

ΕΘΝΙΚΟ ΚΑΙ ΚΑΠΟΔΙΣΤΡΙΑΚΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΑΘΗΝΩΝ ΤΜΗΜΑ ΦΥΣΙΚΗΣ ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ, ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ, ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΚΑΙ ΑΥΤΟΜΑΤΙΣΜΟΥ

"Ανάπτυξη Προηγμένων Τεχνικών στα Συστήματα Ασύρματων Οπτικών Επικοινωνιών για την Αντιστάθμιση των Συνεπειών του Σπινθηρισμού και του Θορύβου Φάσης"

Διδακτορική Διατριβή

Βαρώτσου Γεωργίου

Αθήνα

Νοέμβριος 2018

Πρόλογος

Η εργασία αυτή εκπονήθηκε στον Τομέα Ηλεκτρονικής, Υπολογιστών, Τηλεπικοινωνιών και Αυτοματισμού του Τμήματος Φυσικής του Εθνικού και Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών υπό την επίβλεψη του Αναπληρωτή Καθηγητή κ. Ε. Νισταζάκη και τη συνεπίβλεψη του Καθηγητή κ. Γ. Τόμπρα και της Επίκουρης Καθηγήτριας κ. Α. Τζανακάκη.

Είμαι βαθειά ευγνώμων, στον άμεσο επιβλέποντα της παρούσας διατριβής, τον αγαπητό καθηγητή μου κ. Ε. Νισταζάκη, τον οποίο ευχαριστώ θερμά για την άψογη συνεργασία, την καθοριστική συμβολή και την εξαιρετική καθοδήγησή του σε όλα τα στάδια της διατριβής, καθώς και για την ενθάρρυνση, τη συμπαράσταση και την εμπιστοσύνη που μου έδειξε διαρκώς, σε όλα αυτά τα χρόνια της συνεργασίας μας. Θερμότατες ευχαριστίες οφείλω επίσης στον επικεφαλή της ερευνητικής ομάδας μας, τον Καθηγητή κ. Γ. Τόμπρα, για τη διαρκή, πολύτιμη βοήθεια και συμβολή του έως και την περάτωση της παρούσας διατριβής, καθώς και στην Επίστος και την εώριστικές, ουσιαστικές και εύστοχες παρατηρήσεις και υποδείξεις της. Επίσης, οφείλω ιδιαίτερα να ευχαριστήσω τον μεταδιδακτορικό ερευνητή της ομάδας μας κ. Αργύρη Στασινάκη για την προθυμία του, την εξαιρετική συνεργασία και την αποτελεσματικότατη συμβολή του σε όλη τη διάρκεια της εκπόνησης της διατριβής, καθώς και τα υπόλοιπα μέλη της ερευνητικής μας ομάδας.

Δε θα πρέπει επίσης να παραβλέψω και τους υπόλοιπους επιστημονικούς συνεργάτες που συνέβαλαν σημαντικά στην ολοκλήρωση της διατριβής, και συγκεκριμένα τον Αναπληρωτή Kaθηγητή Wilfried Gappmair στο Graz University of Technology (TUG- Institute of Communication Networks and Satellite Communications) της Αυστρίας, τον Καθηγητή Goran T. Djordjevic στο University of Nis- Faculty of Electronic Engineering της Σερβίας με τη διδακτορική του φοιτήτρια Milika I. Petkovic, τον Αναπληρωτή Καθηγητή κ. Κ. Αϊδίνη του Τμήματος Φυσικής του Εθνικού και Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών, τον Αναπληρωτή Καθηγητή του Τμήματος Πληροφορικής με Εφαρμογές στη Βιοϊατρική του Πανεπιστημίου Θεσσαλίας κ. Χ. Σανδαλίδη, τον Επίκουρο Καθηγητή κ. Χρήστο Βόλο του Τμήματος Φυσικής του Αριστοτέλειου Πανεπιστήμιο της Θεσσαλονίκης και τον Αναπληρωτή Καθηγητή κ. Α. Τσιγκόπουλο από τη Σχολή Ναυτικών Δοκίμων, και να τους ευχαριστήσω όλους θερμά για την πολύ καλή ερευνητική συνεργασία μας, εκφράζοντας την ελπίδα και τη διάθεση να συνεργαστούμε εκ νέου στο άμεσο μέλλον. Τέλος, ένα πολύ μεγάλο ευχαριστώ χρωστάω στην κοπέλα μου, στους στενούς φίλους και συγγενείς, για τη σταθερή ηθική υποστήριξη που μου πρόσφεραν σε όλη τη διάρκεια της εκπόνησης της παρούσας διατριβής.

Περιεχόμενα

Περίληψη	12
Abstract	15
Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή	18
Ι. Εισαγωγή στις οπτικές τηλεπικοινωνίες	18
Α. Ποιες είναι οι απαιτήσεις από τα σύγχρονα συστήματα τηλεπικοινωνιών;	18
Β. Η μετάβαση από το RF στο οπτικό φάσμα συχνοτήτων	19
i. Οπτικές ίνες	19
ii. Επίγειες ασύρματες οπτικές επικοινωνίες	21
ΙΙ. Πότε ξεκίνησε και πως χρησιμοποιήθηκε η FSO τεχνολογία;	22
III. Μοντέρνες τεχνολογίες FSO και fiber συστημάτων	28
i. Radio over Fiber – RoF	28
ii. Radio over FSO – RoFSO	29
iii. Τα FSO σε συνδυασμό με τις οπτικές ίνες σε αμιγώς οπτικά δίκτυα	30
iv. Visible Light Communications (VLC) / Τεχνολογία Light- Fidelity (Li-Fi)	31
 Εμπορική δραστηριότητα και πρακτικές εφαρμογές στο πεδίο των FSO 	34
vi. Σχεδιασμός για την υλοποίηση αποδοτικότερων επίγειων FSO ζεύξεων	36
IV. Φαινόμενα που επηρεάζουν την απόδοση των επίγειων FSO ζεύξεων	37
i. Παράγοντες εξασθένησης του σήματος	37
ii.Τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή	39
iii. Σφάλματα σκόπευσης στα FSO	42
iv. Διασπορά ταχύτητας ομάδας	45
ν. Θόρυβος φάσης στα FSO συστήματα τηλεπικοινωνιών	46
V. Η τεχνική OFDM στα FSO κανάλια	51
VI. Αρχιτεκτονικές FSO που βελτιώνουν την απόδοση και τη διαθεσιμότητα τους	54
i. Αναγεννητές σήματος	54
ii. Αρχιτεκτονικές συστημάτων FSO με διαφορική λήψη	61
VII. Κίνητρα-Στόχοι διατριβής	66

