραγόμενων αποτελεσμάτων επιβεβαιώνεται μέσω κατάλληλων αριθμητικών προσομοιώσεων με πολλαπλά ολοκληρώματα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 12

ΔΙΑΦΟΡΙΚΗ ΛΗΨΗ ΓΙΑ CDMA RoFSO ΖΕΥΞΕΙΣ ΜΕ \mathcal{M} - (MALAGA) ΑΤΜΟΣΦΑΙΡΙΚΗ ΤΥΡΒΩΔΗ ΡΟΗ ΚΑΙ ΣΦΑΛΜΑΤΑ ΣΚΟΠΕΥΣΗΣ ΜΗ-ΜΗΔΕΝΙΚΗΣ ΑΠΟΚΛΙΣΗΣ

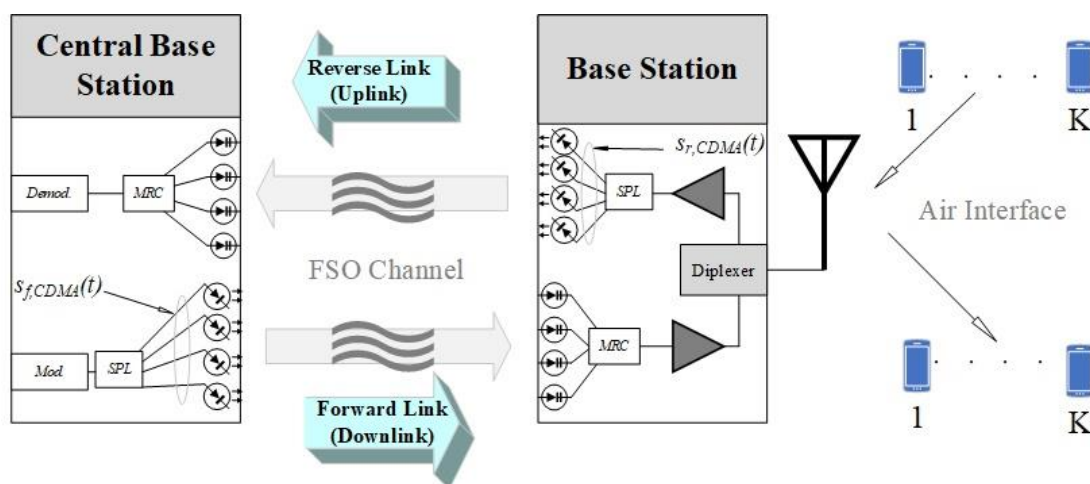
Στο παρόν κεφάλαιο, μελετάται μια CDMA RoFSO ζεύξη με διαφορετική λήψη στο δέκτη. Η στατιστική μελέτη των ατμοσφαιρικά επαγόμενων σπινθηρισμών γίνεται μέσω του μοντέλου της $M(alaga)$ κατανομής. Μαζί με το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής, λαμβάνεται και η επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης στην απόδοση του συστήματος. Καινοτόμες, αναλυτικές μαθηματικές εκφράσεις σε κλειστή μορφή εξάγονται για την εκτίμηση της μέσης πιθανότητας σφάλματος bit (average BER) και της πιθανότητας διακοπής (OP) του CDMA RoFSO συστήματος και για τις δύο κατευθύνσεις της εμπρόσθιας και της αντίστροφης ζεύξης. Τα αριθμητικά αποτελέσματα δείχνουν σαφώς τη βελτίωση της απόδοσης χρησιμοποιώντας τη διαφορετική λήψη στο δέκτη, ακόμη και στις πιο αντίξοες ατμοσφαιρικές συνθήκες με ισχυρή και κορεσμένη ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή με αυξημένη επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης. Επίσης, οι επιπτώσεις της μη γραμμικής παραμόρφωσης, της παρεμβολής πολλαπλής πρόσβασης (MAI) και του θορύβου ψαλιδισμού επιδεινώνουν την απόδοση του συστήματος, όπου λαμβάνονται υπόψη περιπτώσεις με μεγάλο αριθμό χρηστών.

12.1 Εισαγωγή

Προκειμένου να εξισορροπηθεί η επίδραση του φαινομένου του σπινθηρισμού και των σφαλμάτων σκόπευσης, στο παρόν κεφάλαιο ερευνάται ένα σύστημα RoFSO με διαφορετική λήψη δεκτών. Για το προτεινόμενο σύστημα διαφορετικής λήψης, θεωρείται η χρήση πολλαπλών πηγών laser στην μεριά του εκπομπού. Κάθε ένα από τα laser του εκπομπού αποστέλλει το ίδιο σήμα πληροφορίας προς έναν συγκεκριμένο δέκτη όπως απεικονίζεται στο Σχ. 12.1. Έτσι, στην συνέχεια του κεφαλαίου, ερευνάται μια RoFSO ζεύξη για μετάδοση σημάτων CDMA (όπως παρουσιάζεται στο Κεφ. 11) με διαφορετική λήψη δεκτών. Η συγκεκριμένη CDMA RoFSO ζεύξη μελετάται τόσο στην

εμπρόσθια όσο και στην αντίστροφη κατεύθυνση. Η αξιολόγηση της απόδοσης πραγματοποιείται με την εκτίμηση του μέσου ρυθμού σφάλματος bit (average BER) και της πιθανότητας διακοπής (outage probability, OP) λαμβάνοντας υπόψη τα μη γραμμικά φαινόμενα παραμορφώσεων που σχετίζονται με την αναλογική μικροκυματική οπτική ζεύξη, την παρεμβολή πολλαπλής πρόσβασης (MAI), την επίδραση της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης. Εξάγονται μαθηματικές εκφράσεις σε κλειστή μορφή για τις προαναφερθείσες μετρικές απόδοσης και τα αριθμητικά αποτελέσματα απεικονίζονται χρησιμοποιώντας τις παραγόμενες εκφράσεις.

12.2 Διαφορική Λήψη για CDMA RoFSO Σύστημα



Σχήμα 12.1. Το μοντέλο του CDMA RoFSO συστήματος με διαφορική λήψη για τις δύο κατευθύνσεις της εμπρόσθιας και της αντίστροφης ζεύξης, (SPL: splitter, MRC: maximum ratio combiner) [J.4].

12.2.1 Εμπρόσθια Ζεύξη

Μια λεπτομερής ανάλυση της CDMA RoFSO ζεύξης από σημείο-σε-σημείο (PtP) παρουσιάζεται στο Κεφ. 11. Το προτεινόμενο σύστημα με διαφορική λήψη αποτελείται από M -επιμέρους PtP συνδέσεις (SISO ζεύξεις), όπου ένα σύνολο από M εκπομπούς laser εκπέμπουν προς μια συστοιχία από M δέκτες. Έτσι, στον CBS K σήματα από CDMA χρήστες προχωρούν για οπτική μετάδοση μέσω της ασύρματης αναλογικής οπτικής ζεύξης. Κάθε εκπομπός laser εκπέμπει προς έναν συγκεκριμένο δέκτη, όπως απεικονίζεται στο Σχ. 12.2. Στην περίπτωση της εμπρόσθιας μετάδοσης, ο λόγος ισχύος φέρουσας προς ισχύ θορύβου και παρεμβολής για κάθε k_{th} χρήστη ($CNIR_k$) σε μια συγκεκριμένη m_{th} PtP ζεύξη δίνεται σύμφωνα με την Εξ. (11.24) ως [J.4]:

$$CNIR_{k,f,m}(I_m) \approx \frac{(m_{k,m} \rho_m L_{tot,m} P_0 I_m)^2}{2(\langle N_{0,m} B \rangle_{AV} + \langle n_{NLD,f,k,m} \rangle_{AV})} \quad (12.1)$$

Όπου $m_{k,m}$ είναι ο ΟΜΙ για κάθε χρήστη, ρ_m είναι απόκριση (A/W) κάθε φωτοδιόδου (PD), $L_{tot,m}$ αντιστοιχεί στις ολικές απώλειες ισχύος για κάθε PtP ασύρματη οπτική ζεύξη (βλέπε Εν. 2.1), P_0 είναι η μέση εκπεμπόμενη ισχύς από κάθε πηγή laser και I_m είναι η ολική κανονικοποιημένη ένταση στην είσοδο κάθε δέκτη. Η τυχαία μεταβλητή της I_m δίνεται από το γινόμενο $I_m = I_{t,m} I_{p,m}$ με την τυχαία μεταβλητή $I_{t,m}$ να αντιστοιχεί στην ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή και την τυχαία μεταβλητή $I_{p,m}$ στα σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης. Η PSD του θορύβου της οπτικής ζεύξης, $N_{0,m}$, για τον m_{th} δέκτη δίνεται από την Εξ. (11.19), με $I_{ph,m}$ να είναι η dc τιμή του φωτο-επαγόμενου ρεύματος στον m_{th} δέκτη και δίνεται ως $I_{ph,m} = \rho_m L_{tot,m} P_0 I_m = \rho_m P_{R,m} I_m$ με $P_{R,m}$ να είναι η μέση λαμβανόμενη οπτική ισχύς στον m_{th} δέκτη. Η ολική μη γραμμική παραμόρφωση για την εμπρόσθια ζεύξη (δηλ. $n_{NLD,f,m}$) είναι ένα άθροισμα της παραμόρφωσης λόγω 3^{ης} τάξεως ενδοδιαμόρφωσης (IMD3) και λόγω του φαινομένου ψαλιδισμού $n_{NLD,f,k,m} = \sigma_{IMD,f,k,m}^2 + \sigma_{cl,k,m}^2$ που δίνονται από τις Εξ. (11.21) και (11.22).

12.2.2 Αντίστροφη Ζεύξη

Στην αντίστροφη ζεύξη, K σήματα CDMA από διαφορετικούς κινητούς χρήστες φτάνουν στην κεραία του σταθμού βάσης (BS ή RAU) σε μια συγκεκριμένη χρονική στιγμή, με διαφορετικές χρονικές καθυστερήσεις και ο λόγος ισχύος φέρουσας προς ισχύ θορύβου συν παρεμβολής για κάθε k_{th} χρήστη ($CNIR_k$) σε μια PtP ζεύξη δίνεται σύμφωνα με την Εξ. (11.30) ως [J.4]:

$$CNIR_{k,r,m}(I_m) \approx \frac{(m_{k,m} \rho_m L_{tot,m} P_0 I_m)^2}{2(\langle N_{0,m} B \rangle_{AV} + \langle n_{NLD,r,k,m} \rangle_{AV})} \quad (12.2)$$

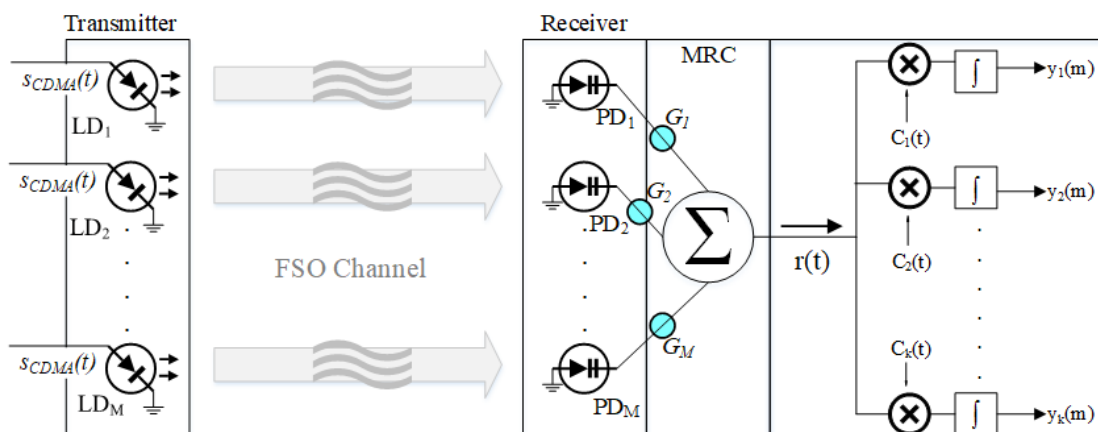
όπου όλες οι παράμετροι είναι οι ίδιες με τις προαναφερθείσες για την εμπρόσθια ζεύξη, εκτός από την ολική μη γραμμική παραμόρφωση στην αντίστροφη ζεύξη (δηλ. $n_{NLD,r,k,m}$). Η $n_{NLD,r,k,m}$ είναι ένα άθροισμα της παραμόρφωσης λόγω 3^{ης} τάξης ενδοδιαμόρφωσης (IMD3) της ανάστροφης ζεύξης, της παραμόρφωσης λόγω ψαλιδισμού που υπολογίζεται από την Εξ. (11.22) και της παραγόμενης παρεμβολής λόγω πολλαπλής πρόσβασης (MAI) λόγω της ασύγχρονης μετάδοσης δηλ.

$n_{NLD,r,k,m} = \sigma_{IMD,r,k,m}^2 + \sigma_{cl,k,m}^2 + \sigma_{MAI,k,m}^2$. Η IMD3 και η MAI, για την περίπτωση της αντίστροφης ζεύξης δίνονται από τις Εξ. (11.28) και (11.29). Μια αντίληψη του συνολικού συστήματος παρουσιάζεται στο Σχ. 12.1 για την περίπτωση της εμπρόσθιας και της αντίστροφης ζεύξης.

12.2.3 Διαφορική Λήψη Δεκτών

Στη μεριά κάθε δέκτη (στον CBS ή στην RAU) χρησιμοποιείται ένα σχήμα διαφορικής λήψης με πολλαπλές φωτοδιόδους, οι οποίες λαμβάνουν ταυτόσημα σήματα τα οποία οδηγούνται σε έναν συνδυαστή μέγιστης αναλογίας (MRC). Πολλαπλά αντίγραφα του ίδιου RF σήματος CDMA μεταδίδονται από μια συστοιχία με M πηγές laser προς μία συστοιχία από M φωτο-ανιχνευτές. Η απόσταση μεταξύ των πηγών laser στον πομπό και των ανοιγμάτων λήψης στον δέκτη θεωρούνται μεγαλύτερες από το μήκος χωρικής συνοχής του ατμοσφαιρικού καναλιού, δηλ. μερικά εκατοστά, προκειμένου να επιτευχθούν ασυσχέτιστοι και ανεξάρτητοι κλάδοι διαφορικής λήψης. Έτσι, τα σήματα από κάθε κλάδο διαφορικής λήψης σταθμίζονται με ένα συντελεστή κέρδους G_m , ο οποίος είναι ανάλογος προς την ισχύ σήματος στον συγκεκριμένο κλάδο. Τα ληφθέντα ταυτοτικά σήματα από τους m κλάδους συγχρονίζονται και αθροίζονται σύμφωνα (Σχ. 12.2). Η έξοδος του συνδυαστή MRC προκύπτει ίση με [94], [247], [256], [257]:

$$CNIR_{k,MRC}(I) = \sum_{m=1}^M CNIR_{k,m}(I_m) = r(t) \quad (12.3)$$



Σχήμα 12.2. Το block διάγραμμα του CDMA RoFSO συστήματος με διαφορική λήψη δεκτών [J.4].

Η έξοδος του MRC συνδυαστή αποστέλλεται σε ένα δέκτη με K συσχετιστές προσαρμοσμένους ο κάθε ένας στην κωδική ακολουθία $C_k(t)$ του k_{th} χρήστη, όπου το επιθυμητό σήμα του 1^{ου} χρήστη, που δηλώνεται ως $y_1(n)$, δίνεται από την Εξ. (11.6). Η συγκεκριμένη διαδικασία μπορεί να εφαρμοστεί και στις δύο κατευθύνσεις της εμπρόσθιας και της αντίστροφης ζεύξης, όπως απεικονίζεται στο Σχ. 12.1.

12.3 $M(alaga)$ -Κατανομή και Σφάλματα Σκόπευσης Μη-Μηδενικής Απόκλισης

Η PDF της $M(alaga)$ κατανομής με τα σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης για μια PtP ζεύξη δίνεται σύμφωνα με την Εξ. (11.32) ως [77]:

$$f_{comb,I_m}(I_m) = \frac{\xi_{mod,m}^2 A^{(\mathbb{N} \text{ or } \mathbb{R})}}{2} I_m^{-1} \times \sum_{j=1}^{(\mathbb{N} \text{ or } \mathbb{R})} a_j^{(\mathbb{N} \text{ or } \mathbb{R})} \left(B^{(\mathbb{N} \text{ or } \mathbb{R})} \right)^{-\frac{\alpha_m+j}{2}} G_{1,3}^{3,0} \left(B^{(\mathbb{N} \text{ or } \mathbb{R})} \frac{I_m}{A_{mod,m}} \left| \begin{array}{c} \xi_{mod,m}^2 + 1 \\ \xi_{mod,m}^2, \alpha_m, \beta_m \end{array} \right. \right) \quad (12.4)$$

Όπου $G_{p,q}^{m,n}[\cdot]$ αντιστοιχεί στην Meijer G συνάρτηση. Για την $M(alaga)$ κατανομή θεωρούμαι μόνο την περίπτωση με β_m να είναι φυσικός αριθμός δηλ. $\beta_m \in \mathbb{N}$. Σε αυτή τη περίπτωση το άθροισμα στην Εξ. (12.4) λαμβάνει τη μορφή $\sum_{(s)} [\cdot] = \sum_{j=1}^{\beta} [\cdot]$

και οι παράμετροι $A^{(s)}$, $a_j^{(s)}$ και $B^{(s)}$ είναι ίσες με

$$A^{(s)} = \left(2\alpha_m^{\alpha_m/2} (\gamma_m \beta_m)^{\beta_m + \frac{\alpha_m}{2}} \right) / \left(\gamma_m^{(2+\alpha_m)/2} \Gamma(\alpha_m) (\gamma_m \beta_m + \Omega'_m)^{\beta_m + \frac{\alpha_m}{2}} \right)$$

$$a_j^{(s)} = \frac{(\beta_m - 1)}{(j-1)} \frac{1}{(j-1)!} \left(\frac{\Omega'_m}{\gamma_m} \right)^{j-1} \left(\frac{\alpha_m}{\beta_m} \right)^{j/2} (\gamma_m \beta_m + \Omega'_m)^{1-\frac{j}{2}}, \quad B^{(s)} = \frac{\alpha_m \beta_m}{\gamma_m \beta_m + \Omega'_m} \text{ με } \left(\frac{\beta_m}{j} \right) \text{ να}$$

αντιστοιχεί στον διωνυμικό συντελεστή.