VIII. Βήματα-μέθοδοι για την επίτευξη των στόχων	68
ΙΧ. Οργάνωση της διατριβής	70
Κεφάλαιο 2: Κύρια χαρακτηριστικά των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων FSO	74
Ι. Είδη FSO ζεύξεων	74
ΙΙ. Πλεονεκτήματα των FSO	75
ΙΙΙ. Πεδία εφαρμογής των FSO	79
VI. Μειονεκτήματα/ περιορισμοί των FSO	82
V. Μπλοκ διάγραμμα FSO συστήματος	86
ί. Πομπός	87
ii. Δέκτης	88
iii. Κανάλι	90
Κεφάλαιο 3: Μελέτη παραγόντων που επιδρούν στη διάδοση του σήματος στα FSO Συστήματα	91
Ι. Μοντέλα για τη μελέτη της εξασθένησης	91
II. Μοντέλα της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής (The atmospheric turbulence models)	95
Α. Ερμηνεία και παραδοχές για τη μελέτη της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής	95
Β. Στατιστικές κατανομές για τη μελέτη της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής	100
i. Η κατανομή γάμμα γάμμα	101
ii. Η λογαριθμοκανονική κατανομή	103
iii. Η κατανομή γάμμα	104
iv. Η στατιστική κατανομή Ι-Κ	104
ν. Η στατιστική κατανομή Κ	105
vi. Η εκθετική κατανομή	106
vii. Η εκθετικοποιημένη Weibull κατανομή	106
viii. Η κατανομή Μάλαγα	107
Γ. Μετασχηματισμοί μεταξύ διαφορετικών μοντέλων τυρβώδους ροής	110
III. Μελέτη σφαλμάτων σκόπευσης (The Pointing errors models)	111
Α. Στατιστικές μοντέλα για τη μελέτη των σφαλμάτων σκόπευσης	111

 Ετατιστική κατανομή για τη μελέτη των σφαλμάτων σκόπευσης μη μηδενικής μετατόπισης/ απόκλισης (Nonzero Boresight Pointing Error Model) 	111
ii. Στατιστική κατανομή για τη μελέτη των σφαλμάτων μηδενικής μετατόπισης/ απόκλισης (Zero Boresight Pointing Error Model)	116
IV. Εκτίμηση της διασποράς ομαδικής ταχύτητας (Group Velocity Dispersion estimation)	117
Α. Δείκτης διάθλασης της τροπόσφαιρας	118
Β. Σταθερά διάδοσης της τροπόσφαιρας	119
Γ. Επίδραση της GVD στους <i>Gaussian</i> οπτικά παλμούς	120
V. Επίλογος	128
Κεφάλαιο 4: Τεχνικές διαμόρφωσης στα FSO συστήματα	129
Ι. Εισαγωγή	129
ΙΙ. Η διαμόρφωση ΟΟΚ	129
III. PPM (Pulse Position Modulation)	132
IV. SIM (Subcarrier Intensity Modulation)	134
V. Η τεχνική OFDM	138
Κεφάλαιο 5: Συνδυαστική επίδραση τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και GVD στην απόδοση των FSO	143
•	
 Α. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης σε FSO ζεύξεις με GVD και τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή που μελετάται με τη Γ-Γ ή την I-K κατανομή 	143
 Α. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης σε FSO ζεύξεις με GVD και τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή που μελετάται με τη Γ-Γ ή την Ι-Κ κατανομή Ι. Εισαγωγή 	143 143
 Α. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης σε FSO ζεύξεις με GVD και τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή που μελετάται με τη <i>Γ-Γ</i> ή την <i>Ι-Κ</i> κατανομή Ι. Εισαγωγή ΙΙ. Το μοντέλο του καναλιού 	143 143 143
 Α. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης σε FSO ζεύξεις με GVD και τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή που μελετάται με τη Γ-Γ ή την Ι-Κ κατανομή Ι. Εισαγωγή ΙΙ. Το μοντέλο του καναλιού ΙΙΙ. Το φαινόμενο της GVD για διάδοση Gaussian παλμών στις FSO ζεύξεις 	143 143 143 144
 Α. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης σε FSO ζεύξεις με GVD και τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή που μελετάται με τη Γ-Γ ή την Ι-Κ κατανομή Ι. Εισαγωγή ΙΙ. Το μοντέλο του καναλιού ΙΙΙ. Το φαινόμενο της GVD για διάδοση <i>Gaussian</i> παλμών στις FSO ζεύξεις ΙV. Πιθανότητα διάλειψης (Probability of fade) 	143 143 143 144 144
 Α. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης σε FSO ζεύξεις με GVD και τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή που μελετάται με τη Γ-Γ ή την Ι-Κ κατανομή Ι. Εισαγωγή ΙΙ. Το μοντέλο του καναλιού ΙΙΙ. Το φαινόμενο της GVD για διάδοση <i>Gaussian</i> παλμών στις FSO ζεύξεις ΙV. Πιθανότητα διάλειψης (Probability of fade) V. Αριθμητικά αποτελέσματα (Numerical results) 	143 143 143 144 145 147
 Α. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης σε FSO ζεύξεις με GVD και τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή που μελετάται με τη Γ-Γ ή την I-K κατανομή Ι. Εισαγωγή ΙΙ. Το μοντέλο του καναλιού ΙΙΙ. Το φαινόμενο της GVD για διάδοση Gaussian παλμών στις FSO ζεύξεις ΙV. Πιθανότητα διάλειψης (Probability of fade) V. Αριθμητικά αποτελέσματα (Numerical results) VΙ. Συμπεράσματα 	143 143 143 144 145 147 151
 Α. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης σε FSO ζεύξεις με GVD και τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή που μελετάται με τη <i>Γ-Γ</i> ή την <i>Ι-Κ</i> κατανομή Ι. Εισαγωγή Π. Το μοντέλο του καναλιού ΠΙ. Το φαινόμενο της GVD για διάδοση <i>Gaussian</i> παλμών στις FSO ζεύξεις ΙV. Πιθανότητα διάλειψης (Probability of fade) V. Αριθμητικά αποτελέσματα (Numerical results) VI. Συμπεράσματα Β. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης για FSO ζεύξεις με GVD και ΝΕ τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή 	 143 143 143 144 145 147 151 152
 Α. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης σε FSO ζεύξεις με GVD και τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή που μελετάται με τη <i>Γ-Γ</i> ή την <i>Ι-Κ</i> κατανομή Ι. Εισαγωγή Π. Το μοντέλο του καναλιού Π. Το φαινόμενο της GVD για διάδοση <i>Gaussian</i> παλμών στις FSO ζεύξεις ΙV. Πιθανότητα διάλειψης (Probability of fade) V. Αριθμητικά αποτελέσματα (Numerical results) VΙ. Συμπεράσματα Β. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης για FSO ζεύξεις με GVD και ΝΕ τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή Ι. Εισαγωγή 	 143 143 143 144 145 147 151 152 152
 Α. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης σε FSO ζεύξεις με GVD και τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή που μελετάται με τη Γ-Γ ή την Ι-Κ κατανομή Ι. Εισαγωγή Π. Το μοντέλο του καναλιού ΙΙΙ. Το φαινόμενο της GVD για διάδοση Gaussian παλμών στις FSO ζεύξεις ΙV. Πιθανότητα διάλειψης (Probability of fade) V. Αριθμητικά αποτελέσματα (Numerical results) VΙ. Συμπεράσματα Β. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης για FSO ζεύξεις με GVD και ΝΕ τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή Ι. Εισαγωγή Π. Το κανάλι 	 143 143 143 144 145 147 151 152 152 152 152
Α. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης σε FSO ζεύξεις με GVD και τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή που μελετάται με τη Γ-Γ ή την Ι-Κ κατανομή Ι. Εισαγωγή ΙΙ. Το μοντέλο του καναλιού ΙΙΙ. Το φαινόμενο της GVD για διάδοση Gaussian παλμών στις FSO ζεύξεις ΙV. Πιθανότητα διάλειψης (Probability of fade) V. Αριθμητικά αποτελέσματα (Numerical results) VΙ. Συμπεράσματα Β. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης για FSO ζεύξεις με GVD και ΝΕ τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή Ι. Εισαγωγή ΙΙ. Το κανάλι ΙΙ. Πιθανότητα διάλειψης	 143 143 143 144 145 147 151 152 152 152 152 152

V. Συμπεράσματα	155
Κεφάλαιο 6: Συνδυαστική επίδραση τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, σφαλμάτων σκόπευσης και GVD στην απόδοση των επίγειων FSO συστημάτων που χρησιμοποιούν τεχνικές διαφορικής λήψης	157
A. FSO ζεύξεις με διαφορική λήψη, σφάλματα σκόπευσης και χρονική διεύρυνση ή συρρίκνωση των παλμών σε κανάλια ασθενούς έως και ισχυρής τυρβώδους ροής	157
Ι. Εισαγωγή	157
ΙΙ. Το μοντέλο του καναλιού	157
ΙΙΙ. Μετρική απόδοσης για την FSO ζεύξη	162
ΙV. Διαφορική λήψη σήματος	164
V. Αριθμητικά αποτελέσματα	166
VI. Συμπεράσματα	171
B. Επίδραση της GVD στη διαθεσιμότητα των ασύρματων οπτικών ζεύξεων με μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, διαφορική λήψη και M(alaga) τυρβώδη ροή	172
Ι. Εισαγωγή	172
ΙΙ. Μοντέλα καναλιού και συστήματος	172
Α. Το μοντέλο τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής	172
Β. Σύνθετο μοντέλο τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης	173
Γ. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης	174
ΙΙΙ. Αριθμητικά αποτελέσματα	175
ΙV. Συμπεράσματα	177
Κεφάλαιο 7: SIMO οπτικές ασύρματες ζεύξεις με μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης και τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή	178
Ι. Εισαγωγή	178
ΙΙ. Μοντέλο καναλιού και συστήματος	178
Α. Το κανάλι του οπτικού συστήματος	178
Β. Το φαινόμενο της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής	180
Γ. Το φαινόμενο των μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης	180
Δ. Σύνθετη επίδραση της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης	181
III. ABER ανάλυση για τη SISO ζεύξη	183

A. SISO ζεύξη με IM/DD OOK	184
B. SISO ζεύξη με IM/DD L-PPM	185
IV. ABER για SIMO ζεύξεις με διαφορική λήψη στους δέκτες	187
Α. SIMO ζεύξεις με IM/DD OOK	187
Β. SIMO ζεύξεις με IM/DD PPM	190
V. Αριθμητικά αποτελέσματα	192
VI. Συμπεράσματα	199
Κεφάλαιο 8: Απόδοση FSO συστημάτων τηλεπικοινωνιών με ενδιάμεσους σειριακούς αναγεννητές σήματος, GVD τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή και σφάλματα σκόπευσης	200
Ι. Εισαγωγή	200
ΙΙ. Μοντέλο συστήματος	200
Α. Βασικές υποθέσεις	200
Β. Μοντέλο τυρβώδους ροής	201
Γ. Μοντέλο σφαλμάτων σκόπευσης	201
Δ. Σύνθετο μοντέλο τυρβώδους ροής και σφαλμάτων σκόπευσης	202
ΙΙΙ. Πιθανότητα διάλειψης	202
ΙV. Αριθμητικά αποτελέσματα	203
V. Συμπεράσματα	205
Κεφάλαιο 9: Πιθανότητα διακοπής FSO ζεύξεων με μικτής αρχιτεκτονικής αναγεννητές και σφάλματα σκόπευσης σε κανάλια ασθενούς τυρβώδους ροής	206
Ι. Εισαγωγή	206
ΙΙ. Μοντέλο συστήματος και καναλιού	206
Α. Μοντέλο Σήματος	206
Β. Μοντέλο Καναλιών Τυρβώδους ροής	208
Γ. Γενικευμένο Μοντέλο Σφαλμάτων Σκόπευσης	208
Δ. Σύνθετο Μοντέλο Τυρβώδους Ροής και Σφαλμάτων Σκόπευσης	210
ΙΙΙ. Εκτίμηση της πιθανότητας διακοπής	210
ΙV. Αριθμητικά αποτελέσματα	212
V. Συμπεράσματα	213