Η παράμετρος $\xi_{mod,m}$ για τα μη-μηδενικής απόκλισης σφάλματα σκόπευσης υπολογίζεται ως $\xi_{mod,m} = W_{z,eq,m} / 2\sigma_{mod,m}$ με την $\sigma_{mod,m}$ να δίνεται από την Εξ. (5.29) και την $A_{mod,m}$ να δίνεται από την Εξ. (5.30). Η $W_{z,eq,m}$ αντιστοιχεί στην ισοδύναμη ακτίνα της δέσμης στο δέκτη και είναι ίση με $W_{z,eq,m}^2 = \sqrt{\pi} \text{erf}(v_m) W_{z,m}^2 / 2v_m \exp(-v_m^2)$ όπου $v_m = \sqrt{\pi} R_m / \sqrt{2} W_{z,m}$. Η $W_{z,m}$ αντιστοιχεί στην ακτίνα της Gaussian δέσμης στο επίπεδο κάθε δέκτη, όπου σε

συνθήκες ισχυρών διακυμάνσεων της έντασης είναι ίση με (βλέπε Εξ. (2.44))

$$W_{z,m} = W_{0,m} \sqrt{\Theta_{0,m}^2 + \Lambda_{0,m}^2} \sqrt{1 + 1.63\sigma_R^{12/5} \Lambda_m} \quad \text{με} \quad \sigma_R^2 = 1.23C_n^2 k^{7/6} L_{S,m}^{11/6} \quad \text{να είναι η}$$

$$\text{διακύμανση Rytov και} \quad \Lambda_m = \frac{\Lambda_{0,m}}{\Theta_{0,m}^2 + \Lambda_{0,m}^2}, \quad \Theta_{0,m} = 1 - \frac{L_{S,m}}{F_{0,m}}, \quad \Lambda_{0,m} = \frac{2L_{S,m}}{kW_{0,m}^2},$$

$k = 2\pi/\lambda$. Η παράμετρος $W_{0,m}$ είναι η ακτίνα της δέσμης σε κάθε εκπομπό (βλέπε

Σχ. 2.10), $L_{S,m}$ είναι το μήκος της ζεύξης για κάθε κλάδο της διαφορικής λήψης και

$F_{0,m}$ είναι η ακτίνα καμπυλότητας της φασικής μετώπης (βλέπε Σχ. 2.11). Στην

περίπτωση μας θεωρούμαι μια συγκλίνουσα οπτική δέσμη με $F_{0,m} > 0$. Η ροπή 1^{ns}

τάξεως της I_m όταν $\beta_m \in \mathcal{N}$, είναι ίση με [73]

$$E[I_m]^{\mathcal{N}} = \xi_{\text{mod},m}^2 (\xi_{\text{mod},m}^2 + 1)^{-1} A_{\text{mod},m} (\gamma_m + \Omega_m).$$

12.4 Εκτίμηση του Μέσου BER

Σε αυτή την ενότητα εξάγονται μαθηματικές εκφράσεις για την εκτίμηση της μετρικής του μέσου BER για τον k_{th} χρήστη για την RoFSO ζεύξη με διαφορική λήψη. Στη συγκεκριμένη ζεύξη, το σήμα κάθε χρήστη διαμορφώνεται με μια διαμόρφωση L -QAM. Κωδικοποίηση Gray χρησιμοποιείται στον πομπό και ο BER για τον αστερισμό του L -QAM με το σήμα εξόδου από τον MRC να υπολογίζεται ως [229]:

$$P_{b,k,QAM,MRC}(I_m) \approx \frac{4(1-L^{-1/2})}{\log_2(L)} Q\left(\sqrt{\frac{3}{L-1} \sum_{m=1}^M CNIR_{k,m}(I_m)}\right) \quad (12.5)$$

Ο μέσος BER για κάθε χρήστη, του CDMA RoFSO συστήματος με τεχνική διαφορικής λήψης σε κανάλια ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης υπολογίζεται με την επίλυση των ακόλουθων πολλαπλών ολοκληρωμάτων [256]:

$$P_{b,k,AV} = \int_{\vec{I}} f_{\text{comb},\vec{I}}(\vec{I}) P_{b,k,QAM,MRC}(\vec{I}) h\vec{I} \quad (12.6)$$

όπου το διάνυσμα $\vec{I} = (I_1, I_2, \dots, I_M)$ αποτελείται από όλες τις τιμές ακτινοβολίας για κάθε PtP ζεύξη του συστήματος διαφορικής λήψης. Λαμβάνοντας την προσεγγιστική σχέση για την Q -συνάρτηση της Εξ. (12.5), που είναι η [370]:

$$Q(x) \approx \frac{1}{6} \left[0.5 \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) + \exp(-2x^2) + \exp\left(-\frac{2x^2}{3}\right) \right] \quad (12.7)$$

και χρησιμοποιώντας την Εξ. (12.6), καταλήγουμε στα ακόλουθα ολοκληρώματα [J.4]:

$$P_{b,k,AV} \approx \frac{2(1-L^{-1/2})}{3\log_2(L)} \left[0.5 \int_0^\infty f_{c,I_m}(I_m) \exp\left(\frac{3\sum_{m=1}^M CNIR_{k,m}(I_m)}{2(1-L)}\right) dI_m + \int_0^\infty f_{c,I_m}(I_m) \exp\left(\frac{6\sum_{m=1}^M CNIR_{k,m}(I_m)}{1-L}\right) dI_m + \int_0^\infty f_{c,I_m}(I_m) \exp\left(\frac{2\sum_{m=1}^M CNIR_{k,m}(I_m)}{1-L}\right) dI_m \right] \quad (12.8)$$

Οι τιμές ακτινοβολίας I_m στην είσοδο κάθε δέκτη είναι στατιστικά ανεξάρτητες και ταυτόσημα κατανομημένες (i.i.d.) τυχαίες μεταβλητές. Λόγω της ανεξαρτησίας των διανυσμάτων I_m , το M -διάστατο ολοκλήρωμα της Εξ. (12.8) χωρίζεται σε ένα γινόμενο M μονοδιάστατων ολοκληρωμάτων [266]. Έτσι, καταλήγουμε στην [J.4]:

$$P_{b,k,AV} \approx \frac{1-L^{-1/2}}{3\log_2(L)} \left[\prod_{m=1}^M \int_0^\infty f_{comb,I_m}(I_m) \exp\left(-\frac{3CNIR_{k,m}(I_m)}{2(L-1)}\right) dI_m + 2 \prod_{m=1}^M \int_0^\infty f_{comb,I_m}(I_m) \exp\left(-\frac{6CNIR_{k,m}(I_m)}{L-1}\right) dI_m + 2 \prod_{m=1}^M \int_0^\infty f_{comb,I_m}(I_m) \exp\left(-\frac{2CNIR_{k,m}(I_m)}{L-1}\right) dI_m \right] \quad (12.9)$$

Στη συνέχεια, αντικαθιστούμε τους εκθετικούς όρους της Εξ. (12.9) με την ισοδύναμη έκφραση μέσω των Meijer G συναρτήσεων, δηλ. $\exp(z) = G_{0,1}^{1,0}(-z|0)$, και καταλήγουμε στην [J.4]:

$$\begin{aligned}
P_{b,k,AV} \approx & \frac{1-L^{-1/2}}{3\log_2(L)} \left[\prod_{m=1}^M \int_0^\infty f_{comb,I_m}(I_m) G_{0,1}^{1,0} \left(\frac{3CNIR_{k,m}(I_m)}{2(L-1)} \middle| 0 \right) dI_m + \right. \\
& + 2 \prod_{m=1}^M \int_0^\infty f_{comb,I_m}(I_m) G_{0,1}^{1,0} \left(\frac{6CNIR_{k,m}(I_m)}{L-1} \middle| 0 \right) dI_m + \\
& \left. + 2 \prod_{m=1}^M \int_0^\infty f_{comb,I_m}(I_m) G_{0,1}^{1,0} \left(\frac{2CNIR_{k,m}(I_m)}{L-1} \middle| 0 \right) dI_m \right] \quad (12.10)
\end{aligned}$$

Αντικαθιστώντας την $f_{comb,I_m}(I_m)$ από την Εξ. (12.4) και χρησιμοποιώντας την Εξ. (A.3), καταλήγουμε στην ακόλουθη έκφραση κλειστής μορφής για την εκτίμηση του μέσου BER κάθε χρήστη στη CDMA RoFSO ζεύξη με διαφορεική λήψη δεκτών και διαμόρφωση L -QAM [J.4]:

$$P_{b,k,AV} \approx \frac{1-L^{-1/2}}{3\log_2(L)} \left(\prod_{m=1}^M \Psi\left(\frac{3}{2}, m\right) + 2 \prod_{m=1}^M \Psi(6, m) + 2 \prod_{m=1}^M \Psi(2, m) \right) \quad (12.11)$$

$$\text{Με} \quad \Psi(x, m) = \frac{\xi^2 A^{(S \text{ or } \mathfrak{R})}}{2} \sum_{j=1}^{(S \text{ or } \mathfrak{R})} a_j^{(S \text{ or } \mathfrak{R})} (B^{(S \text{ or } \mathfrak{R})})^{-\frac{\alpha_m+j}{2}} \frac{2^{\alpha_m+j-2}}{2\pi} \Xi_j(x, m) \quad \text{και}$$

$$\Xi_j(x, m) = G_{6,3}^{1,6} \left(\frac{16x CNIR_{k,m,EX} A_{mod,m}^2}{(L-1) (B^{(S \text{ or } \mathfrak{R})} E[I]^{(S \text{ or } \mathfrak{R})})^2} \middle| \begin{array}{l} \frac{1-\xi^2}{2}, \frac{2-\xi^2}{2}, \frac{1-\alpha_m}{2}, \frac{2-\alpha_m}{2}, \frac{1-j}{2}, \frac{2-j}{2} \\ 0, -\frac{\xi^2}{2}, \frac{1-\xi^2}{2} \end{array} \right)$$

όπου στην θέση της παραμέτρου $CNIR_{k,m,EX}$ μπορεί να αντικατασταθεί είτε η Εξ. (12.1), είτε η Εξ. (12.2) για την εκτίμηση του μέσου BER της εμπρόσθιας ή της αντίστροφης ζεύξης, με ταυτόχρονη χρήση της ροής 1^{ης} τάξεως της I_m .

12.5 Εκτίμηση της Πιθανότητας Διακοπής

Η πιθανότητα διακοπής (OP) για μια PtP CDMA RoFSO ζεύξη, για το σήμα του k_{th} χρήστη, σε συνθήκες M (alaga) κατανεμημένης ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης υπολογίζεται από τον τύπο της Εξ. (11.41). Έτσι, η πιθανότητα διακοπής (OP) για την CDMA RoFSO ζεύξη με διαφορεική λήψη στους δέκτες και M στατιστικά ανεξάρτητες ζεύξεις υπολογίζεται

σύμφωνα με την [245] (Eq. (10)) ως $P_{out,k,tot} = \prod_{m=1}^M P_{out,m,k}$. Άρα με αντικατάσταση της

Εξ. (11.41) προκύπτει [J.4]:

$$P_{out,k,tot} = \prod_{m=1}^M \left\{ \frac{\xi_{mod,m}^2 A^{(s)}}{2} \sum_{j=1}^{(s)} a_j^{(s)} (B^{(s)})^{-\frac{\alpha_m+j}{2}} \times \right. \\ \left. \times G_{2,4}^{3,1} \left(\frac{B^{(s)} E[I_m]^{(s)}}{A_{mod,m}} \sqrt{\frac{CNIR_{k,m,th}}{CNIR_{k,m,EX}}} \middle| \begin{matrix} 1, \xi_{mod,m}^2 + 1 \\ \xi_{mod,m}^2, \alpha_m, \beta_m, 0 \end{matrix} \right) \right\} \quad (12.12)$$

12.6 Αριθμητικά Αποτελέσματα

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζονται αριθμητικά αποτελέσματα, χρησιμοποιώντας τις παραγόμενες εκφράσεις κλειστής μορφής Εξ. (12.11) και (12.12). Για τη CDMA RoFSO ζεύξη με διαφορική λήψη στο δέκτη, επιλέγονται διάφορες τιμές παραμέτρων που παρουσιάζονται στο Πίνακα 12.1. Πρώτον, υποθέτουμε δύο διαφορετικές περιπτώσεις για τις συνθήκες της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής. Στην πρώτη περίπτωση, υποθέτουμε ισχυρές διακυμάνσεις της οπτικής έντασης με την τιμή της διακύμανσης Rytov $\sigma_R^2 = 1.23 C_n^2 k^{7/6} L_S^{11/6}$, ίση με $\sigma_R^2 = 2.5$. Η άλλη περίπτωση αντιστοιχεί σε κορεσμένες συνθήκες διακυμάνσεων με $\sigma_R^2 = 25$. Η ακτίνα της δέσμης σε κάθε δέκτη υπολογίζεται ίση με $W_{z,m} = 9 \text{ cm}$ για $\sigma_R^2 = 2.5$ και $W_{z,m} = 25 \text{ cm}$ για $\sigma_R^2 = 25$. Για την επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης εξετάζονται δύο περιπτώσεις. Για την πρώτη περίπτωση, επιλέγουμε ασθενή επίδραση με χωρικές διακυμάνσεις με κανονικοποιημένες τιμές τις $\sigma_{x,m}/R_m = 0,2$ και $\sigma_{y,m}/R_m = 0,1$ και μηδενική μετατόπιση της οπτικής δέσμης, δηλαδή $\mu_{x,m}/R_m = 0$ και $\mu_{y,m}/R_m = 0$. Στη δεύτερη περίπτωση, θεωρούνται ενισχυμένες χωρικές διακυμάνσεις, με $\sigma_{x,m}/R_m = 0,5$ και $\sigma_{y,m}/R_m = 0,2$ και μη-μηδενική μετατόπιση ίση με $\mu_{x,m}/R_m = 0,1$ και $\mu_{y,m}/R_m = 0,1$.

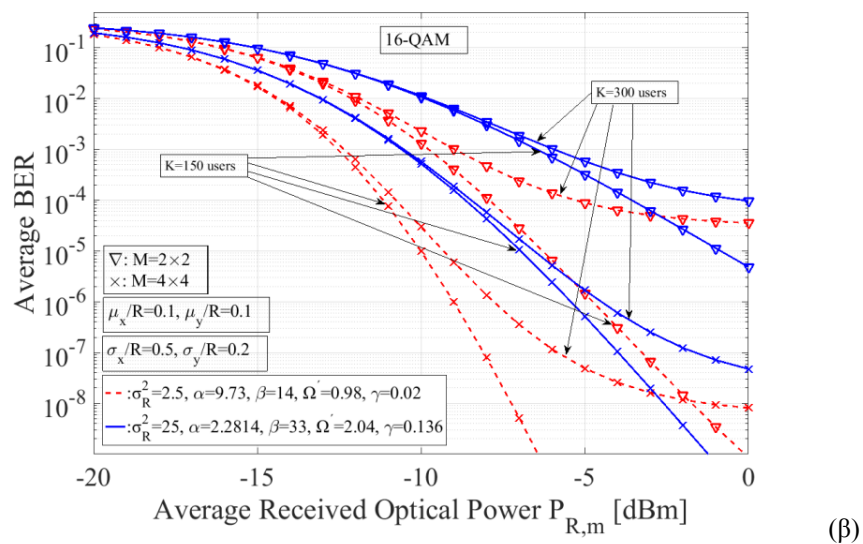
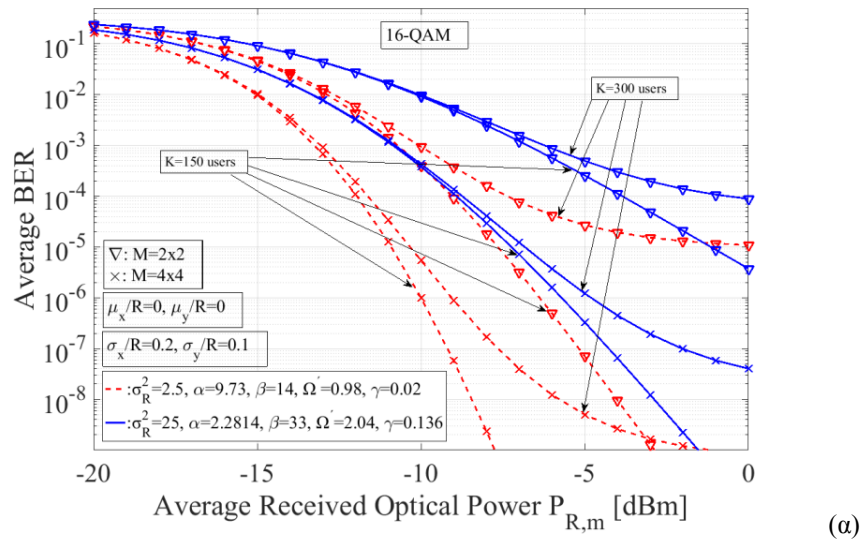
Το επιλεγμένο σχήμα διαμόρφωσης για την εμπρόσθια ζεύξη είναι το 16-QAM, ενώ για την αντίστροφη ζεύξη είναι το QPSK. Τα αποτελέσματα για την εκτίμηση του μέσου BER για την CDMA RoFSO ζεύξη με διαφορική λήψη απεικονίζονται μεταξύ των Σχ. 12.3^{α,β} και 12.4^{α,β} όπου περιπτώσεις με $M=2 \times 2$ και $M=4 \times 4$ πομποδέκτες παρουσιάζονται. Στα Σχ. 12.3^{α,β} απεικονίζεται η εκτίμηση για την επίδοση του μέσου BER για την εμπρόσθια ζεύξη. Στο σχήμα 12.3^α έχουμε την περίπτωση με ασθενή επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης με μηδενική απόκλιση της οπτικής δέσμης από το κέντρο κάθε δέκτη και στο σχήμα 12.3^β δεικνύεται η περίπτωση με ενισχυμένη επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης και ύπαρξη μη-μηδενικής απόκλισης. Συμπεραίνεται ότι μια μέση λαμβανόμενη ισχύς ($P_{R,m}$) πάνω

από τα -10 dBm για κάθε κλάδο της διαφορικής λήψης απαιτείται για την εμπρόσθια ζεύξη με χρήση $M=4$ πομποδεκτών για να επιτευχθεί ένας μέσος BER στα 10^{-4} ακόμα και στην περίπτωση κορεσμένων συνθηκών ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής δηλ. με $\sigma_R^2 = 25$. Για την περίπτωση της ενισχυμένης επίδρασης των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης, δηλ. στο Σχ. 12.3^β, η επίδοση του μέσου BER ελαφρώς χειροτερεύει και η απαιτούμενη $P_{R,m}$ αυξάνει αναλόγως.

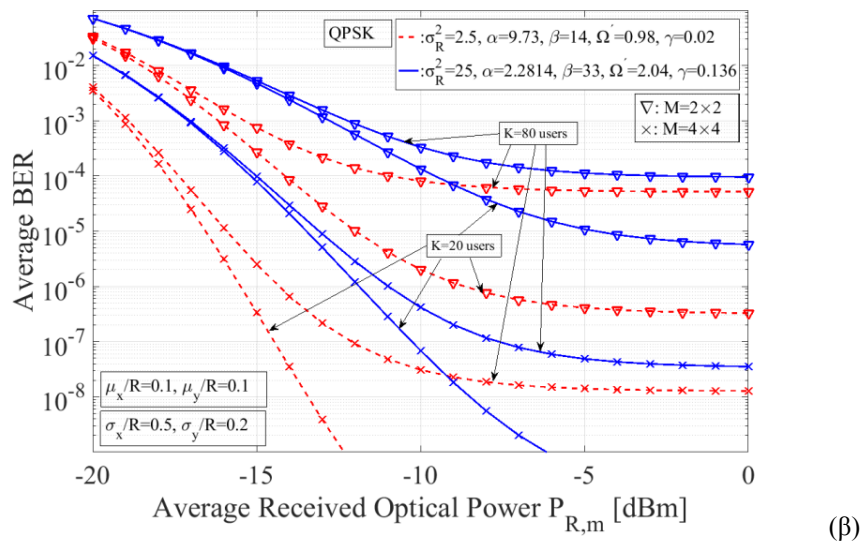
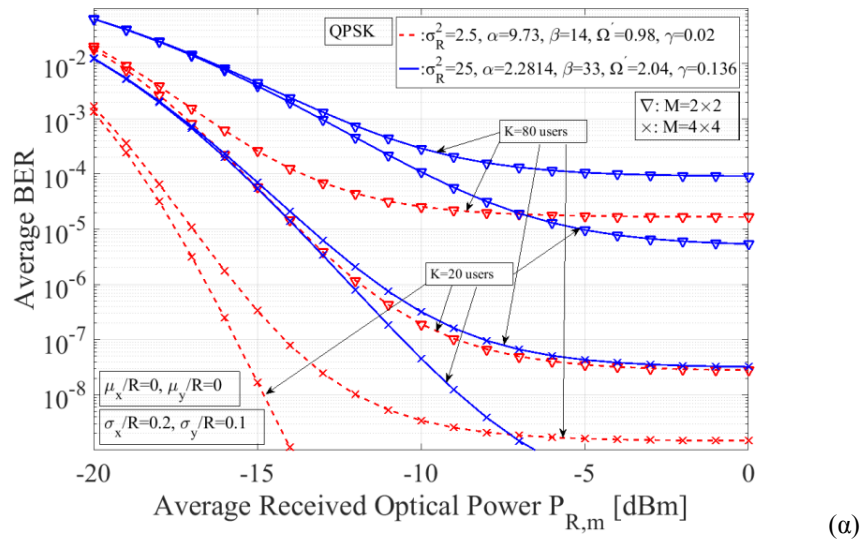
Παράμετρος	Τιμή
σ_R^2	2.5 και 25
$L_{S,m}$	1.5 km
λ	1.55 μm
$F_{0,m}$	500 m
$W_{0,m}$	3 cm
R_m	5 cm
Εύρος ζώνης εμπρόσθιας ζεύξης	$B=20$ MHz
Εύρος ζώνης αντίστροφης ζεύξης	$B=10$ MHz
G_p	512
T	300 K
RIN	-155 dB/Hz
ρ_m	0.8 A/W
α_3	1/3
R_L	50 Ω
$\langle s_k(t) \rangle$	1
M αριθμός πομποδεκτών	2 και 4

Πίνακας 12.1. Τιμές παραμέτρων για την CDMA RoFSO ζεύξη με διαφορική λήψη.