Κεφάλαιο 10: OFDM RoFSO ζεύξεις με αναγεννητές σε τυρβώδη κανάλια παρουσία σφαλμάτων σκόπευσης	214
Ι. Εισαγωγή	214
ΙΙ. Μοντέλο συστήματος	215
Α. Βασικές αρχές λειτουργίας του εξεταζόμενου RoFSO συστήματος	215
Β. Συνδυαστική επίδραση τυρβώδους ροής και σφαλμάτων σκόπευσης	217
ΙΙΙ. ABER για το L-QAM RoFSO σύστημα	217
Α. ABER για κάθε μεμονωμένη, ενδιάμεση OFDM RoFSO ζεύξη	217
Β. Συνολικό ABER για το πολλαπλών αλμάτων L-QAM OFDM RoFSO σύστημα	219
ΙV. Εκτίμηση της πιθανότητας διακοπής	220
Α. Πιθανότητα Διακοπής για κάθε μεμονωμένη, ενδιάμεση ζεύξη	220
Β. Συνολική Πιθανότητα Διακοπής για το πολλαπλών αλμάτων σύστημα	221
V. Αριθμητικά αποτελέσματα	222
Α. Το RoFSO σύστημα	222
Β. Το πραγματικό RoFSO σύστημα	228
VI. Συμπεράσματα	230
Κεφάλαιο 11: Μέση πιθανότητα μετάδοσης εσφαλμένου συμβόλου (ASEP) για Subcarrier PSK FSO ζεύξεις με ασθενή τυρβώδη κανάλια υπό την επίδραση σφαλμάτων σκόπευσης και θορύβου φάσης	232
Ι. Εισαγωγή	232
ΙΙ. Μοντέλα καναλιού και συστήματος	232
Α. Κατανομή του θορύβου φάσης	233
Β. Σύνθετο μοντέλο τυρβώδους ροής και σφαλμάτων σκόπευσης	234
Γ. Λόγος σήματος προς θόρυβο	234
III. ASEP απόδοση για αμελητέες επιδράσεις θορύβου φάσης	235
Α. Ακριβείς και προσεγγιστικές εξισώσεις	235
IV. ASEP απόδοση με επιδράσεις θορύβου φάσης	238
Α. Ακριβείς και προσεγγιστικές σχέσεις	238
V. Αριθμητικά αποτελέσματα	243
VI. Συμπεράσματα	245

Κεφάλαιο 12: SIM FSO ζεύξεις με αναγεννητές με θόρυβο φάσης και μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης σε κανάλια, τυρβώδους ατμοσφαιοικής ορής	246
	246
Π. Μοντέλο καναλιού και συστήματος	247
Α Μοντέλο Συστήματος	247
III. Ανάλυση της ASEP απόδοσης για αμελητέο θόρυβο φάσης	248
Α. Ακριβής ASEP έκφραση	248
Β. Προσεγγιστική ASEP έκφραση	249
IV. Ανάλυση της ASEP απόδοσης με θόρυβο φάσης	251
V. Εκτίμηση της μέσης διάρκειας διακοπής ανά ώρα	254
VI. Αριθμητικά αποτελέσματα	256
VII. Συμπεράσματα	262
Κεφάλαιο 13: SIMO FSO SIM PSK συστήματα σε κανάλια με τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή υπό την επίδραση σφαλμάτων σκόπευσης και θορύβου φάσης	263
Ι. Εισαγωγή	263
ΙΙ. Μοντέλο συστήματος	263
Α. Μοντέλο σήματος	263
Β. Μοντέλο τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής	264
Γ. Μοντέλο μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης	264
 Δ. Συνδυαστικό μοντέλο τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης 	264
Ε. Μοντέλο θορύβου φάσης	265
III. Εκτίμηση ASEP μετρικής	265
Α. Αμελητέες επιδράσεις θορύβου φάσης	265
Β. Σημαντικές επιδράσεις θορύβου φάσης	268
ΙV. Αριθμητικά αποτελέσματα	270
V. Συμπεράσματα	275
Κεφάλαιο 14: Πειραματική επιβεβαίωση της ακρίβειας της Γάμμα κατανομής για την προσομοίωση των διακυμάνσεων της οπτικής ακτινοβολίας λόγω τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής	276
Ι. Εισαγωγή	276

ΙΙ. Τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή και σπινθηρισμός	276
III. Παράμετρος κατανομής του δείκτη διάθλασης για θαλάσσιες ζεύξεις (Maritime links)	277
ΙV. Τυρβώδης ροή μοντελοποιημένη με τα κοινά μοντέλα	278
V. Η κατανομή Γάμμα	279
VI. Πειραματική διάταξη των μετρήσεων, επεξεργασία των δεδομένων και λαμβανόμενα αποτελέσματα	281
VII. Πειραματικά και αριθμητικά αποτελέσματα	283
VIII. Συμπεράσματα	288
Κεφάλαιο 15: Συμπεράσματα και μελλοντικοί στόχοι	289
Ι. Περίληψη – Συμπεράσματα	289
ΙΙ. Μελλοντικοί στόχοι	295
Παράρτημα Ι	296
Παράρτημα ΙΙ	303
Αναφορές	308

Περίληψη

Η παρούσα διατριβή αφορά στη διερεύνηση των επίγειων ασύρματων οπτικών συστημάτων επικοινωνίας (Terrestrial OWC systems), κοινώς γνωστά στη διεθνή βιβλιογραφία και ως επίγεια συστήματα ελεύθερου χώρου (Terrestrial FSO systems), στα οποία τα δεδομένα πληροφορίας μεταφέρονται ταχύτητα και με ασφάλεια, από τον πομπό στον δέκτη, μέσω μιας διαδιδόμενης στην τροπόσφαιρα δέσμης laser. Οι ραγδαία αυξανόμενες ανάγκες για ταχύρυθμη και αξιόπιστη μεταφορά ολοένα και μεγαλύτερου όγκου δεδομένων τα τελευταία χρόνια, οι τεράστιες δυνατότητες που προσφέρει η χρήση, ως φορέα μετάδοσης της πληροφορίας, ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας στην περιοχή των μηκών κύματος του ορατού και του υπέρυθρου, οι σπουδαίες επιστημονικές εφευρέσεις, που αφορούν στα LED (μπλε LED, Βραβείο Nobel Φυσικής 2014) αλλά και στην αλματώδη αύξηση της απόδοσης των Lasers (χρήση εξαιρετικά σύντομων και έντονων παλμών Laser με την τεχνική της ενίσχυσης παλμού με περικοπή για βιοϊατρικές και άλλες εφαρμογές-Τεχνική οπτικής λαβίδας για τη μελέτη βιολογικών συστημάτων, Βραβείο Nobel Φυσικής 2018) καθώς και στην αντίστοιχη μείωση του κόστους τους, έχει οδηγήσει τη διεθνή επιστημονική έρευνα να στραφεί, γενικότερα, σε τεχνολογίες που λειτουργούν στο σαφώς πιο ελεύθερο σε χώρο και αποδοτικό οπτικό φάσμα συχνοτήτων και ειδικότερα, στην ασύρματη τεχνολογία των FSO συστημάτων. Παρά τα διακριτά πλεονεκτήματα της FSO τεχνολογίας που αφορούν κυρίως στην επίτευξη υψηλότατων ρυθμών μεταφοράς δεδομένων, στην αξιοπιστία, στο χαμηλό οικονομικό και ενεργειακό κόστος και στην ευκολία για εγκατάσταση και επανεγκατάσταση, τα FSO συστήματα υστερούν ως προς τη σχετικά μικρή απόσταση διάδοσης του οπτικού σήματος λόγω της ατμοσφαιρικής εξασθένησης, των διάφορων καιρικών φαινομένων (κυρίως της ομίχλης), του σπινθηρισμού που προκαλεί η τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή, των σφαλμάτων σκόπευσης και υπό ορισμένες συνθήκες της διασποράς ομαδικής ταχύτητας και του θορύβου φάσης. Συγκεκριμένα ο σπινθηρισμός με τα σφάλματα σκόπευσης προκαλούν ανεπιθύμητες, ταχύτατες, διακυμάνσεις της ακτινοβολίας του οπτικού σήματος πληροφορίας που φθάνει στην πλευρά του δέκτη, τα διάφορα καιρικά φαινόμενα προκαλούν διαφορετικής ισχύος σκεδάσεις στο οπτικό σήμα, η εξασθένηση μειώνει το πλάτος κι άρα την ισχύ του διαδιδόμενου σήματος, η διασπορά ομαδικής ταχύτητας αλλοιώνει στο σχήμα του διαδιδόμενου οπτικού παλμού και τέλος ο θόρυβος φάσης εμποδίζει την ορθή ανίχνευση του λαμβανόμενου σήματος πληροφορίας στην πλευρά του δέκτη. Σε αυτό το πλαίσιο, στόχος της παρούσας διατριβής είναι η μελέτη, η αξιολόγηση και η εκτίμηση των επιδράσεων στο διαδιδόμενο οπτικό σήμα καθενός από τα παραπάνω φαινόμενα πρώτα ξεχωριστά και στη συνέχεια όσο το δυνατόν πιο συνδυαστικά μεταξύ τους. Έτσι, για τη μελέτη της επίδρασης των φαινομένων αυτών μελετώνται τα κατάλληλα αριθμητικά μοντέλα προσομοίωσης, μέσω των οποίων εξάγονται οι κατάλληλες μαθηματικές εξισώσεις με τη χρήση των οποίων τελικά είναι εύκολο να αποτιμηθεί τόσο η μεμονωμένη, όσο και η συνδυαστική επίδρασή τους. Στη συνέχεια, ο επόμενος στόχος είναι η διερεύνηση μεθόδων, διατάξεων και αρχιτεκτονικών για τον περιορισμό των αρνητικών επιδράσεων των παραγόντων που συντελούν στην υποβάθμιση της λειτουργίας των FSO συστημάτων. Οι προτεινόμενες τεχνικές εστιάζουν τόσο στη βελτίωση της απόδοσης ως προς τη διαθεσιμότητα και την αξιοπιστία των εξεταζόμενων FSO συστημάτων, όσο και στην αύξηση της ωφέλιμης εμβέλειάς τους. Πιο συγκεκριμένα, για τους σκοπούς αυτούς, μελετώνται διάφορες τεχνικές επεξεργασίας και διαμόρφωσης του οπτικού σήματος καθώς και διάφορες διατάξεις και αρχιτεκτονικές FSO συστημάτων με διαφορική λήψη και αναγεννητές. Η μεθοδολογία και η ανάλυση που ακολουθείται για την επίτευξη των παραπάνω στόχων επιβεβαιώνεται μέσω αριθμητικών αποτελεσμάτων, αποτελεσμάτων προσομοιώσεων αλλά και εφαρμογών σε πραγματικές FSO ζεύξεις με πειραματικά αποτελέσματα. Μάλιστα, μέσω της κατάλληλης επεξεργασίας των πειραματικών δεδομένων που προέκυψαν από τις μετρήσεις που ελήφθησαν για μια πραγματική FSO ζεύξη, επιβεβαιώνεται για πρώτη φορά η ακρίβεια θεωρητικής εξίσωσης κλειστής μορφής για ασθενή τυρβώδη ροή, η οποία προφανώς είναι ένα πολύ χρήσιμο εργαλείο για το σχεδιασμό και τη μελέτη οποιασδήποτε FSO ζεύξης.