Η επίδοση του μέσου BER, για την αντίστροφη ζεύξη του CDMA RoFSO συστήματος, παρουσιάζεται στα Σχ. 12.4^{α,β}. Πρωτίστως, όπως απεικονίζεται και στα δυο σχήματα, η ταυτόχρονη πρόσβαση του δικτύου από 80 χρήστες είναι εφικτή, ιδίως όταν σύστημα με $M=4$ πομποδέκτες χρησιμοποιείται. Σε αυτή τη περίπτωση, η απαιτούμενη $P_{R,m}$ είναι στα -15 dBm για έναν μέσο BER στην τιμή του 10^{-4} σε κορεσμένες συνθήκες διακυμάνσεων. Η περίπτωση με ενισχυμένη επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης παρουσιάζεται στο Σχ. 12.4^β, όπου οι επιπτώσεις τους στην απόδοση εκδηλώνονται κυρίως στις συνθήκες με $\sigma_R^2 = 2.5$.



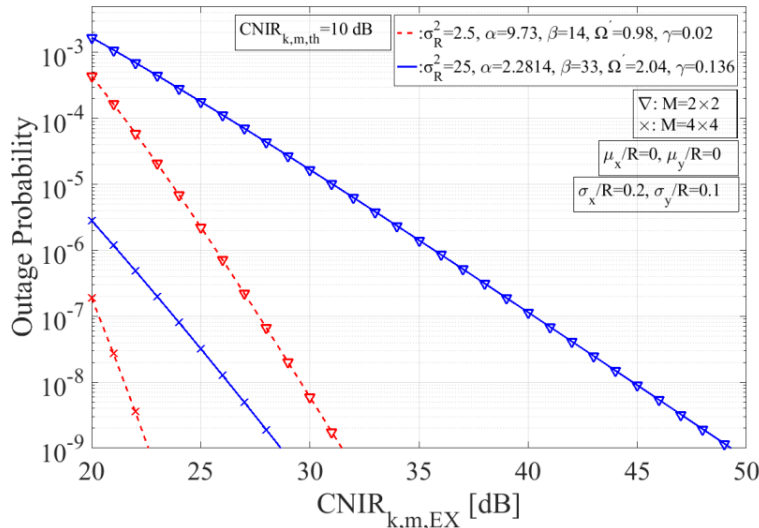
Σχήμα 12.3. Η επίδοση του μέσου BER για την εμπρόσθια CDMA RoFSO ζεύξη με 16-QAM και διαφορεική λήψη δεκτών, υπό συνθήκες ισχυρής ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με α) ασθενή επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης και μηδενική απόκλιση, β) ενισχυμένη επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης και μη-μηδενική απόκλιση, για διάφορες τιμές του αριθμού K των χρηστών σαν συνάρτηση της μέσης λαμβανόμενης ισχύος σε κάθε δέκτη [J.4].



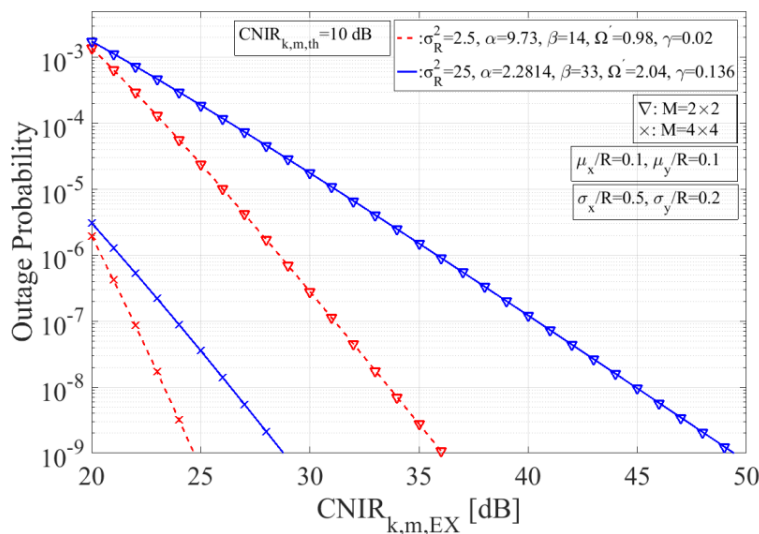
Σχήμα 12.4. Η επίδοση του μέσου BER για την αντίστροφη CDMA RoFSO ζεύξη με QPSK και διαφορική λήψη δεκτών, υπό συνθήκες ισχυρής ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με α) ασθενή επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης και μηδενική απόκλιση, β) ενισχυμένη επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης και μη-μηδενική απόκλιση, για διάφορες τιμές του αριθμού K των χρηστών σαν συνάρτηση της μέσης λαμβανόμενης ισχύος σε κάθε δέκτη [J.4].

Τελικώς, τα αποτελέσματα της πιθανότητας διακοπής (OP) της ζεύξης απεικονίζονται στα Σχ. 12.5^{α,β}. Αξίζει να σημειωθεί ότι η εκτίμηση της πιθανότητας διακοπής γίνεται σαν συνάρτηση του $CNIR_{k,m,EX}$, παρέχοντας το πλεονέκτημα για αξιολόγηση της απόδοσης και για τις δυο κατευθύνσεις της εμπρόσθιας και της αντίστροφης ζεύξης. Συγκρινόμενη με την περίπτωση της PtP ζεύξης (Σχ. 11.11^{α,β}), η OP λαμβάνει τιμές σημαντικά μικρότερες και η διαθεσιμότητα της ζεύξης αυξάνεται. Η τιμή κατωφλίου για τον $CNIR_{k,th}$ ανά κλάδο διαφορικής λήψης καθορίζεται στα 10

dB. Για την περίπτωση του $M=4 \times 4$ συστήματος, η χωρικά ποικιλόμορφη ζεύξη αποδίδει πολύ καλά ακόμα και σε κορεσμένες συνθήκες ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με τιμές του $CNIR_{k,m,EX}$ στα 20 dB ή και μεγαλύτερες.



(α)



(β)

Σχήμα 12.5. Η OP για την CDMA RoFSO ζεύξη με διαφορετική λήψη δεκτών και για τις δύο κατευθύνσεις υπό συνθήκες ισχυρής ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με α) ασθενή επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης και μηδενική απόκλιση, β) ενισχυμένη επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης και μη-μηδενική απόκλιση, σαν συνάρτηση του $CNIR_{k,m,EX}$ σε κάθε κλάδο [J.4].

12.7 Συμπεράσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο, ερευνάται η μετάδοση CDMA σήματος διαμέσου μιας FSO ζεύξης με διαφορετική λήψη στους δέκτες. Μια συστοιχία από M πηγές laser εκπέμπουν προς μια συστοιχία από M δέκτες. Κάθε εκπομπός αποστέλλει το σήμα πληροφορίας προς ένα συγκεκριμένο δέκτη της διαφορετικής λήψης μέσω στενών

οπτικών δεσμών με μικρές γωνίες απόκλισης δέσμης. Η διάδοση του οπτικού σήματος επηρεάζεται από τους ατμοσφαιρικά επαγόμενους σπινθηρισμούς στη μεριά του δέκτη. Επίσης, το φαινόμενο των σφαλμάτων σκόπευσης με μη-μηδενική απόκλιση λαμβάνεται υπόψη, το οποίο επισύρει επιπρόσθετες διακυμάνσεις στην λαμβανόμενη οπτική ένταση. Το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής ερευνάται μέσω της $M(alaga)$ κατανομής που αποτελεί ένα ενοποιητικό μοντέλο και περιλαμβάνει σαν υποπεριπτώσεις της όλα τα γνωστά μοντέλα κατανομών που χρησιμοποιούνται στο ερευνητικό πεδίο των FSO συστημάτων. Αναλυτικές μαθηματικές εκφράσεις σε κλειστή μορφή εξάγονται για την εκτίμηση του μέσου BER και της πιθανότητας διακοπής (OP) που χρησιμοποιούνται ως βασικές μετρικές για την αξιολόγηση της απόδοσης του συγκεκριμένου συστήματος διαφορικής λήψης για αμφότερες τις κατευθύνσεις της εμπρόσθιας και της αντίστροφης ζεύξης. Όπως παρουσιάζεται, η CDMA RoFSO ζεύξη λειτουργεί πολύ καλά με χρήση της συγκεκριμένης διαφορικής λήψης ακόμα και σε ακραίες συνθήκες κορεσμένης ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με ενισχυμένη επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης. Παράλληλα με την επίδραση των ατμοσφαιρικά επαγόμενων σπινθηρισμών και των σφαλμάτων σκόπευσης, στα παραγόμενα αριθμητικά αποτελέσματα λαμβάνονται περιπτώσεις με μεγάλο αριθμό χρηστών για τις κατευθύνσεις της εμπρόσθιας και της ανάστροφης ζεύξης. Η υπόθεση του μεγάλου αριθμού χρηστών σημαίνει ότι τα φαινόμενα της ενδοδιαμόρφωσης (IMD), της παρεμβολής λόγω πολλαπλής πρόσβασης (MAI) και της παραμόρφωσης λόγω ψαλιδισμού έχουν επίσης πολύ ισχυρή επίδραση.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 13

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στη παρούσα διατριβή μελετήθηκαν εκτενώς τα επίγεια FSO τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Συγκεκριμένα μελετήθηκαν οι επιδόσεις των ψηφιακών και αναλογικών FSO συστημάτων σε ένα μεγάλο εύρος επίδρασης του φαινομένου της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης. Εκτενής έρευνα πραγματοποιήθηκε στην ακριβή μοντελοποίηση της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής μαζί με τα σφάλματα σκόπευσης. Η επίδραση αυτών των φαινομένων μελετήθηκε σε συστήματα FSO με χρήση τεχνικών διαφορικής λήψης με στόχο την αξιολόγηση της χρήσης της σε αυτά τα συστήματα. Επίσης, μελετήθηκε και η εφαρμογή τεχνικών αναμετάδοσης για τα επίγεια FSO συστήματα. Τέλος, ερευνήθηκε ενδελεχώς η μετάδοση σημάτων με πολυπλεξία όπως: α) με διαίρεση ορθογώνιων συχνοτήτων (OFDM) και β) με διαίρεση κώδικα (CDMA), μέσω ασύρματων οπτικών ζεύξεων. Έτσι, οι κύριες συνεισφορές της παρούσας διατριβής μπορούν να συνοψιστούν ως εξής.

13.1 Ατμοσφαιρική Τυρβώδης Ροή και Σφάλματα Σκόπευσης

Όπως παρουσιάστηκε σε όλη την έκταση της διατριβής, το φαινόμενο της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής αποτελεί κυρίαρχο παράγοντα υποβάθμισης της απόδοσης των επίγειων FSO συστημάτων. Η ατμοσφαιρική τυρβώδης ροή δημιουργείται σαν αποτέλεσμα θερμοκρασιακών μεταβολών και της τυρβώδους ροής του αέρα. Το ατμοσφαιρικό μέσο διαχωρίζεται σε διακριτές δίνες ή θύλακες αέρος με διαφορετικούς δείκτες διάθλασης μεταξύ τους. Έτσι, κατά τη διάδοση της οπτικής ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας διαμέσου του ατμοσφαιρικού μέσου, του οποίου ο δείκτης διάθλασης μεταβάλλεται ακανόνιστα, επάγονται ταχύτατες διακυμάνσεις στην λαμβανόμενη ένταση, γνωστοί και ως σπινθηρισμοί. Η μελέτη της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής πραγματοποιείται μέσω στατιστικών μοντέλων για την συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της τυχαίας μεταβλητής της λαμβανόμενης οπτικής έντασης στη μεριά του δέκτη. Έτσι, ανάλογα με τις συνθήκες διακυμάνσεων έχουν προταθεί διάφορα στατιστικά μοντέλα που περιγράφουν με ακρίβεια το

φαινόμενο των διακυμάνσεων της έντασης. Κατά αυτό το τρόπο, μελετήθηκαν τα κυριότερα στατιστικά μοντέλα της Gamma, Gamma-Gamma, K, εκθετικής και $M(alaga)$ κατανομής. Αξίζει να αναφέρουμε ότι το στατιστικό μοντέλο της $M(alaga)$ κατανομής περιλαμβάνει σαν υποπεριπτώσεις του όλα τα παραπάνω μοντέλα και άλλα, θέτοντας τις κατάλληλες τιμές στις παραμέτρους της. Μελετήθηκε μια πληθώρα συνθηκών επίδρασης της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής, οι οποίες κυμαίνονται από ασθενείς έως ισχυρές και κορεσμένες συνθήκες διακυμάνσεων. Όπως προέκυψε από τα παραγόμενα αποτελέσματα η επίδρασή της είναι καθοριστική στην απόδοση των FSO συστημάτων.

Επίσης μαζί με την ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή, μελετήθηκε και το φαινόμενο των σφαλμάτων σκόπευσης. Τα FSO συστήματα συνήθως εγκαθίστανται σε ταράτσες υψηλών κτιρίων, με συνέπεια να είναι ευάλωτα σε μικρές κινήσεις των κτιρίων, σε ριπές ανέμου και θερμικές εκτονώσεις. Έτσι, τα τερματικά εκπομπής και λήψης των FSO συστημάτων μπορεί να τίθενται σε μικρές κινήσεις που με τη σειρά τους επάγουν κινήσεις της οπτικής δέσμης και άρα εισαγωγή επιπρόσθετων διακυμάνσεων. Έτσι, στην έκταση της διατριβής μελετήθηκαν δύο στατιστικά μοντέλα που περιγράφουν αυτό το φαινόμενο. Το πρώτο στατιστικό μοντέλο περιγράφεται από μια συμβατική Rayleigh κατανομή, όπου λαμβάνονται ταυτόσημες χωρικές διακυμάνσεις της ακτινικής μετατόπισης της οπτικής δέσμης στους δύο κατακόρυφους άξονες στο επίπεδο του δέκτη. Το άλλο στατιστικό μοντέλο που μελετήθηκε περιγράφεται από μια τροποποιημένη Rayleigh κατανομή. Η συγκεκριμένη κατανομή προέκυψε σαν ακριβής προσέγγιση της Beckmann κατανομής. Έτσι, με χρήση του μοντέλου της τροποποιημένης Rayleigh κατανομής λήφθηκαν υπόψη διαφορετικές χωρικές διακυμάνσεις για τους δύο κατακόρυφους άξονες στο επίπεδο του δέκτη και ταυτόχρονα ύπαρξη σταθερής απόκλισης της οπτικής δέσμης από το κέντρο του δέκτη. Στα αποτελέσματα που προέκυψαν, αναδεικνύεται η επίδραση του φαινομένου των σφαλμάτων σκόπευσης και ιδίως αυτών που λαμβάνουν υπόψη τη μη-μηδενική απόκλιση της οπτικής δέσμης από την ευθυγραμμισμένη θέση. Αξίζει να επισημάνουμε, ότι βάσει των αποτελεσμάτων που προέκυψαν το φαινόμενο των σφαλμάτων σκόπευσης γίνεται αισθητό σε συνθήκες ασθενούς και μέτριας ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής.

13.2 Τεχνικές Διαφορικής Λήψης

Η εφαρμογή διαφορικής λήψης στα FSO συστήματα, σύμφωνα με τα αποτελέσματα που προέκυψαν, αποτελεί μια πολύ αποδοτική τεχνική για την αύξηση της αξιοπιστίας και της διαθεσιμότητας αυτών των ασύρματων τεχνολογιών. Συγκεκριμένα, ερευνήθηκε ένα σύστημα μονής εισόδου πολλαπλών εξόδων (SIMO) με διαφορική λήψη στο δέκτη και χρήση βέλτιστου συνδυαστή (OC). Για το συγκεκριμένο FSO σύστημα θεωρήθηκαν οι τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης όπως η NRZ-OOK, η PPM και η PAM, οι οποίες βρίσκουν ευρύτατη εφαρμογή στο πεδίο των οπτικών επικοινωνιών λόγω και του πολύ απλού σχεδιασμού που απαιτούν ως προς την υλοποίησή τους. Τα τρία αυτά σχήματα διαμόρφωσης μελετήθηκαν ως προς την BER απόδοσή τους στο σύστημα με διαφορική λήψη. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν δείχνουν την αύξηση της απόδοσης που προκύπτει κατά τη χρήση SIMO διαμόρφωσης με διαφορική λήψη συγκριτικά με μια SISO ζεύξη, όπου η εφαρμογή και των τριών σχημάτων διαμόρφωσης είναι εφικτή ακόμα και στις πιο αντίξοες συνθήκες με ισχυρή ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή και σφάλματα σκόπευσης. Η διαμόρφωση PPM παρουσιάζει την υψηλότερη αποδοτικότητα ισχύος επιτυγχάνοντας τις μικρότερες τιμές μέσου BER. Ωστόσο, ο σχεδιασμός των FSO συστημάτων πρέπει να πραγματοποιείται και με γνώμονα την φασματική αποδοτικότητα της επιλεγόμενης διαμόρφωσης, όπου η OOK και η PAM υπερισχύουν. Αυτές οι τεχνικές διαμόρφωσης, σε συνδυασμό με τη χρήση διαφορικής λήψης επιτυγχάνουν επίσης χαμηλές τιμές μέσου BER υπό την επίδραση ισχυρής ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με σφάλματα σκόπευσης, με αποτέλεσμα η εφαρμογή τους να είναι εξίσου εφικτή.

Επίσης, η διαφορική λήψη στο δέκτη ερευνήθηκε και για αναλογικές FSO ζεύξεις. Ωστόσο, για το συγκεκριμένο σύστημα προτάθηκε και ερευνήθηκε η χρήση πολλαπλών πηγών laser. Κύριο χαρακτηριστικό αυτού του συστήματος διαφορικής λήψης είναι η χρήση πολλαπλών πηγών laser. Οι χρησιμοποιούμενες οπτικές δέσμες θεωρούνται με πολύ μικρή γωνία απόκλισης δέσμης, ώστε να επιτυγχάνουν υψηλή κατευθυντικότητα. Κάθε πηγή laser εκπέμπει προς έναν συγκεκριμένο δέκτη. Έτσι, μπορεί να αξιοποιηθεί κατά το βέλτιστο τρόπο η διαθέσιμη οπτική ένταση για κάθε κλάδο της διαφορικής λήψης. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν, φανερώνουν τη μεγάλη αύξηση της απόδοσης, καθιστώντας τις συγκεκριμένες FSO ζεύξεις πολύ αξιόπιστες ακόμα και σε συνθήκες ισχυρών και κορεσμένων διακυμάνσεων με ενισχυμένη επίδραση από σφάλματα σκόπευσης με ύπαρξη μη-μηδενικής απόκλισης.

13.3 BLER Απόδοση OOK FSO Ζεύξης

Μελετήθηκε η απόδοση μιας OOK FSO ζεύξης μέσω της εκτίμησης του μέσου ρυθμού μετάδοσης εσφαλμένου block πληροφορίας (average BLER). Η απόδοση της FSO ζεύξης ερευνήθηκε σε συνθήκες GG και NE ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με σφάλματα σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης. Ο BLER αποτελεί μια πολύ σημαντική μετρική ιδίως για τα FSO συστήματα, τα οποία για εύροι εφαρμογών έως τα 3km λειτουργούν σε ρυθμούς μετάδοσης της τάξεως των Gbps. Επίσης λαμβάνοντας υπόψη ότι κώδικες διόρθωσης σφαλμάτων (FEC) δεν εφαρμόζονται μέχρι τώρα στα εμπορικά συστήματα, ο BLER αποτελεί την ιδανική μετρική για την εφαρμογή block κωδικών. Έτσι, λαμβάνοντας υπόψη όλα τα παραπάνω φαινόμενα υποβάθμισης, παρουσιάστηκαν εκτενή και εύστοχα αποτελέσματα για την απόδοση του μέσου BLER σε διάφορες συνθήκες επίδρασης της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης μη-μηδενικής απόκλισης.