Abstract

In the current thesis, terrestrial optical wireless communication (OWC) systems, commonly known as terrestrial free space optical (FSO) systems in the international scientific literature, are investigated. In such systems, the information data is both rapidly and safely conveyed from the transmitter to the receiver, by a propagating laser beam through the troposphere. In recent years, the growing demand for transferring a constantly increasing, wide variety of information data in a both rapid and reliable manner, the enormous potential that offers the use of optical electromagnetic spectrum (visible and infrared wavelengths) as information bit carriers, along with the great scientific inventions concerning LED (blue LED, Nobel prize in Physics 2014), and the impressive evolution of Lasers, (Nobel prize in Physics 2018, "for the optical tweezers and their application to biological systems" and "for the Chirped Pulse Amplification- CPA method of generating high-intensity, ultrashort optical pulses."), which has additionally reduced their economical cost, have led particular international scientific attention to technologies that operate to the both more effective and free of applications optical spectrum, such as the wireless technology of FSO systems. Despite the concrete advantages of this kind of technology, mainly concerning the achievement of huge data rates, the reliability and robustness of data transfer, the relative low economic and energy cost, and the flexibility due to easy installation and re-installation of optical wireless links, such systems suffer from the relative short propagation distance of the optical signal that they can support, the atmospheric attenuation, the random weather conditions (especially fog), the scintillation effect that arise from the unavoidable atmospheric turbulence effect, the pointing errors effect and, for specific circumstances, the group velocity dispersion (GVD) effect due to atmosphere and the phase noise effect. To be more specific, scintillation effect along with pointing errors induce undesirable, rapid irradiance fluctuations of the optical information signal arriving at the receiver's side, the different weather effects cause various amounts of scattering effects of the propagating signal, attenuation effect due to atmosphere obviously attenuates the amplitude, and thus, the power of the propagating optical pulses, the group velocity dispersion effect alters the propagating pulse's shape, while the presence of phase noise effects undermines the process of the information signal's detection at the receiver terminal. In this context, the initial goal of this thesis is the study, the evaluation and the estimation of all these above mentioned factors that may affect the propagating optical signal, in terms of the individual contribution of each of them, as a first step, and then, in terms of their joint contribution, alike. Therefore, in order to investigate the impact of the effects described above, proper numerical or statistical simulation models are used so as to extract the appropriate accurate mathematical equations which can estimate either the individual or the combined influence of such effects. The next goal of this thesis is the investigation of appropriate methods, configurations and architectures that could significantly mitigate the negative side-effects of the above mentioned factors that contribute to significant degradations of the efficient operation of FSO systems. Consequently, the proposed techniques aim to improve the performance of the investigated FSO systems, mainly in terms of availability reliability, and extension of their beneficial coverage area. More specifically, in order to meet these objectives, several signal processing and modulation techniques are investigated along with various configurations of diversity schemes and DF relaying. The proposed methodology and the analysis that we follow in the current thesis, so as to fulfill its intentions, are validated by numerical results, simulations, and/ or several implementations for practical FSO links along with experimental, real measured results. Indeed, through the appropriate processing of experimental data, measured for a real FSO link, it is proved, for the first time ever, the accuracy of a theoretical closed-form mathematical equation for the weak turbulence regime, which undoubtedly consists a very useful tool for the design and the investigation of any FSO link.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Εισαγωγή

Ι. Εισαγωγή στις οπτικές τηλεπικοινωνίες

Α. Ποιές είναι οι απαιτήσεις από τα σύγχρονα συστήματα τηλεπικοινωνιών;

Τα τελευταία χρόνια διανύουμε μια περίοδο που η απαίτηση για μεταφορά τεράστιου όγκου δεδομένων πληροφορίας με υψηλή ταχύτητα, ασφάλεια και χαμηλό κόστος αυξάνεται εκθετικά χρόνο με το χρόνο. Σύμφωνα με διεθνείς επιστημονικές έρευνες ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων που απαιτείται έχει αυξηθεί σχεδόν πέντε τάξεις μεγέθους την τελευταία δεκαετία [Ghassemlooy et al. 2010], ενώ ο αριθμός των χρηστών που επιζητούν κάθε στιγμή και σε οποιοδήποτε μέρος πρόσβαση σε υψηλής ταχύτητας ασύρματες υπηρεσίες και εφαρμογές τηλεπικοινωνιών, εξακολουθεί να αυξάνεται με ραγδαίους ρυθμούς. Επίσημα μάλιστα, σήμερα, χρησιμοποιούνται περισσότερες από 7.2 δισεκατομμύρια συσκευές για επικοινωνίες κινητών, όπως π.χ. κινητά τηλέφωνα, laptops, tablets κ.α., ενώ η ετήσια διακίνηση δεδομένων αναμένεται να φθάσει περίπου τα 3 Zetabytes μέσα στο 2019 [Rappaport et al. 2015; Mansour et al. 2017]. Οι μέχρι στιγμής ανάγκες για επικοινωνία εξυπηρετούνται από τα παλαιότερα και τα τωρινά δίκτυα επικοινωνίας 4G που επιτυγχάνουν μέγιστο ρυθμό μεταφοράς δεδομένων κοντά στα 100Mbps. Αυτή η τιμή για την χωρητικότητα αναμένεται να αυξηθεί τουλάχιστον στο 1Gbps στα μελλοντικά δίκτυα όπως π.χ. στα δίκτυα πέμπτης γενιάς, 5G, τα οποία θα πρέπει να επιτρέπουν την υποστήριξη καινοτόμων εφαρμογών όπως το Internet of Things (ΙοΤ), όπου με τον όρο "πράγματα" εννοούμε ουσιαστικά τις διάφορες συσκευές που θα συνδέονται σε αυτό. Το τελευταίο αποτελεί μια τεράστια πρόκληση για τα μελλοντικά δίκτυα αφού θα επιτρέπει την επικοινωνία τόσο μεταξύ συσκευών όσο και συσκευών με ανθρώπους που θα βρίσκονται μαζικά στα έξυπνα (smart) σπίτια, αυτοκίνητα, κτίρια, κλπ., γεγονός που θα συμβάλει σημαντικά στην εξοικονόμηση ενέργειας, στις καλύτερες υπηρεσίες υγείας, τη βιομηχανία καθώς και στην ασφάλειά μας. Σύμφωνα με τη Cisco μάλιστα, αναμένεται ότι γύρω στο 2020 περίπου πενήντα δισεκατομμύρια τέτοια "πράγματα" θα συνδέονται στο ΙοΤ, ενώ τα οικονομικά οφέλη για τους πάροχους των αντίστοιχων υπηρεσιών υπολογίζεται να ανέλθουν στα 1.7 τρισεκατομμύρια δολάρια κατά το 2022, [Mansour et al. 2017].

B. Η μετάβαση από το RF στο οπτικό φάσμα συχνοτήτων

Επομένως, η κάλυψη όλων αυτών των πρωτόγνωρα υψηλών σύγχρονων, αλλά και του κοντινού μέλλοντος, απαιτήσεων για επικοινωνία δε μπορεί να ικανοποιηθεί πλέον αποκλειστικά και μόνο από το φάσμα ραδιοσυχνοτήτων RF (3kHz-300GHz) όπως φαίνεται και στο Σχήμα1.1. Αντίθετα, επιβάλλεται η μελέτη και η εγκατάσταση νέων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων μεγαλύτερου εύρους ζώνης συχνοτήτων (bandwidth, BW) ώστε να μπορούν να μεταφέρουν γρήγορα και αξιόπιστα όλο αυτό τον απαιτούμενο όγκο πληροφορίας. Τη δυνατότητα αυτή προσφέρει η μετάβαση από το RF φάσμα συχνοτήτων στο πιο υψίσυχνο, βλ. Σχήματα 1.1, 1.2, 1.3, και άρα πιο αποδοτικό στη διακίνηση ποσότητας πληροφορίας κατά Shannon [Shannon 1948] οπτικό φάσμα συχνοτήτων, δηλαδή η σχεδίαση και η εγκατάσταση νέων οπτικών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, τα οποία είτε θα επικοινωνούν αποκλειστικά μεταξύ τους είτε σε συνεργασία με τα RF συστήματα [Miridakis et al. 2014; Djordjevic et al. 2015; Chatzidiamantis et al. 2011; Ansari et al. 2013].