13.4 Συστήματα Αναμετάδοσης (Relay Systems)

Η εφαρμογή συστημάτων αναμετάδοσης (relay systems) μελετήθηκε στα πλαίσια της παρούσας διατριβής. Συγκεκριμένα μελετήθηκε η χρήση σειριακής αναμετάδοσης με χρήση κόμβων αποκωδικοποίησης και προώθησης (DF) σε μια OFDM RoFSO ζεύξη. Η απόδοση αυτού του πολλαπλών-αλμάτων RoFSO συστήματος αξιολογήθηκε μέσω της εκτίμησης της μετρικής του μέσου BER και της πιθανότητας διακοπής. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν αναδεικνύουν τη χρησιμότητα εφαρμογής συστημάτων αναμετάδοσης στα FSO συστήματα για την αποτελεσματική και αξιόπιστη επέκταση των λειτουργικών ικανοτήτων τους σε μεγάλες αποστάσεις.

Επίσης, ερευνήθηκε και η απόδοση ενός συστήματος διπλού-άλματος με σύνδεση μιας OFDM RoFSO ζεύξης και μιας IM/DD DCO-OFDM ζεύξης σε οπτική ίνα μέσω DF κόμβου αναμετάδοσης. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν αναδεικνύουν τη χρησιμότητα τέτοιων συστημάτων, με γνώμονα ότι οι οπτικές ίνες παρουσιάζουν υψηλότερες αποδόσεις, αλλά η εκτεταμένη χρήση οπτικών ινών είναι ανέφικτη και δαπανηρή.

13.5 Τεχνικές Πολυπλεξίας (Multiplexing Techniques)

Η μετάδοση πληροφορίας μέσω διαφόρων τεχνικών πολυπλεξίας παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον στις τηλεπικοινωνίες ανάλογα με τους στόχους απόδοσης που προβλέπονται από κάποιον τηλεπικοινωνιακό δίαυλο. Πολυπλεξία αποτελεί η μέθοδος κατά την οποία πολλαπλά σήματα (πολλαπλοί χρήστες) συνδυάζονται μαζί για μετάδοση μέσω ενός τηλεπικοινωνιακού διαύλου. Έτσι, στην παρούσα διατριβή μελετάται η μετάδοση σημάτων ραδιοσυχνοτήτων (RF) με πολυπλεξία διαίρεσης ορθογώνιων συχνοτήτων (OFDM) και πολυπλεξία διαίρεσης κώδικα (CDMA), μέσω ασύρματων οπτικών ζεύξεων. Οι συγκεκριμένες τεχνικές μετάδοσης RF σημάτων μελετήθηκαν στο κομμάτι των αναλογικών οπτικών ζεύξεων και συγκεκριμένα στα RoFSO συστήματα. Κάθε μια τεχνική πολυπλεξίας προσφέρει τα δικά της πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Η OFDM πολυπλεξία έχει το βασικό πλεονέκτημα της πολύ υψηλής φασματικής αποδοτικότητας, που σημαίνει ότι υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης επιτυγχάνονται με τη χρήση της. Επίσης, με τη χρήση της μειώνεται η διασυμβολική παρεμβολή (ISI) και οι διαλείψεις λόγω πολυδιάθραξης σε ασύρματο περιβάλλον που μπορεί να λειτουργεί και χωρίς γραμμή οπτικής επαφής (LOS). Ωστόσο, ο υψηλός PAPR του OFDM σήματος αποτελεί ένα βασικό μειονέκτημα. Η εφαρμογή του σε οπτικές ζεύξεις απέδειξε ότι η μετάδοση RF OFDM σήματος απαιτεί μικρές τιμές για τον OMI, ώστε φαινόμενα όπως η ενδοδιαμόρφωση (IMD) και ο μη-γραμμικός ψαλιδισμός να μην επηρεάζουν σημαντικά, ιδίως όταν ο αριθμός των υποφορέων αυξάνει. Όσο, για την πολυπλεξία CDMA, βασίζεται στην τεχνική απευθείας ακολουθίας (DS) εξάπλωσης φάσματος (SS). Όλοι οι χρήστες κάνουν χρήση όλου του διαθέσιμου εύρους ζώνης με χρήση κωδικών ακολουθιών, όπου ξεχωριστές ακολουθίες εκχωρούνται σε κάθε έναν χρήστη. Έτσι, η CDMA διαμόρφωση δίνει τη δυνατότητα για μετάδοση πληροφορίας με υψηλή ασφάλεια. Η χρήση της σε κυψελωτά δίκτυα παρέχει το πλεονέκτημα της αυξημένης επαναχρησιμοποίησης συχνότητας, με γειτονικές κυψέλες να έχουν τη δυνατότητα χρήσης της ίδιας κεντρικής συχνότητας χωρίς δημιουργία παρεμβολών γειτονικών κυψελών. Επίσης, σε ασύρματο περιβάλλον είναι πολύ ανθεκτική σε παρεμβολές λόγω πολυδιάθραξης. Παρόλα αυτά, η χρήση μεγαλύτερου εύρους ζώνης αποτελεί ένα μειονέκτημα κατά τη χρήση της. Έτσι, μελετήθηκαν τα χαρακτηριστικά μετάδοσής της μέσω ασύρματων οπτικών ζεύξεων (RoFSO) και των μη-γραμμικών φαινομένων που δημιουργούνται κατά την οπτική μετάδοσή της. Η μελέτη μετάδοσης

CDMA σήματος μέσω RoFSO ζεύξεων στις κατευθύνσεις της εμπρόσθιας και της αντίστροφης ζεύξης μελετήθηκε για πρώτη φορά στη διεθνή τεχνική βιβλιογραφία. Τέλος, μελετήθηκε και η εφαρμογή της πολυπλεξίας OFDM στις οπτικές επικοινωνίες. Συγκεκριμένα, μελετήθηκε η εφαρμογή μονοπολικού OFDM σε IM/DD οπτική ζεύξη με προσθήκη dc-συνιστώσας, όπου η εφαρμογή του επηρεάζεται από το μη-γραμμικό φαινόμενο του ψαλιδισμού. Βάσει των παραγόμενων αποτελεσμάτων, παρατηρήθηκε ότι η χρήση IM/DD DCO-OFDM οπτικών ζεύξεων είναι αποτελεσματική και μπορεί να εφαρμοστεί σε οπτικά συστήματα με προσθήκη κατάλληλης τιμής dc-συνιστώσας.

13.6 Μελλοντικοί Στόχοι

Είναι σαφές λοιπόν, ότι πολύ υψηλές αποδόσεις μπορούν να επιτευχθούν για τα FSO συστήματα στο μέλλον. Νέες τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν ώστε να υποσκελίζονται οι επιδράσεις των ατμοσφαιρικού διαύλου ή να επιτυγχάνονται υψηλότεροι ρυθμοί μετάδοσης. Αναλόγως με τους στόχους απόδοσης, οι τεχνικές διαφορικής λήψης μπορούν να αυξήσουν τις επιδόσεις των επίγειων ασύρματων οπτικών ζεύξεων. Όσον αφορά το κομμάτι των αναλογικών FSO συστημάτων, η έρευνα τους βρίσκεται ακόμα σε πρώιμο στάδιο. Τα αποτελέσματα που προκύπτουν φανερώνουν ότι η μετάδοση RF σημάτων μέσω FSO ζεύξεων είναι εφικτή, παρέχοντας μεγάλα οφέλη κατά την εφαρμογή τους. Αναμένονται στο μέλλον πιο εντατικές προσπάθειες για τις δυνατότητες χρήσης τους σε δίκτυα νέας γενιάς. Επίσης, η χρήση συστημάτων αναμετάδοσης μπορεί να επεκτείνει το αποδοτικό εύρος των FSO, επιτυγχάνοντας μακρύτερες, αποδοτικές και οικονομικές συνδεσιμότητες.

Έτσι, σαν μελλοντικοί στόχοι, τίθενται η περαιτέρω έρευνα τόσο των ψηφιακών όσο και των αναλογικών FSO συστημάτων εξετάζοντας τις εφαρμογές τους σε ένα μεγάλο εύρος ατμοσφαιρικών συνθηκών. Επίσης, η εφαρμογή των FSO συστημάτων για διασυνδέσεις μεταξύ επίγειων και δορυφορικών σταθμών παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον και αποτελούν στόχοι για περαιτέρω διερεύνηση. Τέλος, hardware υλοποιήσεις για συστήματα οπτικών επικοινωνιών αποτελούν κύριους μελλοντικούς στόχους.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

Meijer's G Συνάρτηση

Η G συνάρτηση εισήχθηκε από τον Cornelis Simon Meijer το 1936 σαν μια γενική συνάρτηση με σκοπό να συμπεριλάβει τις πιο γνωστές συναρτήσεις σαν ειδικές περιπτώσεις. Ο γενικός ορισμός της G συνάρτησης προκύπτει από το ακόλουθο επικαμπύλιο ολοκλήρωμα στο μιγαδικό επίπεδο z [198] (Eq. (9.301)):

$$G_{p,q}^{m,n} \left(z \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, b_{m+1}, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right) = \frac{1}{2\pi i} \oint_L \frac{\prod_{j=1}^m \Gamma(b_j - s) \prod_{j=1}^n \Gamma(1 - a_j + s)}{\prod_{j=m+1}^q \Gamma(1 - b_j + s) \prod_{j=n+1}^p \Gamma(a_j - s)} z^s ds \quad (\text{A.1})$$

Όπου $\Gamma(\cdot)$ αντιστοιχεί στη συνάρτηση γάμμα. Ο ορισμός της G συνάρτησης ισχύει για τις παρακάτω προϋποθέσεις [198]:

- $0 \leq m \leq q$ και $0 \leq n \leq p$, με p, q, m και n να είναι ακέραιοι αριθμοί
- Οι πόλοι της $\Gamma(b_j - s)$ δεν πρέπει να συμπίπτουν με τους πόλους της $\Gamma(1 - a_k + s)$ για κάθε j και k όπου $j = 1, \dots, m$ και $k = 1, \dots, n$.
- $z \neq 0$.

Η παράμετρος L , στο ολοκλήρωμα της Εξ. (A.1), αναπαριστά την καμπύλη κατά μήκος της οποίας εκτελείται η ολοκλήρωση. Τρεις επιλογές υπάρχουν για αυτή την καμπύλη, και είναι:

1) Η καμπύλη L εκτείνεται από $-\infty$ έως $+\infty$ με τέτοιο τρόπο ώστε οι πόλοι της συνάρτησης $\Gamma(b_j - s)$, $j = 1, \dots, m$ να βρίσκονται στα δεξιά της καμπύλης και οι πόλοι της $\Gamma(1 - a_k + s)$, $k = 1, \dots, n$ να βρίσκονται στα αριστερά της καμπύλης. Υπό αυτές τις συνθήκες, το ολοκλήρωμα της Εξ. (A.1) συγκλίνει όταν $p + q < 2(m + n)$ και $|\arg z| < (m + n - 0.5p - 0.5q)\pi$.

2) Η καμπύλη L είναι μια κλειστή καμπύλη που ξεκινάει και καταλήγει στο $+\infty$ περικυκλώνοντας όλους τους πόλους της $\Gamma(b_j - s)$, $j = 1, \dots, m$ ακριβώς μια φορά προς την αρνητική κατεύθυνση, και να μην περικλείει κανένα πόλο της $\Gamma(1 - a_k + s)$,

$k=1,\dots,n$. Έτσι, οι συνθήκες ώστε το ολοκλήρωμα της (A.1) να συγκλίνει είναι οι $q \geq 1$ και είτε $p > q$ ή $p = q$ και $|z| < 1$.

3) Η καμπύλη L είναι μια κλειστή καμπύλη που ξεκινάει και καταλήγει στο $-\infty$ περικυκλώνοντας όλους τους πόλους της $\Gamma(1-a_k+s), k=1,\dots,n$ ακριβώς μια φορά προς την θετική κατεύθυνση, και να μην περικλείει κανένα πόλο της $\Gamma(b_j-s), j=1,\dots,m$. Έτσι, οι συνθήκες ώστε το ολοκλήρωμα της Εξ. (A.1) να συγκλίνει είναι οι $p \geq 1$ και είτε $p > q$ ή $p = q$ και $|z| > 1$.

Η Meijer's G συνάρτηση μπορεί να εκφρασθεί σαν άθροισμα από όρους της γενικευμένης υπεργεωμετρικής συνάρτησης (generalized hypergeometric function) [198] (9.14), και είναι ίση με [198] (Eq. (9.303)), [371] (Eq. (18)):

$$G_{p,q}^{m,n} \left(z \left| \begin{matrix} a_p \\ b_q \end{matrix} \right. \right) = \sum_{h=1}^m \frac{\prod_{j=1}^m \Gamma(b_j - b_h)^* \prod_{j=1}^n \Gamma(1 - a_j + b_h)}{\prod_{j=m+1}^q \Gamma(1 - b_j + b_h) \prod_{j=n+1}^p \Gamma(a_j - b_h)} z^{b_h} \times \\ \times {}_p F_{q-1} \left(z(-1)^{p-m-n} \left| \begin{matrix} 1 + b_h - a_p \\ (1 + b_h - b_q)^* \end{matrix} \right. \right) \quad (\text{A.2})$$

Μερικές βασικές ιδιότητες της Meijer G συνάρτησης είναι οι εξής [226] (07.34.03.0001.01), (07.34.16.0001.01), (07.34.16.0002.01):

1. $G_{p,q}^{m,n} \left(z \left| \begin{matrix} a_1, a_2, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_{q-1}, a_1 \end{matrix} \right. \right) = G_{p-1,q-1}^{m,n-1} \left(z \left| \begin{matrix} a_2, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_{q-1} \end{matrix} \right. \right), m, n, p \geq 1$
2. $z^\rho G_{p,q}^{m,n} \left(z \left| \begin{matrix} a_p \\ b_q \end{matrix} \right. \right) = G_{p,q}^{m,n} \left(z \left| \begin{matrix} a_p + \rho \\ b_q + \rho \end{matrix} \right. \right)$
3. $G_{p,q}^{m,n} \left(z \left| \begin{matrix} a_p \\ b_q \end{matrix} \right. \right) = G_{q,p}^{n,m} \left(z^{-1} \left| \begin{matrix} 1 - a_p \\ 1 - b_q \end{matrix} \right. \right)$

Επίσης, πολλές βασικές συναρτήσεις μπορούν να εκφραστούν συναρτήσει της Meijer G συνάρτησης. Μερικές ενδεικτικές ισοδυναμίες είναι [371], [372]:

1. $\exp(z) = G_{0,1}^{1,0} \left(-z \left| \begin{matrix} - \\ 0 \end{matrix} \right. \right), \forall z$
2. $\cos(z) = \sqrt{\pi} G_{0,2}^{1,0} \left(\frac{z^2}{4} \left| \begin{matrix} - \\ 0, 0.5 \end{matrix} \right. \right), \forall z$

$$3. \quad \sin(z) = \sqrt{\pi} G_{0,2}^{1,0} \left(\frac{z^2}{4} \middle| \begin{matrix} - \\ 0.5, 0 \end{matrix} \right), \quad -\frac{\pi}{2} < \arg z \leq \frac{\pi}{2}$$

$$4. \quad \ln(1+z) = G_{2,2}^{1,2} \left(z \middle| \begin{matrix} 1, 1 \\ 1, 0 \end{matrix} \right), \quad \forall z$$

$$5. \quad H(1-|z|) = G_{1,1}^{1,0} \left(z \middle| \begin{matrix} 1 \\ 0 \end{matrix} \right), \quad \forall z$$

$$6. \quad H(|z|-1) = G_{1,1}^{0,1} \left(z \middle| \begin{matrix} 1 \\ 0 \end{matrix} \right), \quad \forall z \quad \text{Με } H(\cdot) \text{ να αντιστοιχεί στη συνάρτηση μοναδιαίου}$$

βήματος (Heaviside step function).

$$7. \quad K_\nu(\sqrt{z^2}) = \frac{1}{2} G_{0,2}^{2,0} \left(\frac{z^2}{4} \middle| \begin{matrix} \nu \\ \frac{\nu}{2}, -\frac{\nu}{2} \end{matrix} \right), \quad -\frac{\pi}{2} < \arg z \leq \frac{\pi}{2} \quad \text{Με } K_\nu(\cdot) \text{ να αντιστοιχεί στην}$$

τροποποιημένη συνάρτηση Bessel δευτέρου είδους.

Για ολοκληρώματα που προκύπτουν με Meijer G συναρτήσεις, έχουν αναπτυχθεί διάφοροι αλγόριθμοι υπολογισμού τους. Έτσι, ως προς ολοκληρώματα που προκύπτουν με δύο συναρτήσεις Meijer G, η ακόλουθη αλγοριθμική εξίσωση έχει αναπτυχθεί με αποτέλεσμα μια Meijer G συνάρτηση [371] (Eq. (21)), [226] (07.34.21.0011.01):

$$\int_0^{+\infty} z^{\lambda-1} G_{u,v}^{s,t} \left(\phi z \middle| \begin{matrix} c_u \\ d_v \end{matrix} \right) G_{p,q}^{m,n} \left(\omega z^{1/k} \middle| \begin{matrix} a_p \\ b_q \end{matrix} \right) dz = \frac{k^\mu l^{\rho+\lambda(v-u)-1} \phi^{-\lambda}}{(2\pi)^{b^*(l-1)+c^*(k-1)}} \times$$

$$\times G_{kp+lv, kq+lu}^{km+lt, kn+ls} \left(\frac{\omega^k k^{k(p-q)}}{\phi^l l^{l(u-v)}} \middle| \begin{matrix} \Delta(k, a_1), \dots, \Delta(k, a_n), \Delta(l, 1-\lambda-d_1), \dots, \\ \Delta(k, b_1), \dots, \Delta(k, b_m), \Delta(l, 1-\lambda-c_1), \dots, \\ \dots, \Delta(l, 1-\lambda-d_v), \Delta(k, a_{n+1}), \dots, \Delta(k, a_p) \\ \dots, \Delta(l, 1-\lambda-c_u), \Delta(k, b_{m+1}), \dots, \Delta(k, b_q) \end{matrix} \right) \quad (\text{A.3})$$

$$\text{Όπου } c^* = m+n - \frac{(p+q)}{2}, \quad b^* = s+t - \frac{(u+v)}{2}, \quad \mu = \sum_{j=1}^q b_j - \sum_{j=1}^p a_j + \frac{(p-q)}{2} + 1 \quad \text{και}$$

$$\rho = \sum_{j=1}^v d_j - \sum_{j=1}^u c_j + \frac{(u-v)}{2} + 1. \quad \text{Όπου } \Delta(k, a) = \frac{a}{k}, \frac{a+1}{k}, \dots, \frac{a+k-1}{k}.$$

Επίσης, για ολοκλήρωμα με μία Meijer G συνάρτηση η ακόλουθη ισότητα είναι πολύ χρήσιμη [371] (Eq. (24)):

$$\int_0^{+\infty} z^{\lambda-\eta-1} G_{u,v}^{s,t} \left(\phi z \left| \begin{matrix} c_u \\ d_v \end{matrix} \right. \right) dz = \phi^{\eta-\lambda} \frac{\prod_{j=1}^s \Gamma(d_j + \lambda - \eta) \prod_{j=1}^t \Gamma(1 - c_j + \eta - \lambda)}{\prod_{j=1+t}^u \Gamma(c_j + \lambda - \eta) \prod_{j=1+s}^v \Gamma(1 - d_j + \eta - \lambda)} \quad (\text{A.4})$$

Όπου $\Gamma(\cdot)$ αντιστοιχεί στην Γάμμα συνάρτηση. Η Εξ. (A.4) είναι ιδανική για τον υπολογισμό ν-οστών ροπών (βλέπε Εξ. (3.4)). Επίσης σημαντική ιδιότητα για επίλυση ολοκληρωμάτων είναι η ακόλουθη που προκύπτει από την Εξ. (A.3) με κατάλληλη αντικατάσταση ορισμένων παραμέτρων, και είναι η [371] (Eq. (26)):

$$\int_0^y z^{\lambda-1} G_{p,q}^{m,n} \left(\omega z \left| \begin{matrix} a_p \\ b_q \end{matrix} \right. \right) dz = y^\lambda G_{p+1,q+1}^{m,n+1} \left(\omega y \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_n, 1 - \lambda, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, -\lambda, b_{m+1}, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right) \quad (\text{A.5})$$

Η οποία αποδεικνύεται πολύ χρήσιμη για τον υπολογισμό της CDF μιας τυχαίας μεταβλητής (βλέπε Εξ. (3.2)).

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ

B.1 Δημοσιεύσεις σε Διεθνή Επιστημονικά Περιοδικά

- [J.1] H. E. Nistazakis, M. P. Ninos, A. D. Tsigopoulos, D. A. Zervos, and G. S. Tombras, “Performance study of terrestrial multi-hop OFDM FSO communication systems with pointing errors over turbulence channels,” *J. Mod. Opt.*, vol. 63, no. 14, pp. 1403–1413, Aug. 2016, DOI: 10.1080/09500340.2016.1149626.
- [J.2] M. P. Ninos, H. E. Nistazakis, and G. S. Tombras, “On the BER performance of FSO links with multiple receivers and spatial jitter over gamma-gamma or exponential turbulence channels,” *Optik (Stuttg.)*, vol. 138, pp. 269–279, Jun. 2017, DOI: 10.1016/j.ijleo.2017.03.009.
- [J.3] M. P. Ninos, H. E. Nistazakis, H. G. Sandalidis, and G. S. Tombras, “CDMA RoFSO Links With Nonzero Boresight Pointing Errors Over \mathcal{M} Turbulence Channels,” *IEEE Photonics J.*, vol. 10, no. 5, pp. 1–12, Oct. 2018, DOI: 10.1109/JPHOT.2018.2856369.
- [J.4] M. Ninos and H. Nistazakis, “Spatial Diversity for CDMA RoFSO Links over \mathcal{M} Turbulence Channels with Nonzero Boresight Pointing Errors,” *Computation*, vol. 6, no. 4, p. 55, Oct. 2018, DOI: 10.3390/computation6040055.
- [J.5] M. P. Ninos, H. E. Nistazakis, H. G. Sandalidis, A. N. Stassinakis, and G. S. Tombras, “Block error rate performance of OOK free-space optical links over gamma–gamma turbulence channels with generalised non-zero boresight pointing errors,” *IET Optoelectron.*, vol. 12, no. 6, pp. 269–272, Dec. 2018, DOI: 10.1049/iet-opt.2018.5055.
- [J.6] M. P. Ninos, H. E. Nistazakis, E. Leitgeb, and G. S. Tombras, “Spatial diversity for QAM OFDM RoFSO links with nonzero boresight pointing errors over atmospheric turbulence channels,” *J. Mod. Opt.*, vol. 66, no. 3, pp. 241–251, Feb. 2019, DOI: 10.1080/09500340.2018.1516828.

B.2 Δημοσιεύσεις σε Πρακτικά Επιστημονικών Συνεδρίων

- [C.1] A. Stassinakis *et al.*, “BER Estimation of Dual Hop QAM OFDM ROFSO over Exponentially Modeled Turbulence and Optical Fiber with Nonlinear Clipping,” in *6th International Conference from “Scientific Computing to Computational Engineering”*, 6th IC-SCCE, Athens, July 2014.
- [C.2] M. P. Ninos, H. E. Nistazakis, A. N. Stassinakis, A. D. Tsigopoulos, and G. S. Tombras, “BER Estimation for a PSK OFDM RoFSO Serially Relayed Link With Pointing Errors Over Gamma Gamma Turbulence Channels,” in *2nd International Conference on Electrical Engineering and Applications, MIC Electrical 2015*, Athens, February 2015.
- [C.3] M. P. Ninos *et al.*, “Estimation of BER for a PSK OFDM RoFSO Link with Relays Over Exponentially Modeled Turbulence Channels with Pointing Errors,” in *In 3rd Pan-Hellenic Conference on Electronics and Telecommunications (PACET)*, Ioannina, May 2015.
- [C.4] M. P. Ninos, H. E. Nistazakis, A. D. Tsigopoulos, G. P. Latsas, and G. S. Tombras, “Outage probability estimation of a serially relayed OFDM RoFSO link over exponentially modeled turbulence channels with spatial jitter,” in *6th International*

- Conference on Experiments/Process/System Modeling/Simulation & Optimization, 6th IC-EpsMsO*, Athens, July 2015.
- [C.5] M. P. Ninos, H. E. Nistazakis, and G. S. Tombras, “BER Estimation for Wireless Optical Links with Spatial Diversity and Pointing Errors Over K-Distribution Modeled Atmospheric Turbulence for Various Modulation Formats,” in *International Conference “Science in Technology” 2015, SCinTE 2015*, Athens, November 2015.
- [C.6] M. P. Ninos, H. E. Nistazakis, G. P. Latsas, G. S. Tombras, and N. Konofaos, “PSK OFDM optical wireless communication systems with receiver’s diversity over gamma-gamma turbulence channels and spatial jitter,” in *2017 6th International Conference on Modern Circuits and Systems Technologies (MOCASST)*, Thessaloniki, May 2017, DOI:10.1109/MOCASST.2017.7937668.
- [C.7] M. P. Ninos, H. E. Nistazakis, A. N. Stassinakis, G. K. Varotsos, G. S. Tombras, and C. K. Volos, “Block error rate estimation for wireless optical communication links over strong turbulence channels with pointing errors,” in *2017 6th International Conference on Modern Circuits and Systems Technologies, MOCASST 2017*, Thessaloniki, May 2017, DOI:10.1109/MOCASST.2017.7937687.
- [C.8] M. P. Ninos, H. E. Nistazakis, G. S. Tombras, and C. K. Volos, “SIMO PPM optical wireless communication system over gamma turbulence channels with generalized pointing errors,” in *2017 Panhellenic Conference on Electronics and Telecommunications (PACET)*, Xanthi, November 2017, DOI:10.1109/PACET.2017.8259982.
- [C.9] M. P. Ninos, H. E. Nistazakis, A. N. Stassinakis, G. S. Tombras, V. Christofilakis, and A. D. Tsigopoulos, “CDMA radio on FSO links over gamma turbulence channels with nonzero boresight pointing errors,” in *2018 7th International Conference on Modern Circuits and Systems Technologies (MOCASST)*, Thessaloniki, May 2018, DOI:10.1109/MOCASST.2018.8376650.

B.3 Δημοσιεύσεις σε Επιστημονικούς Συλλογικούς Τόμους

- [B.1] A. D. Tsigopoulos, M. P. Ninos, and A. N. Stassinakis, “BER Estimation of Dual-hop PSK OFDM RoFSO Communication System over K or NE Modeled Turbulence and Optical Fiber with Nonlinear Clipping Effect,” *Nausivios Chora 2014 Edition*, pp. B17–B27, Dec. 2014, <http://nausivios.hna.gr/ed2014.php>.
- [B.2] H. E. Nistazakis, M. P. Ninos, A. N. Stassinakis, A. D. Tsigopoulos, and G. S. Tombras, “New Performance Results for QAM OFDM RoFSO Over K and Exponentially Modeled Turbulence Channels,” *Nausivios Chora 2014 Edition*, pp. B3–B15, Dec. 2014.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] A. Mahdy and J. S. Deogun, “Wireless optical communications: a survey,” in *2004 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (IEEE Cat. No.04TH8733)*, pp. 2399–2404.
- [2] M. A. Khalighi and M. Uysal, “Survey on Free Space Optical Communication: A Communication Theory Perspective,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 16, no. 4, pp. 2231–2258, 2014.
- [3] H. Willebrand and B. Ghuman, *Free Space Optics: Enabling Optical Connectivity in Today’s Networks*, 1st ed. Indianapolis, IN, US: Sams Publishing, 2001.
- [4] D. Kedar and S. Arnon, “Urban optical wireless communication networks: the main challenges and possible solutions,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no. 5, pp. S2–S7, May 2004.
- [5] D. K. Borah, A. C. Boucouvalas, C. C. Davis, S. Hranilovic, and K. Yiannopoulos, “A review of communication-oriented optical wireless systems,” *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2012, no. 1, p. 91, Dec. 2012.
- [6] “Cablefree Ltd. free-space optics.” [Online]. Available: <https://www.cablefree.net/cablefree-free-space-optics-fso/>.
- [7] H. E. Nistazakis, A. Katsis, and G. S. Tombras, “On the Reliability and Performance of FSO and Hybrid FSO Communication Systems over Turbulent Channels,” in *Turbulence: Theory, Types and Simulation*, R. J. Marcuso, Ed. New York, NY, US: Nova Science Publishers Inc., 2012.
- [8] “Radio.” [Online]. Available: <https://en.wikipedia.org/wiki/Radio>.
- [9] Γ. Κ. Καραγιαννίδης, *Τηλεπικοινωνιακά συστήματα*, 2η. Θεσσαλονίκη: Τζιόλα, 2010.
- [10] A. V. Raisanen and A. Lehto, *Radio Engineering for Wireless Communication and Sensor Applications*. Norwell, MA, US: Artech House Publishers, 2003.
- [11] “Microwave Link.” [Online]. Available: <https://www.microwave-link.com/>.
- [12] “Rain fade.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Rain_fade.
- [13] “Millimeter wave.” [Online]. Available: <https://www.microwave-link.com/tag/millimeter-wave/>.
- [14] “Extremely_high_frequency.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Extremely_high_frequency.
- [15] A. Ghosh *et al.*, “Millimeter-Wave Enhanced Local Area Systems: A High-Data-Rate Approach for Future Wireless Networks,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 32, no. 6, pp. 1152–1163, Jun. 2014.
- [16] A. Gupta and R. K. Jha, “A Survey of 5G Network: Architecture and Emerging Technologies,” *IEEE Access*, vol. 3, pp. 1206–1232, 2015.
- [17] S. Rangan, T. S. Rappaport, and E. Erkip, “Millimeter-Wave Cellular Wireless Networks: Potentials and Challenges,” *Proc. IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 366–385, Mar. 2014.
- [18] M. Shafi *et al.*, “Microwave vs. Millimeter-Wave Propagation Channels: Key Differences and Impact on 5G Cellular Systems,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 56, no. 12, pp. 14–20, Dec. 2018.
- [19] “Electromagnetic interference.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Electromagnetic_interference.
- [20] “Recommendation ITU-R P.676-9, Attenuation by atmospheric gases, Radiowave propagation.”
- [21] “Fiber-optic_communication.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Fiber-optic_communication.
- [22] G. P. Agrawal, *Fiber- Optic Communication Systems*, 4th ed. Hoboken, NJ, US: John Wiley & Sons, Inc., 2010.

- [23] “Optical amplifier.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Optical_amplifier.
- [24] “Wavelength-division multiplexing.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Wavelength-division_multiplexing.
- [25] “Recommendation ITU-T G.698.1, Multichannel DWDM applications with single-channel optical interfaces.”
- [26] P. J. Winzer, “Scaling Optical Fiber Networks: Challenges and Solutions,” *Opt. Photonics News*, vol. 26, no. 3, p. 28, Mar. 2015.
- [27] E. Agrell *et al.*, “Roadmap of optical communications,” *J. Opt.*, vol. 18, no. 6, p. 063002, Jun. 2016.
- [28] T. Okoshi and K. Kikuchi, *Coherent Optical Fiber Communications*. Springer Netherlands, 1988.
- [29] K. Kikuchi, “Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications,” *J. Light Technol.*, vol. 34, no. 1, pp. 157–179, Jan. 2016.
- [30] G. Li, “Recent advances in coherent optical communication,” *Adv. Opt. Photonics*, vol. 1, no. 2, p. 279, Apr. 2009.
- [31] A. J. Seeds, “Microwave photonics,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 877–887, Mar. 2002.
- [32] J. Capmany and D. Novak, “Microwave photonics combines two worlds,” *Nat. Photonics*, vol. 1, no. 6, pp. 319–330, Jun. 2007.
- [33] H. Al-Raweshidy and S. Komaki, *Radio Over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks*, 1st editio. Norwell, MA, US: Artech House, 2002.
- [34] C. H. Cox, *Analog Optical Links*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2004.
- [35] V. J. Urick, J. D. Mckinney, and K. J. Williams, *Fundamentals of Microwave Photonics*. Hoboken, NJ, US: John Wiley & Sons, Inc., 2015.
- [36] X. N. Fernando, *Radio over Fiber for Wireless Communications: From Fundamentals to Advanced Topics*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2014.
- [37] S. Iezekiel, Ed., *Microwave Photonics: Devices and Applications*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2009.
- [38] A. J. Lowery, L. B. Du, and J. Armstrong, “Performance of Optical OFDM in Ultralong-Haul WDM Lightwave Systems,” *J. Light. Technol.*, vol. 25, no. 1, pp. 131–138, Jan. 2007.
- [39] Benyuan Zhu, Xiang Liu, S. Chandrasekhar, D. W. Peckham, and R. Lingle, “Ultra-Long-Haul Transmission of 1.2-Tb/s Multicarrier No-Guard-Interval CO-OFDM Superchannel Using Ultra-Large-Area Fiber,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 22, no. 11, pp. 826–828, Jun. 2010.
- [40] M. Vasilyev *et al.*, “Transparent ultra-long-haul DWDM networks with ‘broadcast-and-select’ OADM/OXC architecture,” *J. Light. Technol.*, vol. 21, no. 11, pp. 2661–2672, Nov. 2003.
- [41] Z. Ghassemlooy and W. O. Popoola, “Terrestrial Free-Space Optical Communications,” in *Mobile and Wireless Communications Network Layer and Circuit Level Design*, InTech, 2010.
- [42] M. Uysal, C. Capsoni, Z. Ghassemlooy, A. Boucouvalas, and E. Udvary, Eds., *Optical Wireless Communications: An Emerging Technology*. Cham, Switzerland: Springer International Publishing, 2016.
- [43] H. Henniger and O. Wilfert, “An Introduction to Free-space Optical Communications,” *RADIOENGINEERING*, vol. 19, no. 2, 2010.
- [44] A. K. Majumdar, *Advanced Free Space Optics (FSO)*, vol. 186. New York, NY, US: Springer New York, 2015.
- [45] H. A. Willebrand and B. S. Ghuman, “Fiber optics without fiber,” *IEEE Spectr.*, vol. 38, no. 8, pp. 40–45, Aug. 2001.
- [46] I. I. Kim and E. J. Korevaar, “Availability of free-space optics (FSO) and hybrid FSO/RF systems,” in *Proc. SPIE 4530, Optical Wireless Communications IV*, 2001, p.

- 84.
- [47] E. J. Korevaar, I. I. Kim, and B. McArthur, "Atmospheric propagation characteristics of highest importance to commercial free space optics," in *Proc. SPIE 4976, Atmospheric Propagation*, 2003, p. 1.
 - [48] A. Prokes, "Atmospheric effects on availability of free space optics systems," *Opt. Eng.*, vol. 48, no. 6, p. 066001, Jun. 2009.
 - [49] L. C. Andrews, R. L. Phillips, and C. Y. Young, *Laser Beam Scintillation with Applications*. SPIE, 2001.
 - [50] L. C. Andrews, R. L. Phillips, C. Y. Hopen, and M. A. Al-Habash, "Theory of optical scintillation," *J. Opt. Soc. Am. A*, vol. 16, no. 6, p. 1417, Jun. 1999.
 - [51] L. C. Andrews and R. L. Phillips, *Laser Beam Propagation through Random Media*. 1000 20th Street, Bellingham, WA 98227-0010 USA: SPIE, 2005.
 - [52] "Astronomical seeing." [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Astronomical_seeing.
 - [53] I. I. Kim, E. L. Woodbridge, V. J. Chan, and B. R. Strickland, "Scintillation measurements performed during the limited-visibility lasercom experiment," in *Proc. SPIE 3266, Free-Space Laser Communication Technologies X*, 1998, pp. 209–220.
 - [54] E. Leitgeb, S. S. Muhammad, C. Chlestil, M. Gebhart, and U. Birnbacher, "Reliability of FSO links in next generation optical networks," in *Proceedings of 2005 7th International Conference Transparent Optical Networks, 2005.*, vol. 1, pp. 394–401.
 - [55] H. E. Nistazakis, G. S. Tombras, A. D. Tsigopoulos, E. A. Karagianni, and M. E. Fafalios, "Capacity estimation of optical wireless communication systems over moderate to strong turbulence channels," *J. Commun. Networks*, vol. 11, no. 4, pp. 384–389, Aug. 2009.
 - [56] H. G. Sandalidis and T. A. Tsiftsis, "Outage probability and ergodic capacity of free-space optical links over strong turbulence," *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 1, p. 46, 2008.
 - [57] G. D. Love, C. N. Dunlop, S. Patrick, C. D. Saunter, R. W. Wilson, and C. Wright, "Horizontal turbulence measurements using SLODAR," in *Proc. SPIE 5891, Atmospheric Optical Modeling, Measurement, and Simulation, 589104*, 2005, p. 589104.
 - [58] V. I. Tatarski, R. A. Silverman, and N. Chako, "Wave Propagation in a Turbulent Medium," *Phys. Today*, vol. 14, no. 12, pp. 46–51, Dec. 1961.
 - [59] A. Ishimaru, *Wave Propagation and Scattering in Random Media*, 1st ed. Wiley, 1999.
 - [60] E. Golbraikh and N. S. Kopeika, "Behavior of structure function of refraction coefficients in different turbulent fields," *Appl. Opt.*, vol. 43, no. 33, p. 6151, Nov. 2004.
 - [61] A. Zilberman, E. Golbraikh, and N. S. Kopeika, "Some limitations on optical communication reliability through Kolmogorov and non-Kolmogorov turbulence," *Opt. Commun.*, vol. 283, no. 7, pp. 1229–1235, Apr. 2010.
 - [62] M. A. Al-Habash, "Mathematical model for the irradiance probability density function of a laser beam propagating through turbulent media," *Opt. Eng.*, vol. 40, no. 8, p. 1554, Aug. 2001.
 - [63] "Recommendation ITU-R P.1814, Prediction methods required for the design of terrestrial free-space optical links, Radiowave propagation."
 - [64] "Recommendation ITU-R P.1817-1, Propagation data required for the design of terrestrial free-space optical links, Radiowave propagation."
 - [65] Xiaoming Zhu and J. M. Kahn, "Free-space optical communication through atmospheric turbulence channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 8, pp. 1293–1300, Aug. 2002.
 - [66] I. I. Kim *et al.*, "Measurement of scintillation and link margin for the TerraLink laser communication system," in *Proc. SPIE 3232, Wireless Technologies and Systems: Millimeter-Wave and Optical*, 1998, p. 100.