ί. Οπτικές ίνες

Πριν από μερικά χρόνια, τα συστήματα οπτικών επικοινωνιών με χρήση οπτικών ινών προσέφεραν τη δυνατότητα να αυξηθεί ο όγκος των μεταδιδόμενων δεδομένων σε δίκτυα και σε συνδυασμό με τις RF και τις μικροκυματικές διατάξεις αποτέλεσαν τα κύρια συστήματα δημιουργίας τηλεπικοινωνιακών δικτύων 3^{ης} και 4^{ης} γενιάς, 3G και 4G. Δεδομένων όμως των νέων αυξημένων απαιτήσεων για αποδοτικότερη ασύρματη επικοινωνία καθώς και του γεγονότος ότι η εγκατάσταση δικτύου οπτικών ινών μέχρι και τον τελικό χρήστη (Fiber-To-The-Home, FTTH) είναι πολλές φορές μια χρονοβόρα, δύσκολα επιτεύξιμη και υψηλού οικονομικού κόστους διαδικασία, ιδιαίτερο ερευνητικό και εμπορικό ενδιαφέρον έχει πυροδοτήσει τελευταία ο εξελισσόμενος τηλεπικοινωνιακός τομέας των επίγειων ασύρματων οπτικών επικοινωνιών (terrestrial optical wireless communications, OWC) ή (terrestrial free space optical communications, FSO).



Σχήμα 1.1: Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα και ο διαχωρισμός του στις διάφορες εφαρμογές [Mansour et al. 2017].



Σχήμα 1.2: Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα [Uysal et al. 2014].



Σχήμα 1.3: Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα με τις περιοχές λειτουργίας και των οπτικών συστημάτων [Alkholidi et al. 2014].

ii. Επίγειες ασύρματες οπτικές επικοινωνίες

Οι επίγειες ασύρματες οπτικές επικοινωνίες (OWC), γνωστές και ως επίγειες οπτικές επικοινωνίες στον ελεύθερο χώρο (FSO), αφορούν στη μετάδοση κάθε είδους πληροφορίας, δηλαδή φωνής, εικόνας, ήχου, σήματος τηλεόρασης, video, κείμενου, γραπτού μηνύματος, δεδομένων, από σημείο σε σημείο, χρησιμοποιώντας το οπτικό φάσμα συχνοτήτων, ορατό ή υπέρυθρο φως, για τη μεταφορά της και ως μέσο διάδοσης τον ελεύθερο χώρο, δηλαδή στην περίπτωσή μας την ατμόσφαιρα και πιο συγκεκριμένα την τροπόσφαιρα, [Tsiftsis et. al 2009; Ghassemlooy et al. 2010].

Συγκεκριμένα, οι εξεταζόμενες FSO ζεύξεις είναι ζεύξεις εξωτερικού χώρου και απευθείας οπτικής επαφής (line-of-sight, LOS) που μεταδίδουν την πληροφορία διαμορφώνοντας την ένταση ή τη φάση των φωτεινών κυμάτων-φερόντων με αποτέλεσμα τα διαμορφωμένα φωτεινά κυματοπακέτα που μεταφέρουν την πληροφορία να διασχίζουν κάποιο τροποσφαιρικό κανάλι ώσπου να φθάσουν στην περιοχή του δέκτη για την αποδιαμόρφωσή τους και την ορθή μεταβίβαση της πληροφορίας στον προορισμό [Chatzidiamantis et al. 2013]. Έτσι, τα δεδομένα μεταφέρονται μέσω μιας οπτικής δέσμης που εκπέμπει μια δίοδος LED (Light Emitted Diode) ή ένα LASER, για μικρότερου ή μεγαλύτερου μήκους ζεύξεις αντίστοιχα, η οποία ανιχνεύεται μέσω φωτοδιόδου στην πλευρά του δέκτη.

Τα συστήματα ασύρματων οπτικών επικοινωνιών, ανήκουν στην ευρύτερη οικογένεια των οπτικών συστημάτων επικοινωνίας η οποία περιλαμβάνει επίσης τα συστήματα οπτικών ινών (Optical Fiber Systems), τις επίγειες ασύρματες επικοινωνίες εσωτερικού χώρου (Indoor Optical

Wireless Communications), τις υποβρύχιες και υποθαλάσσιες ασύρματες οπτικές επικοινωνίες (Underwater Optical Communications) καθώς και τις ασύρματες οπτικές επικοινωνίες για διαστημικές εφαρμογές. Οι επίγειες ασύρματες οπτικές ζεύξεις εξωτερικού χώρου λειτουργούν προφανώς στο οπτικό φάσμα συχνοτήτων. Συγκεκριμένα, οι ζεύξεις αυτές λειτουργούν με οπτικά μήκη κύματος από 350 έως 1550nm καλύπτοντας έτσι την υπεριώδη (ultraviolet), υπέρυθρη (infrared) και ορατή (visible) ζώνη του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος, βλ. Σχήματα 1.2, 1.3, ενώ η εμβέλειά τους μπορεί να φτάσει ανάλογα με τις επικρατούσες συνθήκες, μέχρι και τα 10km.

Πριν όμως προχωρήσουμε στη μελέτη των δυνατοτήτων των σημερινών επίγειων FSO ζεύξεων και το πώς μπορεί να επιτευχθεί ακόμα υψηλότερη απόδοσή τους, ενδιαφέρον παρουσιάζει η ακόλουθη ιστορική αναδρομή που αφορά στο συγκεκριμένο επιστημονικό αλλά και τεχνολογικό πεδίο.



Σχήμα 1.4: Σχηματική απεικόνιση FSO δικτύου [Kedar et al. 2004].