- [67] A. Al-habash, K. W. Fischer, C. S. Cornish, K. N. Desmet, and J. Nash, "Comparison Between Experimental and Theoretical Probability of Fade for Free Space Optical Communications," in *Proc. SPIE 4873, Optical Wireless Communications V*, 2002, p. 79.
- [68] G. D. Love, C. N. Dunlop, S. Patrick, C. D. Saunter, R. W. Wilson, and C. Wright, "SLODAR as turbulence monitor for free space optical communications," in *Proc. SPIE 6018, 5th International Workshop on Adaptive Optics for Industry and Medicine, 60180G*, 2005, p. 60180G.
- [69] S. Arnon, "Effects of atmospheric turbulence and building sway on optical wireless-communication systems," *Opt. Lett.*, vol. 28, no. 2, p. 129, Jan. 2003.
- [70] A. A. Farid and S. Hranilovic, "Outage Capacity Optimization for Free-Space Optical Links With Pointing Errors," *J. Light. Technol.*, vol. 25, no. 7, pp. 1702–1710, Jul. 2007.
- [71] D. K. Borah and D. G. Voelz, "Pointing Error Effects on Free-Space Optical Communication Links in the Presence of Atmospheric Turbulence," *J. Light. Technol.*, vol. 27, no. 18, pp. 3965–3973, Sep. 2009.
- [72] A. Garcia-Zambrana, C. Castillo-Vazquez, and B. Castillo-Vazquez, "Rate-Adaptive Free-Space Optical Links Over Atmospheric Turbulence and Misalignment Fading Channels," in *Optical Communication*, InTech, 2012.
- [73] I. S. Ansari, F. Yilmaz, and M.-S. Alouini, "Performance Analysis of Free-Space Optical Links Over Málaga (\mathcal{M}) Turbulence Channels With Pointing Errors," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 15, no. 1, pp. 91–102, Jan. 2016.
- [74] F. Yang, J. Cheng, and T. A. Tsiftsis, "Free-Space Optical Communication with Nonzero Boresight Pointing Errors," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 2, pp. 713–725, Feb. 2014.
- [75] H. AlQuwaiee, H.-C. Yang, and M.-S. Alouini, "On the Asymptotic Capacity of Dual-Aperture FSO Systems With Generalized Pointing Error Model," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 15, no. 9, pp. 6502–6512, Sep. 2016.
- [76] R. Boluda-Ruiz, A. García-Zambrana, B. Castillo-Vázquez, and C. Castillo-Vázquez, "Impact of nonzero boresight pointing error on ergodic capacity of MIMO FSO communication systems," *Opt. Express*, vol. 24, no. 4, p. 3513, Feb. 2016.
- [77] A. Jurado-Navas, J. M. Garrido-Balsells, J. F. Paris, M. Castillo-Vázquez, and A. Puerta-Notario, "Impact of pointing errors on the performance of generalized atmospheric optical channels," *Opt. Express*, vol. 20, no. 11, p. 12550, May 2012.
- [78] W. Gappmair, S. Hranilovic, and E. Leitgeb, "Performance of PPM on terrestrial FSO links with turbulence and pointing errors," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 14, no. 5, pp. 468–470, May 2010.
- [79] W. Gappmair, S. Hranilovic, and E. Leitgeb, "OOK Performance for Terrestrial FSO Links in Turbulent Atmosphere with Pointing Errors Modeled by Hoyt Distributions," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 15, no. 8, pp. 875–877, Aug. 2011.
- [80] H. G. Sandalidis, T. A. Tsiftsis, and G. K. Karagiannidis, "Optical Wireless Communications With Heterodyne Detection Over Turbulence Channels With Pointing Errors," *J. Light. Technol.*, vol. 27, no. 20, pp. 4440–4445, Oct. 2009.
- [81] H. G. Sandalidis, T. A. Tsiftsis, G. K. Karagiannidis, and M. Uysal, "BER Performance of FSO Links over Strong Atmospheric Turbulence Channels with Pointing Errors," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, no. 1, pp. 44–46, Jan. 2008.
- [82] H. J. White, D. W. Gough, R. Merry, and S. Patrick, "Demonstration of free-space optical communication link incorporating a closed-loop tracking system for mobile platforms," in *Proc. SPIE 5614, Advanced Free-Space Optical Communications Techniques and Technologies*, 2004, p. 119.
- [83] L. C. Andrews, R. L. Phillips, R. J. Sasiela, and R. Parenti, "Beam wander effects on the scintillation index of a focused beam," in *Proc. SPIE 5793, Atmospheric Propagation II*, 2005, p. 28.

- [84] L. C. Andrews, "Analysis of beam wander effects for a horizontal-path propagating Gaussian-beam wave: focused beam case," *Opt. Eng.*, vol. 46, no. 8, p. 086002, Aug. 2007.
- [85] Z. Zhao and R. Liao, "Effects of beam wander on free-space optical communications through turbulent atmosphere," in *Proc. SPIE 7685, Atmospheric Propagation VII*, 2010, p. 76850K.
- [86] H. G. Sandalidis, "Performance of a laser Earth-to-satellite link over turbulence and beam wander using the modulated gamma-gamma irradiance distribution," *Appl. Opt.*, vol. 50, no. 6, p. 952, Feb. 2011.
- [87] "Laser safety." [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Laser_safety.
- [88] "Free-space optical communication." [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Free-space_optical_communication.
- [89] S. Hranilovic, *Wireless Optical Communication Systems*. New York, NY, US: Springer New York, 2005.
- [90] A. Mostafa and S. Hranilovic, "In-Field Demonstration of OFDM-Over-FSO," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 24, no. 8, pp. 709–711, Apr. 2012.
- [91] J. Wang *et al.*, "Terabit free-space data transmission employing orbital angular momentum multiplexing," *Nat. Photonics*, vol. 6, no. 7, pp. 488–496, Jul. 2012.
- [92] X. Tang, Z. Ghassemlooy, S. Rajbhandari, W. O. Popoola, and C. G. Lee, "Coherent Heterodyne Multilevel Polarization Shift Keying With Spatial Diversity in a Free-Space Optical Turbulence Channel," *J. Light. Technol.*, vol. 30, no. 16, pp. 2689–2695, Aug. 2012.
- [93] M. Abaza, R. Mesleh, A. Mansour, and E.-H. M. Aggoune, "The performance of space shift keying for free-space optical communications over turbulent channels," in *Proc. SPIE 9387, Broadband Access Communication Technologies IX*, 2015, p. 93870V.
- [94] Z. Ghassemlooy, W. O. Popoola, and S. Rajbhandari, *Optical Wireless Communications: System and Channel Modelling with MATLAB®*, 1st Editio. Boca Raton, FL, US: CRC Press, 2012.
- [95] Pei-Lin Chen *et al.*, "Demonstration of 16 channels 10 Gb/s WDM free space transmission over 2.16 km," in *2008 Digest of the IEEE/LEOS Summer Topical Meetings*, 2008, pp. 235–236.
- [96] E. Ciaramella *et al.*, "1.28-Tb/s (32x40 Gb/s) Free-Space Optical WDM Transmission System," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 21, no. 16, pp. 1121–1123, Aug. 2009.
- [97] E. Ciaramella *et al.*, "1.28 terabit/s (32x40 Gbit/s) wdm transmission system for free space optical communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 27, no. 9, pp. 1639–1645, Dec. 2009.
- [98] H. H. Refai, J. J. Sluss, Jr., and H. H. Refai, "The use of free-space optical links for CATV applications," in *Proc. SPIE 5825, Opto-Ireland 2005: Optoelectronics, Photonic Devices, and Optical Networks*, 2005, p. 408.
- [99] H. H. Refai, J. J. Sluss, Jr., H. H. Refai, and M. Atiquzzaman, "Comparative study of the performance of analog fiber optic links versus free-space optical links," *Opt. Eng.*, vol. 45, no. 2, p. 025003, Feb. 2006.
- [100] P. T. Dat *et al.*, "A study on transmission of RF signals over a turbulent free space optical link," in *2008 International Topical Meeting on Microwave Photonics jointly held with the 2008 Asia-Pacific Microwave Photonics Conference*, 2008, pp. 173–176.
- [101] P. T. Dat *et al.*, "Studies on characterizing the transmission of RF signals over a turbulent FSO link," *Opt. Express*, vol. 17, no. 10, p. 7731, May 2009.
- [102] K. Kazaura, K. Wakamori, M. Matsumoto, T. Higashino, K. Tsukamoto, and S. Komaki, "RoFSO: A universal platform for convergence of fiber and free-space optical communication networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 48, no. 2, pp. 130–137, Feb. 2010.
- [103] A. Bekkali, C. Ben Naila, K. Kazaura, K. Wakamori, and M. Matsumoto,

- “Transmission Analysis of OFDM-Based Wireless Services Over Turbulent Radio-on-FSO Links Modeled by Gamma–Gamma Distribution,” *IEEE Photonics J.*, vol. 2, no. 3, pp. 510–520, Jun. 2010.
- [104] J. Bohata, S. Zvanovec, T. Korinek, M. Mansour Abadi, and Z. Ghassemlooy, “Characterization of dual-polarization LTE radio over a free-space optical turbulence channel,” *Appl. Opt.*, vol. 54, no. 23, p. 7082, Aug. 2015.
- [105] S. Chaudhary and A. Amphawan, “High-speed MDM-Ro-FSO system by incorporating spiral-phased Hermite Gaussian modes,” *Photonic Netw. Commun.*, vol. 35, no. 3, pp. 374–380, Jun. 2018.
- [106] N. Vaiopoulos, H. G. Sandalidis, and D. Varoutas, “WiMAX on FSO: Outage Probability Analysis,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, no. 10, pp. 2789–2795, Oct. 2012.
- [107] H. E. Nistazakis, A. N. Stassinakis, S. Sheikh Muhammad, and G. S. Tombras, “BER estimation for multi-hop RoFSO QAM or PSK OFDM communication systems over gamma gamma or exponentially modeled turbulence channels,” *Opt. Laser Technol.*, vol. 64, pp. 106–112, Dec. 2014.
- [108] H. E. Nistazakis, A. N. Stassinakis, H. G. Sandalidis, and G. S. Tombras, “QAM and PSK OFDM RoFSO Over \mathcal{M} Turbulence Induced Fading Channels,” *IEEE Photonics J.*, vol. 7, no. 1, pp. 1–11, Feb. 2015.
- [109] J. Bohata, M. Komanec, J. Spáčil, Z. Ghassemlooy, S. Zvánovec, and R. Slavík, “24–26 GHz radio-over-fiber and free-space optics for fifth-generation systems,” *Opt. Lett.*, vol. 43, no. 5, p. 1035, Mar. 2018.
- [110] M. P. Ninos, H. E. Nistazakis, H. G. Sandalidis, and G. S. Tombras, “CDMA RoFSO Links With Nonzero Boresight Pointing Errors Over \mathcal{M} Turbulence Channels,” *IEEE Photonics J.*, vol. 10, no. 5, pp. 1–12, Oct. 2018.
- [111] F. Xu, A. Khalighi, P. Caussé, and S. Bourennane, “Channel coding and time-diversity for optical wireless links,” *Opt. Express*, vol. 17, no. 2, p. 872, Jan. 2009.
- [112] Y. Han, A. Dang, Y. Ren, J. Tang, and H. Guo, “Theoretical and experimental studies of turbo product code with time diversity in free space optical communication,” *Opt. Express*, vol. 18, no. 26, p. 26978, Dec. 2010.
- [113] H. E. Nistazakis and G. S. Tombras, “On the use of wavelength and time diversity in optical wireless communication systems over gamma–gamma turbulence channels,” *Opt. Laser Technol.*, vol. 44, no. 7, pp. 2088–2094, Oct. 2012.
- [114] H. E. Nistazakis, “A time-diversity scheme for wireless optical links over exponentially modeled turbulence channels,” *Optik (Stuttg.)*, vol. 124, no. 13, pp. 1386–1391, Jul. 2013.
- [115] E. Wainright, H. H. Refai, and J. J. Sluss, Jr., “Wavelength diversity in free-space optics to alleviate fog effects,” in *Proc. SPIE 5712, Free-Space Laser Communication Technologies XVII*, 2005, p. 110.
- [116] A. Harris, “Free-space optical wavelength diversity scheme for fog mitigation in a ground-to-unmanned-aerial-vehicle communications link,” *Opt. Eng.*, vol. 45, no. 8, p. 086001, Aug. 2006.
- [117] M. M. Ibrahim and A. M. Ibrahim, “Performance analysis of optical receivers with space diversity reception,” *IEE Proc. - Commun.*, vol. 143, no. 6, p. 369, 1996.
- [118] E. J. Shin and V. W. S. Chan, “Optical communication over the turbulent atmospheric channel using spatial diversity,” in *Global Telecommunications Conference, 2002. GLOBECOM '02. IEEE*, vol. 3, pp. 2055–2060.
- [119] L. C. Andrews and R. L. Phillips, “Impact of scintillation on laser communication systems: recent advances in modeling,” in *Proc. SPIE 4489, Free-Space Laser Communication and Laser Imaging*, 2002, pp. 23–34.
- [120] S. Navidpour, M. Uysal, and M. Kavehrad, “BER Performance of Free-Space Optical Transmission with Spatial Diversity,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 6, no. 8, pp. 2813–2819, Aug. 2007.

- [121] T. A. Tsiftsis, H. G. Sandalidis, G. K. Karagiannidis, and M. Uysal, "Optical wireless links with spatial diversity over strong atmospheric turbulence channels," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 8, no. 2, pp. 951–957, Feb. 2009.
- [122] I. I. Kim, H. Hakakha, P. Adhikari, E. J. Korevaar, and A. K. Majumdar, "Scintillation reduction using multiple transmitters," in *Proc. SPIE 2990, Free-Space Laser Communication Technologies IX*, 1997, pp. 102–113.
- [123] M.-A. Khalighi, N. Schwartz, N. Aitamer, and S. Bourennane, "Fading Reduction by Aperture Averaging and Spatial Diversity in Optical Wireless Systems," *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 1, no. 6, p. 580, Nov. 2009.
- [124] A. García-Zambrana, B. Castillo-Vázquez, and C. Castillo-Vázquez, "Asymptotic error-rate analysis of FSO links using transmit laser selection over gamma-gamma atmospheric turbulence channels with pointing errors," *Opt. Express*, vol. 20, no. 3, p. 2096, Jan. 2012.
- [125] M. R. Bhatnagar and Z. Ghassemlooy, "Performance Analysis of Gamma–Gamma Fading FSO MIMO Links With Pointing Errors," *J. Light. Technol.*, vol. 34, no. 9, pp. 2158–2169, May 2016.
- [126] R. Boluda-Ruiz, A. Garcia-Zambrana, B. Castillo-Vazquez, and C. Castillo-Vazquez, "MISO Relay-Assisted FSO Systems Over Gamma–Gamma Fading Channels With Pointing Errors," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 28, no. 3, pp. 229–232, Feb. 2016.
- [127] A. A. Farid and S. Hranilovic, "Diversity Gain and Outage Probability for MIMO Free-Space Optical Links with Misalignment," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, no. 2, pp. 479–487, Feb. 2012.
- [128] S. G. Wilson, M. Brandt-Pearce, Q. Cao, and J. H. Leveque, "Free-Space Optical MIMO Transmission With Q-ary PPM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 8, pp. 1402–1412, Aug. 2005.
- [129] M. Safari and M. Uysal, "Relay-assisted free-space optical communication," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 7, no. 12, pp. 5441–5449, Dec. 2008.
- [130] T. Tsiftsis, H. Sandalidis, G. Karagiannidis, and N. Sagias, "Multihop Free-Space Optical Communications Over Strong Turbulence Channels," in *2006 IEEE International Conference on Communications*, 2006, pp. 2755–2759.
- [131] Jin-Yuan Wang, Jun-Bo Wang, Ming Chen, Yang Tang, and Ying Zhang, "Outage Analysis for Relay-Aided Free-Space Optical Communications Over Turbulence Channels With Nonzero Boresight Pointing Errors," *IEEE Photonics J.*, vol. 6, no. 4, pp. 1–15, Aug. 2014.
- [132] X. Tang, Z. Wang, Z. Xu, and Z. Ghassemlooy, "Multihop Free-Space Optical Communications Over Turbulence Channels with Pointing Errors using Heterodyne Detection," *J. Light. Technol.*, vol. 32, no. 15, pp. 2597–2604, Aug. 2014.
- [133] N. A. M. Nor, Z. Ghassemlooy, S. Zvanovec, M.-A. Khalighi, and M. R. Bhatnagar, "Comparison of optical and electrical based amplify-and-forward relay-assisted FSO links over gamma-gamma channels," in *2016 10th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP)*, 2016, pp. 1–5.
- [134] M. Fareed and M. Uysal, "On relay selection for decode-and-forward relaying," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 8, no. 7, pp. 3341–3346, Jul. 2009.
- [135] T. Soithong, V. A. Aalo, G. P. Efthymoglou, and C. Chayawan, "Outage Analysis of Multihop Relay Systems in Interference-Limited Nakagami- m Fading Channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 3, pp. 1451–1457, Mar. 2012.
- [136] A. García-Zambrana, C. Castillo-Vázquez, B. Castillo-Vázquez, and R. Boluda-Ruiz, "Bit detect and forward relaying for FSO links using equal gain combining over gamma-gamma atmospheric turbulence channels with pointing errors," *Opt. Express*, vol. 20, no. 15, p. 16394, Jul. 2012.
- [137] B. Zhu, J. Cheng, M.-S. Alouini, and L. Wu, "Relay Placement for FSO Multihop DF

- Systems With Link Obstacles and Infeasible Regions,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 14, no. 9, pp. 5240–5250, Sep. 2015.
- [138] I. Krikididis, J. Thompson, S. Mclaughlin, and N. Goertz, “Amplify-and-forward with partial relay selection,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, no. 4, pp. 235–237, Apr. 2008.
- [139] Y. Zhao, R. Adve, and T. Lim, “Improving Amplify-and-Forward Relay Networks: Optimal Power Allocation versus Selection,” in *2006 IEEE International Symposium on Information Theory*, 2006, pp. 1234–1238.
- [140] R. Boluda-Ruiz, A. García-Zambrana, C. Castillo-Vázquez, B. Castillo-Vázquez, and S. Hranilovic, “Amplify-and-Forward Strategy Using MRC Reception Over FSO Channels with Pointing Errors,” *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 10, no. 5, p. 545, May 2018.
- [141] K. P. Peppas, A. N. Stassinakis, H. E. Nistazakis, and G. S. Tombras, “Capacity Analysis of Dual Amplify-and-Forward Relayed Free-Space Optical Communication Systems Over Turbulence Channels With Pointing Errors,” *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 5, no. 9, p. 1032, Sep. 2013.
- [142] C. S. Patel, G. L. Stuber, and T. G. Pratt, “Statistical Properties of Amplify and Forward Relay Fading Channels,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 55, no. 1, pp. 1–9, Jan. 2006.
- [143] A. Bou Saleh, S. Redana, B. Raaf, T. Riihonen, J. Hamalainen, and R. Wichman, “Performance of Amplify-and-Forward and Decode-and-Forward Relays in LTE-Advanced,” in *2009 IEEE 70th Vehicular Technology Conference Fall*, 2009, pp. 1–5.
- [144] S. Kazemlou, S. Hranilovic, and S. Kumar, “All-Optical Multihop Free-Space Optical Communication Systems,” *J. Light. Technol.*, vol. 29, no. 18, pp. 2663–2669, Sep. 2011.
- [145] Liang Yang, Xiqi Gao, and M.-S. Alouini, “Performance Analysis of Relay-Assisted All-Optical FSO Networks Over Strong Atmospheric Turbulence Channels With Pointing Errors,” *J. Light. Technol.*, vol. 32, no. 23, pp. 4613–4620, Dec. 2014.
- [146] N. A. M. Nor *et al.*, “Experimental Investigation of All-Optical Relay-Assisted 10 Gb/s FSO Link Over the Atmospheric Turbulence Channel,” *J. Light. Technol.*, vol. 35, no. 1, pp. 45–53, Jan. 2017.
- [147] D. C. O’Brien, L. Zeng, H. Le-Minh, G. Faulkner, J. W. Walewski, and S. Randel, “Visible light communications: Challenges and possibilities,” in *2008 IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2008, pp. 1–5.
- [148] H. G. Sandalidis, A. Vavoulas, T. A. Tsiftsis, and N. Vaiopoulos, “Illumination, data transmission, and energy harvesting: the threefold advantage of VLC,” *Appl. Opt.*, vol. 56, no. 12, p. 3421, Apr. 2017.
- [149] L. Grobe *et al.*, “High-speed visible light communication systems,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 51, no. 12, pp. 60–66, Dec. 2013.
- [150] S. Wu, H. Wang, and C.-H. Youn, “Visible light communications for 5G wireless networking systems: from fixed to mobile communications,” *IEEE Netw.*, vol. 28, no. 6, pp. 41–45, Nov. 2014.
- [151] S. Menounou, A. N. Stassinakis, H. E. Nistazakis, G. S. Tombras, and H. G. Sandalidis, “Coverage area estimation for high performance eSSK visible light communication systems,” in *2017 Panhellenic Conference on Electronics and Telecommunications (PACET)*, 2017, pp. 1–4.
- [152] D. Tsonev, S. Videv, and H. Haas, “Light fidelity (Li-Fi): towards all-optical networking,” in *Proc. SPIE 9007, Broadband Access Communication Technologies VIII*, 2013, p. 900702.
- [153] Z. Ghassemlooy, L. N. Alves, S. Zvánovec, and M.-A. Khalighi, Eds., *Visible Light Communications*. CRC Press, 2017.
- [154] “Φρυκτωρία.” [Online]. Available: <https://el.wikipedia.org/wiki/Φρυκτωρία>.
- [155] “Semaphore telegraph.” [Online]. Available:

- https://en.wikipedia.org/wiki/Semaphore_telegraph.
- [156] “Photophone A.G. Bell.” [Online]. Available: <https://en.wikipedia.org/wiki/Photophone>.
- [157] “Laser.” [Online]. Available: <https://en.wikipedia.org/wiki/Laser>.
- [158] “Light emitting diode.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Light-emitting_diode.
- [159] “In Reply: BEHAVIOUR THERAPY,” *The British Journal of Psychiatry*, 1965. [Online]. Available: <http://www.spie.org/news/spie-professional-magazine/2009-april/laser-evolution>.
- [160] P. F. Szajowski *et al.*, “2.4-km free-space optical communication 1550-nm transmission link operating at 2.5 Gb/s: experimental results,” in *Proc. SPIE 3532, Optical Wireless Communications*, 1999, pp. 29–40.
- [161] “fSONA Networks Corporation.” [Online]. Available: <http://www.fsona.com/>.
- [162] “LightPointe Communications Inc.” [Online]. Available: <https://www.lightpointe.com/>.
- [163] “Convex lens.” [Online]. Available: <http://www.passmyexams.co.uk/GCSE/physics/concave-lenses-convex-lenses.html>.
- [164] E. Säckinger, *Analysis and Design of Transimpedance Amplifiers for Optical Receivers*. Hoboken, NJ, US: John Wiley & Sons, Inc., 2017.
- [165] C. E. Shannon, “A Mathematical Theory of Communication,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 27, no. 4, pp. 623–656, Oct. 1948.
- [166] C. E. Shannon, “A Mathematical Theory of Communication,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 27, no. 3, pp. 379–423, Jul. 1948.
- [167] “Shannon–Hartley theorem.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Shannon–Hartley_theorem.
- [168] E. Säckinger, *Broadband Circuits for Optical Fiber Communication*. Hoboken, NJ, US: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [169] M. Al Naboulsi, “Measured and predicted light attenuation in dense coastal upslope fog at 650, 850, and and 950 nm for free-space optics applications,” *Opt. Eng.*, vol. 47, no. 3, p. 036001, Mar. 2008.
- [170] “Core network.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Backbone_network.
- [171] “Backhaul.” [Online]. Available: [https://en.wikipedia.org/wiki/Backhaul_\(telecommunications\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Backhaul_(telecommunications)).
- [172] “Radio Access Network.” [Online]. Available: <https://www.cablefree.net/wirelesstechnology/4glte/lte-4g-5g-radio-access-network-ran/>.
- [173] C. Chaintoutis *et al.*, “Free Space Intra-Datacenter Interconnects Based on 2D Optical Beam Steering Enabled by Photonic Integrated Circuits,” *Photonics*, vol. 5, no. 3, p. 21, Aug. 2018.
- [174] “Data center.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Data_center.
- [175] “Optical PAYload for Lasercomm Science (OPALS).” [Online]. Available: <https://en.wikipedia.org/wiki/OPALS>.
- [176] “Laser communication in space.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Laser_communication_in_space.
- [177] M. Al Naboulsi, “Fog attenuation prediction for optical and infrared waves,” *Opt. Eng.*, vol. 43, no. 2, p. 319, Feb. 2004.
- [178] I. I. Kim, B. McArthur, and E. J. Korevaar, “Comparison of laser beam propagation at 785 nm and 1550 nm in fog and haze for optical wireless communications,” in *Proc. SPIE 4214, Optical Wireless Communications III*, 2001, pp. 26–37.
- [179] M. Gebhart *et al.*, “Measurement of Light attenuation in dense fog conditions for FSO applications,” in *Proc. SPIE 5891, Atmospheric Optical Modeling, Measurement, and Simulation*, 2005, p. 58910K.

- [180] “Transmittance.” [Online]. Available: <https://en.wikipedia.org/wiki/Transmittance>.
- [181] “The Lorentz Oscillator and its Applications,” in *6.007 Electromagnetic Energy: From Motors to Lasers*, Massachusetts Institute of Technology: MIT OpenCourseWare.
- [182] Δ. Ζευγώλης, *Εφαρμοσμένη οπτική με θέματα οπτικοηλεκτρονικής και Laser*, Β’ έκδοση. Τζιόλα, 2007.
- [183] D. R. Bates, “Rayleigh scattering by air,” *Planet. Space Sci.*, vol. 32, no. 6, pp. 785–790, Jun. 1984.
- [184] A. Bucholtz, “Rayleigh-scattering calculations for the terrestrial atmosphere,” *Appl. Opt.*, vol. 34, no. 15, p. 2765, May 1995.
- [185] “Rayleigh scattering.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Rayleigh_scattering.
- [186] “Mie & Rayleigh scattering.” [Online]. Available: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/atmos/blusky.html>.
- [187] “Visibility.” [Online]. Available: <https://en.wikipedia.org/wiki/Visibility>.
- [188] P. W. Kruse, L. D. McGlauchlin, and R. B. McQuistan, *Elements of infrared technology: Generation, transmission and detection*. John Wiley, 1962.
- [189] “Fog.” [Online]. Available: <https://en.wikipedia.org/wiki/Fog>.
- [190] S. S. Muhammad, P. Kohldorfer, and E. Leitgeb, “Channel modeling for terrestrial free space optical links,” in *Proceedings of 2005 7th International Conference Transparent Optical Networks, 2005.*, vol. 1, pp. 407–410.
- [191] “Rain.” [Online]. Available: <https://en.wikipedia.org/wiki/Rain>.
- [192] “Beam Divergence.” [Online]. Available: https://www.rp-photonics.com/beam_divergence.html.
- [193] “Friis transmission equation.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Friis_transmission_equation.
- [194] Α. Κανάτας and Γ. Πάντος, *Ασύρματες Επικοινωνίες*, 2η. Αθήνα: Παπασωτηρίου & ΣΙΑ Ι.Κ.Ε., 2017.
- [195] “Gaussian beam.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Gaussian_beam.
- [196] P. Persefonis, *Laser*. Athens: Papasotiriou, 2001.
- [197] “Beam quality factor.” [Online]. Available: https://www.rp-photonics.com/m2_factor.html.
- [198] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, 7th Ed. Burlington, MA, US: Elsevier, 2007.
- [199] “Free-space path loss.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Free-space_path_loss.
- [200] “Ατμοσφαιρική τύρβη.” [Online]. Available: [https://el.wikipedia.org/wiki/Ατμοσφαιρική_τύρβη_\(αστρονομία\)](https://el.wikipedia.org/wiki/Ατμοσφαιρική_τύρβη_(αστρονομία)).
- [201] A. N. Kolmogorov, “The local structure of turbulence in incompressible viscous fluid for very large Reynolds numbers,” *Acad. Sci. URSS*, vol. 30, pp. 301–305, 1941.
- [202] “Kolmogorov’s theory of turbulence 1941.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Turbulence#Kolmogorov's_theory_of_1941.
- [203] A. N. Kolmogorov, “A refinement of previous hypotheses concerning the local structure of turbulence in a viscous incompressible fluid at high Reynolds number,” *J. Fluid Mech.*, vol. 13, no. 1, pp. 82–85, May 1962.
- [204] C. E. Coulman, J. Vernin, Y. Coqueugniot, and J. L. Caccia, “Outer scale of turbulence appropriate to modeling refractive-index structure profiles,” *Appl. Opt.*, vol. 27, no. 1, p. 155, Jan. 1988.
- [205] A. Ziad, “Review of the outer scale of the atmospheric turbulence,” in *Proc. SPIE 9909, Adaptive Optics Systems V*, 2016, p. 99091K.
- [206] L. C. Andrews, “An Analytical Model for the Refractive Index Power Spectrum and Its Application to Optical Scintillations in the Atmosphere,” *J. Mod. Opt.*, vol. 39, no. 9, pp. 1849–1853, Sep. 1992.
- [207] A. K. Majumdar and J. C. Ricklin, *Free-Space Laser Communications*. New York,

- NY, US: Springer New York, 2008.
- [208] L. C. Andrews, "Aperture-averaging factor for optical scintillations of plane and spherical waves in the atmosphere," *J. Opt. Soc. Am. A*, vol. 9, no. 4, p. 597, Apr. 1992.
- [209] R. Barrios and F. Dios, "Exponentiated Weibull model for the irradiance probability density function of a laser beam propagating through atmospheric turbulence," *Opt. Laser Technol.*, vol. 45, pp. 13–20, Feb. 2013.
- [210] B. Epple, "Simplified Channel Model for Simulation of Free-Space Optical Communications," *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 2, no. 5, p. 293, May 2010.
- [211] "Incomplete gamma function." [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Incomplete_gamma_function.
- [212] H. E. Nistazakis, V. D. Assimakopoulos, and G. S. Tombras, "Performance estimation of free space optical links over negative exponential atmospheric turbulence channels," *Optik (Stuttg.)*, vol. 122, no. 24, pp. 2191–2194, Dec. 2011.
- [213] A. Jurado-Navas, J. Maria, J. Francisco, and A. Puerta-Notario, "A Unifying Statistical Model for Atmospheric Optical Scintillation," in *Numerical Simulations of Physical and Engineering Processes*, J. Awrejcewicz, Ed. InTech, 2011, pp. 181–206.
- [214] J. M. Garrido-Balsells, A. Jurado-Navas, J. F. Paris, M. Castillo-Vázquez, and A. Puerta-Notario, "On the capacity of \mathcal{M} -distributed atmospheric optical channels," *Opt. Lett.*, vol. 38, no. 20, p. 3984, Oct. 2013.
- [215] "Pochhammer symbol." [Online]. Available: <http://mathworld.wolfram.com/PochhammerSymbol.html>.
- [216] P. Beckmann, "Statistical distribution of the amplitude and phase of a multiply scattered field," *J. Res. Natl. Bur. Stand. Sect. D Radio Propag.*, vol. 66D, no. 3, p. 231, May 1962.
- [217] R. Boluda-Ruiz, A. García-Zambrana, C. Castillo-Vázquez, and B. Castillo-Vázquez, "Novel approximation of misalignment fading modeled by Beckmann distribution on free-space optical links," *Opt. Express*, vol. 24, no. 20, p. 22635, Oct. 2016.
- [218] "Beam wandering phenomenon." [Online]. Available: <http://www.agqo.uni-rostock.de/theoretical/research-prev.html>.
- [219] L. C. Andrews and R. L. Phillips, "Recent results on optical scintillation in the presence of beam wander," in *Proc. SPIE 6878, Atmospheric Propagation of Electromagnetic Waves II*, 2008, p. 687802.
- [220] L. C. Andrews, R. L. Phillips, R. J. Sasiela, and R. Parenti, "PDF models for uplink to space in the presence of beam wander," in *Proc. SPIE 6551, Atmospheric Propagation IV*, 2007, p. 655109.
- [221] K. Kiasaleh, "On the probability density function of signal intensity in free-space optical communications systems impaired by pointing jitter and turbulence," *Opt. Eng.*, vol. 33, no. 11, p. 3748, Nov. 1994.
- [222] H. G. Sandalidis, "Performance Analysis of a Laser Ground-Station-to-Satellite Link With Modulated Gamma-Distributed Irradiance Fluctuations," *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 2, no. 11, p. 938, Nov. 2010.
- [223] A. Leon-Garcia, *Probability, Statistics, and Random Processes For Electrical Engineering*, 3rd ed. Upper Saddle River, NJ, US: Pearson, 2008.
- [224] H. Taub and D. L. Schilling, *Principles of Communication Systems*, 2nd ed. New York, NY, US: McGraw-Hill, 1996.
- [225] "Product distribution." [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Product_distribution.
- [226] "Wolfram functions." [Online]. Available: <http://functions.wolfram.com/>.
- [227] B. Razavi, *Design of Integrated Circuits for Optical Communications*, 2nd ed. Hoboken, NJ, US: John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [228] "Q-function." [Online]. Available: <https://en.wikipedia.org/wiki/Q-function>.
- [229] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, 5th Ed. New York, NY, US:

- McGraw-Hill Education, 2007.
- [230] “Eblana photonics.” [Online]. Available: <https://www.eblanaphotonics.com/EP1512-2-DM-Series.php#li>.
- [231] “11.3-Gbps Differential VCSEL driver ONET1191V.” Texas Instruments Inc.
- [232] B. Razavi, “Differential Amplifiers,” in *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, 2nd ed., New York, NY, US: McGraw-Hill Education, 2016, pp. 100–133.
- [233] G. Miano and A. Maffucci, “Lossy Two-Conductor Transmission Lines,” in *Transmission Lines and Lumped Circuits*, San Diego, CA, US: Elsevier, 2001, pp. 129–180.
- [234] S. M. Sze and K. K. Ng, “Photodetectors and Solar Cells,” in *Physics of Semiconductor Devices*, 3rd ed., Hoboken, NJ, US: John Wiley & Sons, Inc., 2006, pp. 663–742.
- [235] M. Azadeh, “PIN and APD Detectors,” in *Fiber Optics Engineering*, 2009, pp. 157–175.
- [236] *High-Speed Amplifiers Data Book*, SLOD005 ed. Texas Instruments Inc., 2000.
- [237] N. S. Kopeika and J. Bordogna, “Background noise in optical communication systems,” *Proc. IEEE*, vol. 58, no. 10, pp. 1571–1577, 1970.
- [238] J. R. Simonson, *Computing Methods in Solar Heating Design*. Palgrave, 2014.
- [239] M. Ninos, “Μελέτη συγκεντρωτικού φωτοβολταϊκού συστήματος V-Trough,” University of Patras, 2012.
- [240] T. Green, P. Semig, and C. Wells, Eds., *Analog Engineer’s Circuit Cookbook: Amplifiers*, 2nd ed. Texas Instruments Inc., 2019.
- [241] Γ. Σ. Τόμπρας, *Εισαγωγή στην Ηλεκτρονική*, 2η. Αθήνα: Δίαυλος, 2006.
- [242] Ν. Ι. Μάργαρης, *Ανάλυση Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων*. Θεσσαλονίκη: Τζιόλα, 2009.
- [243] J. Mietzner, R. Schober, L. Lampe, W. Gerstacker, and P. Hoeher, “Multiple-antenna techniques for wireless communications - a comprehensive literature survey,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 11, no. 2, pp. 87–105, 2009.
- [244] T. A. Tsiftsis, H. G. Sandalidis, G. K. Karagiannidis, and M. Uysal, “FSO Links with Spatial Diversity over Strong Atmospheric Turbulence Channels,” in *2008 IEEE International Conference on Communications*, 2008, pp. 5379–5384.
- [245] Zixiong Wang, Wen-De Zhong, Songnian Fu, and Chinlon Lin, “Performance comparison of different modulation formats over free-space optical (FSO) turbulence links with space diversity reception technique,” *IEEE Photonics J.*, vol. 1, no. 6, pp. 277–285, Dec. 2009.
- [246] “Diversity scheme.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Diversity_scheme.
- [247] “Diversity combining.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Diversity_combining.
- [248] “Transmit diversity.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Transmit_diversity.
- [249] G. K. Varotsos, H. E. Nistazakis, M. I. Petkovic, G. T. Djordjevic, and G. S. Tombras, “SIMO optical wireless links with nonzero boresight pointing errors over M modeled turbulence channels,” *Opt. Commun.*, vol. 403, pp. 391–400, Nov. 2017.
- [250] A. A. Farid and S. Hranilovic, “Outage Capacity for MISO Intensity-Modulated Free-Space Optical Links With Misalignment,” *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 3, no. 10, p. 780, Oct. 2011.
- [251] A. Garg, M. R. Bhatnagar, O. Berder, and B. Vrigneau, “Improved beamforming for FSO MISO system over gamma-gamma fading with pointing errors,” in *2016 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, 2016, pp. 362–368.
- [252] K. Peppas, H. E., V. D., and G. S., “Performance Analysis of SISO and MIMO FSO Communication Systems Over Turbulent Channels,” in *Optical Communication*, InTech, 2012.

- [253] M. T. Dabiri, M. J. Saber, and S. M. S. Sadough, "On the Performance of Multiplexing FSO MIMO Links in Log-Normal Fading With Pointing Errors," *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 9, no. 11, p. 974, Nov. 2017.
- [254] E. Bayaki, R. Schober, and R. Mallik, "Performance analysis of MIMO free-space optical systems in gamma-gamma fading," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, no. 11, pp. 3415–3424, Nov. 2009.
- [255] A. García-Zambrana, R. Boluda-Ruiz, C. Castillo-Vázquez, and B. Castillo-Vázquez, "Transmit alternate laser selection with time diversity for FSO communications," *Opt. Express*, vol. 22, no. 20, p. 23861, Oct. 2014.
- [256] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital Communication Over Fading Channels*. New York, US: John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [257] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2nd ed. Upper Saddle River, NJ, US: Prentice Hall, 2002.
- [258] W. O. Popoola and Z. Ghassemlooy, "BPSK Subcarrier Intensity Modulated Free-Space Optical Communications in Atmospheric Turbulence," *J. Light. Technol.*, vol. 27, no. 8, pp. 967–973, Apr. 2009.
- [259] N. D. Milosevic, M. I. Petkovic, and G. T. Djordjevic, "Average BER of SIM-DPSK FSO System With Multiple Receivers over M-Distributed Atmospheric Channel With Pointing Errors," *IEEE Photonics J.*, vol. 9, no. 4, pp. 1–10, Aug. 2017.
- [260] Z. Ghassemlooy, W. O. Popoola, S. Gao, J. I. H. Allen, and E. Leitgeb, "Free-space optical communication employing subcarrier modulation and spatial diversity in atmospheric turbulence channel," *IET Optoelectron.*, vol. 2, no. 1, pp. 16–23, Feb. 2008.
- [261] K. Prabu and D. S. Kumar, "BER Analysis for BPSK Based SIM-FSO Communication System Over Strong Atmospheric Turbulence with Spatial Diversity and Pointing Errors," *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 81, no. 3, pp. 1143–1157, Apr. 2015.
- [262] M. Uysal, Jing Li, and Meng Yu, "Error rate performance analysis of coded free-space optical links over gamma-gamma atmospheric turbulence channels," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 5, no. 6, pp. 1229–1233, Jun. 2006.
- [263] G. T. Djordjevic and M. I. Petkovic, "Average BER performance of FSO SIM-QAM systems in the presence of atmospheric turbulence and pointing errors," *J. Mod. Opt.*, vol. 63, no. 8, pp. 715–723, Apr. 2016.
- [264] W. Gappmair, "Further results on the capacity of free-space optical channels in turbulent atmosphere," *IET Commun.*, vol. 5, no. 9, pp. 1262–1267, Jun. 2011.
- [265] W. Gappmair and H. E. Nistazakis, "Subcarrier PSK Performance in Terrestrial FSO Links Impaired by Gamma-Gamma Fading, Pointing Errors, and Phase Noise," *J. Light. Technol.*, vol. 35, no. 9, pp. 1624–1632, May 2017.
- [266] M.-S. Alouini and M. K. Simon, "An MGF-based performance analysis of generalized selection combining over Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 3, pp. 401–415, Mar. 2000.
- [267] Q. Zhang, J. Cheng, and G. K. Karagiannidis, "Block error rate of optical wireless communication systems over atmospheric turbulence channels," *IET Commun.*, vol. 8, no. 5, pp. 616–625, Mar. 2014.
- [268] A. J. Viterbi and J. K. Omura, *Principles of Digital Communication and Coding*. New York, NY, US: McGraw-Hill, 1979.
- [269] R. Eaves and A. Levesque, "Probability of Block Error for Very Slow Rayleigh Fading in Gaussian Noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 25, no. 3, pp. 368–374, Mar. 1977.
- [270] B. Maranda and C. Leung, "Block Error Performance of Noncoherent FSK Modulation on Rayleigh Fading Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 32, no. 2, pp. 206–209, Feb. 1984.
- [271] C.-E. Sundberg, "Block Error Probability for Noncoherent FSK with Diversity for Very Slow Rayleigh Fading in Gaussian Noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 29, no. 1,

- pp. 57–60, Jan. 1981.
- [272] Y.-D. Yao, T. Le-Ngoc, and A. Sheikh, “Block error probabilities in a Nakagami fading channel,” in *IEEE 43rd Vehicular Technology Conference*, pp. 130–133.
- [273] M. Cheng, J. Gao, W. Dan, and Y. Zhang, “Block error rate of FSO links over non-Kolmogorov turbulence with exponentiated Weibull distribution,” *Optik (Stuttg.)*, vol. 125, no. 22, pp. 6805–6809, Nov. 2014.
- [274] H. G. Sandalidis, “Coded Free-Space Optical Links over Strong Turbulence and Misalignment Fading Channels,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 59, no. 3, pp. 669–674, Mar. 2011.
- [275] G. K. Karagiannidis, T. A. Tsiftsis, and H. G. Sandalidis, “Outage probability of relayed free space optical communication systems,” *Electron. Lett.*, vol. 42, no. 17, p. 994, 2006.
- [276] D. Novak *et al.*, “Radio-Over-Fiber Technologies for Emerging Wireless Systems,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 52, no. 1, pp. 1–11, Jan. 2016.
- [277] E. I. Ackerman and C. H. Cox, “RF fiber-optic link performance,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 2, no. 4, pp. 50–58, 2001.
- [278] H. H. Refai, J. J. Sluss, Jr., H. H. Refai, and M. Atiquzzaman, “Transporting RF signals over free-space optical links,” in *Proc. SPIE 5712, Free-Space Laser Communication Technologies XVII*, 2005, p. 46.
- [279] M. Sauer, A. Kobayakov, and J. George, “Radio Over Fiber for Picocellular Network Architectures,” *J. Light. Technol.*, vol. 25, no. 11, pp. 3301–3320, Nov. 2007.
- [280] C. H. Cox, “Introduction,” in *Analog Optical Links*, Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2004, pp. 1–18.
- [281] S. Iezekiel, “Microwave Photonics— an Introductory Overview,” in *Microwave Photonics: Devices and Applications*, Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2009, pp. 1–37.
- [282] E. I. Ackerman, C. Cox, G. Betts, H. Roussell, F. O’Donnell, and K. Ray, “Input impedance conditions for minimizing the noise figure of an analog optical link,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 12, pp. 2025–2031, 1998.
- [283] J. O. Limb and D. Sala, “A protocol for efficient transfer of data over hybrid fiber/coax systems,” *IEEE/ACM Trans. Netw.*, vol. 5, no. 6, pp. 872–881, 1997.
- [284] W.-Y. Lin *et al.*, “A hybrid CATV/OFDM long-reach passive optical network architecture,” *Opt. Express*, vol. 20, no. 4, p. 4219, Feb. 2012.
- [285] D. Novak, A. Nirmalathas, C. Lim, and R. Waterhouse, “Fibre Radio Technology,” in *Microwave Photonics: Devices and Applications*, Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2009, pp. 169–190.
- [286] “Common Public Radio Interface (CPRI); Interface Specification V7.0 (2015-10-09).”
- [287] V. J. Urick, J. D. McKinney, and K. J. Williams, “Introduction,” in *Fundamentals of Microwave Photonics*, Hoboken, NJ, US: John Wiley & Sons, Inc., 2015, pp. 1–32.
- [288] J. G. Proakis and D. K. Manolakis, *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms and Applications*, 3rd ed. Upper Saddle River, NJ, US: Prentice Hall, 1996.
- [289] “Common Public Radio Interface (CPRI); eCPRI Specification V1.0 (2017-08-22).”
- [290] X. N. Fernando, “Important Fi-Wi Link Elements,” in *Radio Over Fiber for Wireless Communications*, Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2014, pp. 17–46.
- [291] E. I. Ackerman and C. H. Cox, “Analogue Microwave Fibre-Optic Link Design,” in *Microwave Photonics: Devices and Applications*, Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2009, pp. 131–167.
- [292] V. J. Urick, J. D. McKinney, and K. J. Williams, “Other Analog Optical Modulation Methods,” in *Fundamentals of Microwave Photonics*, Hoboken, NJ, US: John Wiley & Sons, Inc., 2015, pp. 312–350.
- [293] C. H. Cox, “Frequency response of links,” in *Analog Optical Links*, Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2004, pp. 91–158.
- [294] C. H. Cox, “Distortion in links,” in *Analog Optical Links*, Cambridge, UK: Cambridge

- University Press, 2004, pp. 201–262.
- [295] V. J. Urick, J. D. McKinney, and K. J. Williams, “Analog Performance Metrics,” in *Fundamentals of Microwave Photonics*, Hoboken, NJ, US: John Wiley & Sons, Inc., 2015, pp. 33–56.
- [296] G. S. D. Gordon, M. J. Crisp, R. V. Penty, and I. H. White, “High-Order Distortion in Directly Modulated Semiconductor Lasers in High-Loss Analog Optical Links With Large RF Dynamic Range,” *J. Light. Technol.*, vol. 29, no. 23, pp. 3577–3586, Dec. 2011.
- [297] R. Ram and H. Lee, “Direct Modulation for Microwave Photonics,” in *Microwave Photonics: Devices and Applications*, Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2009, pp. 39–65.
- [298] N. J. Frigo, M. R. Phillips, and G. E. Bodeep, “Clipping distortion in lightwave CATV systems: models, simulations, and measurements,” *J. Light. Technol.*, vol. 11, no. 1, pp. 138–146, Jan. 1993.
- [299] S. A. Khwandah, J. P. Cosmas, I. A. Glover, P. I. Lazaridis, N. R. Prasad, and Z. D. Zaharis, “Direct and External Intensity Modulation in OFDM RoF Links,” *IEEE Photonics J.*, vol. 7, no. 4, pp. 1–10, Aug. 2015.
- [300] Qun Shi, “Asymptotic clipping noise distribution and its impact on M-ary QAM transmission over optical fiber,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 6, pp. 2077–2084, Jun. 1995.
- [301] “Balun.” [Online]. Available: <https://en.wikipedia.org/wiki/Balun>.
- [302] Σ. Δ. Φωτόπουλος, *Θεωρία Σημάτων και Κυκλωμάτων*. Πανεπιστήμιο Πατρών, 2004.
- [303] “Electro-optic modulator.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Electro-optic_modulator.
- [304] C. H. Cox, “Link components and their small-signal electro-optic models,” in *Analog Optical Links*, Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2004, pp. 19–68.
- [305] P. S. Devgan, J. F. Diehl, V. J. Urick, C. E. Sunderman, and K. J. Williams, “Even-order harmonic cancellation for off-quadrature biased Mach-Zehnder modulator with improved RF metrics using dual wavelength inputs and dual outputs,” *Opt. Express*, vol. 17, no. 11, p. 9028, May 2009.
- [306] J. Armstrong, “OFDM for Optical Communications,” *J. Light. Technol.*, vol. 27, no. 3, pp. 189–204, Feb. 2009.
- [307] Y. Li and G. L. Stüber, Eds., *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications*. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2006.
- [308] X. Yi *et al.*, “Digital coherent superposition of optical OFDM subcarrier pairs with Hermitian symmetry for phase noise mitigation,” *Opt. Express*, vol. 22, no. 11, p. 13454, Jun. 2014.
- [309] L. Chen, B. Krongold, and J. Evans, “Theoretical Characterization of Nonlinear Clipping Effects in IM/DD Optical OFDM Systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, no. 8, pp. 2304–2312, Aug. 2012.
- [310] “OFDM.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Orthogonal_frequency-division_multiplexing.
- [311] D. Tsonev, S. Sinanovic, and H. Haas, “Complete Modeling of Nonlinear Distortion in OFDM-Based Optical Wireless Communication,” *J. Light. Technol.*, vol. 31, no. 18, pp. 3064–3076, Sep. 2013.
- [312] S. Dimitrov, S. Sinanovic, and H. Haas, “Clipping Noise in OFDM-Based Optical Wireless Communication Systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, no. 4, pp. 1072–1081, Apr. 2012.
- [313] A. N. Stassinakis, G. S. Tombras, S. Sinanović, H. E. Nistazakis, and W. O. Popoola, “Performance of quadrature amplitude modulation orthogonal frequency division multiplexing-based free space optical links with non-linear clipping effect over gamma–gamma modelled turbulence channels,” *IET Optoelectron.*, vol. 9, no. 5, pp. 269–274, Oct. 2015.

- [314] L. Chen, B. Krongold, and J. Evans, "Performance Evaluation of Optical OFDM Systems with Nonlinear Clipping Distortion," in *2009 IEEE International Conference on Communications*, 2009, pp. 1–5.
- [315] J. Armstrong and B. Schmidt, "Comparison of Asymmetrically Clipped Optical OFDM and DC-Biased Optical OFDM in AWGN," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, no. 5, pp. 343–345, May 2008.
- [316] S. D. Dissanayake and J. Armstrong, "Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems," *J. Light. Technol.*, vol. 31, no. 7, pp. 1063–1072, Apr. 2013.
- [317] W. Shieh and I. Djordjevic, *OFDM for Optical Communications*, 1st ed. Academic Press, 2009.
- [318] H. Yin and S. Alamouti, "OFDMA: A Broadband Wireless Access Technology," in *2006 IEEE Sarnoff Symposium*, 2006, pp. 1–4.
- [319] N. Saquib, E. Hossain, Long Bao Le, and Dong In Kim, "Interference management in OFDMA femtocell networks: issues and approaches," *IEEE Wirel. Commun.*, vol. 19, no. 3, pp. 86–95, Jun. 2012.
- [320] R. Fantacci, D. Marabissi, and S. Papini, "Multiuser interference cancellation receivers for OFDMA uplink communications with carrier frequency offset," in *IEEE Global Telecommunications Conference, 2004. GLOBECOM '04.*, vol. 5, pp. 2808–2812.
- [321] H. C. Nguyen, E. de Carvalho, and R. Prasad, "Multi-User Interference Cancellation Schemes for Carrier Frequency Offset Compensation in Uplink OFDMA," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 13, no. 3, pp. 1164–1171, Mar. 2014.
- [322] "Single-carrier FDMA." [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Single-carrier_FDMA.
- [323] H. Myung, J. Lim, and D. Goodman, "Single carrier FDMA for uplink wireless transmission," *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 1, no. 3, pp. 30–38, Sep. 2006.
- [324] M. I. Dessouky, F. S. Al-kamali, F. Shawki, B. M. Sallam, and F. E. Abd El-Samie, "Uplink single-carrier frequency division multiple access system with joint equalisation and carrier frequency offsets compensation," *IET Commun.*, vol. 5, no. 4, pp. 425–433, Mar. 2011.
- [325] S. Srikanth, P. Murugesu Pandian, and X. Fernando, "Orthogonal frequency division multiple access in WiMAX and LTE: a comparison," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 50, no. 9, pp. 153–161, Sep. 2012.
- [326] Z. Ghassemlooy, F. Ebrahimi, S. Rajbhandari, S. Olyaei, X. Tang, and S. Zvanovec, "Visible light communications with hybrid OFDM-PTM," in *2017 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)*, 2017, pp. 894–898.
- [327] "IEEE 802.11." [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.11.
- [328] "LTE SC-FDMA." [Online]. Available: <http://lte-epc.blogspot.com/2011/12/lte-sc-fdma.html>.
- [329] "Constellation diagram." [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Constellation_diagram.
- [330] "No Title." [Online]. Available: <http://www.dsblog.com/2008/05/18/bit-error-rate-for-16psk-modulation-using-gray-mapping/>.
- [331] "Phase-shift keying." [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Phase-shift_keying.
- [332] "Gray code." [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Gray_code.
- [333] "No Title." [Online]. Available: <https://www.gaussianwaves.com/64qam-constellation/>.
- [334] O. Gonzalez, R. Perez-Jimenez, S. Rodriguez, J. Rabadan, and A. Ayala, "OFDM over indoor wireless optical channel," *IEE Proc. - Optoelectron.*, vol. 152, no. 4, p. 199, 2005.
- [335] N. Cvijetic, D. Qian, and T. Wang, "10Gb/s Free-Space Optical Transmission using

- OFDM,” in *Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference*, 2008.
- [336] L. Chen, B. Krongold, and J. Evans, “Performance Analysis for Optical OFDM Transmission in Short-Range IM/DD Systems,” *J. Light. Technol.*, vol. 30, no. 7, pp. 974–983, Apr. 2012.
- [337] M. Chiani, D. Dardari, and M. K. Simon, “New exponential bounds and approximations for the computation of error probability in fading channels,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 24, no. 5, pp. 840–845, May 2003.
- [338] E. Morgado, I. Mora-Jimenez, J. J. Vinagre, J. Ramos, and A. J. Caamano, “End-to-End Average BER in Multihop Wireless Networks over Fading Channels,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 9, no. 8, pp. 2478–2487, Aug. 2010.
- [339] M. Sheng, P. Jiang, Q. Hu, Q. Su, and X. Xie, “End-to-end average BER analysis for multihop free-space optical communications with pointing errors,” *J. Opt.*, vol. 15, no. 5, p. 055408, May 2013.
- [340] G. Levin and S. Loyka, “Amplify-and-forward versus decode-and-forward relaying: which is better?,” in *22th International Zurich Seminar on Communications (IZS), Zurich, Switzerland, February 29 - March 2, 2012*, 2012.
- [341] M. Karimi and M. Nasiri-Kenari, “Free Space Optical Communications via Optical Amplify-and-Forward Relaying,” *J. Light. Technol.*, vol. 29, no. 2, pp. 242–248, Jan. 2011.
- [342] J. Libich, M. Komanec, S. Zvanovec, P. Pesek, W. O. Popoola, and Z. Ghassemlooy, “Experimental verification of an all-optical dual-hop 10 Gbit/s free-space optics link under turbulence regimes,” *Opt. Lett.*, vol. 40, no. 3, p. 391, Feb. 2015.
- [343] A. J. Rainal, “Limiting distortion of CATV lasers,” *J. Light. Technol.*, vol. 14, no. 3, pp. 474–479, Mar. 1996.
- [344] V. B. Gorfinkel and S. Luryi, “Fundamental limits for linearity of CATV lasers,” *J. Light. Technol.*, vol. 13, no. 2, pp. 252–260, 1995.
- [345] C.-Y. Li, C.-L. Ying, and C.-Y. Lin, “Hybrid CATV/16-QAM-Digital CATV/16-QAM-OFDM in-building network over passive optical network and gradient index-plastic optical fiber/visible light communication transport,” *Opt. Eng.*, vol. 54, no. 3, p. 036108, Mar. 2015.
- [346] G. K. Karagiannidis, T. A. Tsiftsis, and R. K. Mallik, “Bounds for multihop relayed communications in nakagami-m fading,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 54, no. 1, pp. 18–22, Jan. 2006.
- [347] M. A. Abu-Rgheff, *Introduction to CDMA Wireless Communications*. Oxford, UK: Elsevier, 2007.
- [348] R. Yuen and X. N. Fernando, “Analysis of Sub-Carrier Multiplexed Radio Over Fiber Link for the Simultaneous Support of WLAN and WCDMA Systems,” *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 33, no. 1, pp. 1–20, Apr. 2005.
- [349] R. Yuen and X. N. Fernando, “Simultaneous delivery of wireless LAN and cellular radio signals over optical fiber,” in *2006 IEEE GCC Conference (GCC)*, 2006, pp. 1–6.
- [350] M. Pursley, “Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication--Part I: System Analysis,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 25, no. 8, pp. 795–799, Aug. 1977.
- [351] A. Bekkali, T. D. Pham, K. Kazaura, K. Wakamori, and M. Matsumoto, “Performance analysis of SCM-FSO links for transmission of CDMA signals under Gamma-Gamma turbulent channel,” in *MILCOM 2009 - 2009 IEEE Military Communications Conference*, 2009, pp. 1–5.
- [352] C. Ben Naila, A. Bekkali, K. Wakamori, and M. Matsumoto, “Transmission Analysis of CDMA-Based Wireless Services over Turbulent Radio-on-FSO Links Using Aperture Averaging,” in *2011 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2011, pp. 1–6.

- [353] “CDMA.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Code-division_multiple_access.
- [354] “Multiplexing.” [Online]. Available: <https://en.wikipedia.org/wiki/Multiplexing>.
- [355] “Difference between gsm-cdma.” [Online]. Available: <https://careershapers.wordpress.com/2014/03/10/difference-between-gsm-and-cdma-explained/>.
- [356] “No Title.” [Online]. Available: <https://www.electronicdesign.com/communications/fundamentals-communications-access-technologies-fdma-tdma-cdma-ofdma-and-sdma>.
- [357] A. J. Viterbi, *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication*. Reading, MA, US: Addison-Wesley, 1995.
- [358] V. M. DaSilva and E. S. Sousa, “Multicarrier orthogonal CDMA signals for quasi-synchronous communication systems,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 12, no. 5, pp. 842–852, Jun. 1994.
- [359] S. Jos, P. Kumar, and S. Chakrabarti, “Performance Comparison of Orthogonal Gold and Walsh Hadamard Codes for Quasi-Synchronous CDMA Communication,” in *International Conference on Distributed Computing and Networking, ICDCN 2009*, 2009, pp. 395–399.
- [360] R. Gold, “Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing (Corresp.),” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 13, no. 4, pp. 619–621, Oct. 1967.
- [361] M. Pursley and D. Sarwate, “Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication--Part II: Code Sequence Analysis,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 25, no. 8, pp. 800–803, Aug. 1977.
- [362] D. Borth and M. Pursley, “Analysis of Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access Communication Over Rician Fading Channels,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 27, no. 10, pp. 1566–1577, Oct. 1979.
- [363] H. G. Sandalidis, P. P. Stavroulakis, and J. Rodriguez-Tellez, “An efficient evolutionary algorithm for channel resource management in cellular mobile systems,” *IEEE Trans. Evol. Comput.*, vol. 2, no. 4, pp. 125–137, 1998.
- [364] X. N. Fernando, “Subcarrier-Multiplexed ROF Downlink,” in *Radio Over Fiber for Wireless Communications*, Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2014, pp. 71–88.
- [365] C. Ben Naila, A. Bekkali, K. Wakamori, and M. Matsumoto, “Performance Analysis of CDMA-Based Wireless Services Transmission Over a Turbulent RF-on-FSO Channel,” *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 3, no. 5, p. 475, May 2011.
- [366] X. N. Fernando, “An Improved Expression for Relative Intensity Noise,” in *Radio Over Fiber for Wireless Communications*, Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2014, pp. 61–70.
- [367] W. Huang and M. Nakagawa, “Nonlinear effect of direct-sequence CDMA in optical transmission,” in *1994 IEEE GLOBECOM. Communications: The Global Bridge*, vol. 2, pp. 1185–1189.
- [368] S. Betti, A. Bizzotto, E. Bravi, and M. Giaconi, “Effect of semiconductor laser intrinsic dynamic distortions in hybrid fiber-CDMA cellular radio networks,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 20, no. 3, pp. 207–211, Feb. 1999.
- [369] X. N. Fernando, “Subcarrier-Multiplexed ROF Uplink,” in *Radio Over Fiber for Wireless Communications*, Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2014, pp. 89–109.
- [370] D. Sadhwani, R. N. Yadav, and S. Aggarwal, “Tighter Bounds on the Gaussian Q Function and Its Application in Nakagami- m Fading Channel,” *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, vol. 6, no. 5, pp. 574–577, Oct. 2017.
- [371] V. S. Adamchik and O. I. Marichev, “The algorithm for calculating integrals of hypergeometric type functions and its realization in REDUCE system,” in *Proceedings of the international symposium on Symbolic and algebraic computation - ISSAC '90*, 1990, pp. 212–224.

[372] “Meijer’s G-function.” [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Meijer_G-function.