ΙΙ. Πότε ξεκίνησε και πως χρησιμοποιήθηκε η FSO τεχνολογία;

Η ιδέα μετάδοσης φωτεινών σημάτων για την επικοινωνία των ανθρώπων, δεν είναι κάτι καινούριο αλλά αντίθετα υπήρχε από την αρχή της ανθρώπινης ιστορίας, καθώς ανέκαθεν υπήρχε η ανάγκη για επικοινωνία σε μεγάλες αποστάσεις στο λιγότερο δυνατό χρόνο. Από τα προϊστορικά χρόνια έως και πριν μερικούς αιώνες το άναμμα της φωτιάς και τα σήματα καπνού αποτέλεσαν στοιχειώδεις τρόπους μεταφοράς πληροφορίας. Στη Μινωική Κρήτη την περίοδο των πρώτων ανακτόρων (1900–1700 π.Χ.) και στην αρχαία Ελλάδα (1195-500 π.Χ.) υπήρχαν πύργοι που ονομάζονταν φρυκτωρίες (φρυκτός = πυρσός και ώρα = φροντίδα), χτισμένοι σε στρατηγικά σημεία

όπου οι διαβιβαστές άναβαν φωτιές με σκοπό τη μετάδοση οπτικών σημάτων σε μεγάλες αποστάσεις. Έτσι με το άναμμα φωτιάς από φρυκτωρία σε φρυκτωρία, με τέτοιο τρόπο ώστε το κάθε γράμμα να αντιστοιχεί σε διαφορετικό προσυμφωνημένο οπτικό σήμα, έφθανε η πληροφορία στον προορισμό της. Ο Αισχύλος μάλιστα, στο έργο του "Αγαμέμνων", περιγράφει ότι η είδηση της πτώσης της Τροίας μεταδόθηκε ως τις Μυκήνες με τις φρυκτωρίες μόλις σε μία νύκτα. Ενδιάμεσοι σταθμοί μεταδόσεως υπήρχαν στην Ίδη της Μυσίας, στο Ακρωτήρι της Λήμνου, στον Άθω, στο βουνό Μάκιστο και στις πλαγιές του Αραχναίου.

Το σύστημα χρησιμοποιήθηκε για πολλούς αιώνες, αλλά μπορούσε να μεταφέρει μηνύματα μόνο με ένα κοινό κώδικα. Τέτοια αρχαία οπτικά δίκτυα τηλεπικοινωνιών εμβέλειας αρκετών χιλιομέτρων υπήρχαν σε πολλές περιοχές στην Ελλάδα, εκμεταλλευόμενα την ορεινή μορφολογία και τα νησιά του ελλαδικού χώρου. Πληροφορίες για τις χρήσεις αυτών των δικτύων από τους Αρχαίους Έλληνες έχουμε από πολλούς αρχαίους συγγραφείς, τόσο της κλασικής όσο και της ελληνιστικής περιόδου, π.χ. Ηρόδοτος, Θουκυδίδης, Διόδωρος, Παυσανίας, Αρριανός, Πολύαινος, κ.α.. Συγκεκριμένα, όπως σημειώνει ο Θουκυδίδης, όταν στο στρατόπεδο έρχονταν φίλοι, οι στρατιώτες ύψωναν απλώς τους αναμμένους πυρσούς, που ονομάζονταν φίλιοι φρύκτοι, ενώ όταν πλησίαζαν εχθροί, οι πυρσοί ανέμιζαν δεξιά-αριστερά και ονομάζονταν πολέμιοι φρύκτοι. Είναι αξιοσημείωτο ότι οι περιοχές που επιλέχθηκαν τότε για την εγκατάσταση των αναμεταδοτών, ώστε να διασφαλίζεται η απαιτούμενη μεταξύ τους οπτική επαφή, χρησιμοποιούνται, πολλές φορές, ακόμα και σήμερα από τους σύγχρονους αναμεταδότες για τα σημερινά τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Επίσης, οι αρχαίοι Έλληνες και αργότερα οι αρχαίοι Ρωμαίοι γύρω στο 800 π.Χ. για να επικοινωνήσουν στοιχειωδώς σε μακρινές αποστάσεις χρησιμοποιούσαν γυαλισμένες μεταλλικές ασπίδες σαν καθρέπτες για την ανάκλαση του φωτός από ένα σημείο σε ένα άλλο, αρκετά μακρινότερο σε απόσταση από το αρχικό [Bell 1880].

Σύμφωνα με τον Πολύβιο, ο Κλεόξενος και ο Δημόκλειτος εφηύραν γύρω στο 150 π.Χ. την Πυρσεία, δηλαδή μια παρόμοια διάταξη από πυρσούς που αποσκοπούσε στην αναμετάδοση οπτικών σημάτων με φλόγες την οποία τελειοποίησε αργότερα ο ίδιος. Στηριζόταν στη χρήση συστήματος δύο πεντάδων μεγάλων πυρσών, οι οποίοι διακρίνονταν σε μεγάλες αποστάσεις με τη βοήθεια ειδικών στερεοσκοπικών διόπτρων. Η έναρξη της διαδικασίας αποστολής γινόταν με την ανάρτηση δύο πυρσών από τον "πομπό", την επιβεβαίωση με την ανάρτηση δύο πυρσών στο "δέκτη" και το κατέβασμα των πυρσών και από τους δύο. Ο συνδυασμός αναμμένων-σβηστών πυρσών από κάθε πεντάδα, ύστερα από ανάλογη αναγωγή σε ειδικές πλάκες με δισδιάστατους πίνακες, μεταφραζόταν σε γράμματα του αλφαβήτου. Η Πυρσεία θεωρήθηκε ως ο πρόδρομος του οπτικού τηλέγραφου. Την ίδια εποχή αλλά πολύ πιο μακριά, οι Ινδιάνοι χρησιμοποιούσαν σήματα καπνού για επικοινωνία.

Στη νεότερη εποχή, το 1792, ο Claude Chappe εφηύρε τον οπτικό τηλέγραφο, όπου με ένα τηλεσκόπιο γινόταν ορατό από τον εκάστοτε σταθμό αναμετάδοσης το σύμβολο που είγε σχηματιστεί με χειροκίνητο τρόπο, στον αμέσως προηγούμενό του [Dettmer 2001]. Ο αμερικανικός στρατός επίσης στις αργές του 1800 χρησιμοποιούσε συσκευές που η λειτουργία τους βασιζόταν στην ηλιακή ακτινοβολία για τη μετάδοση σημάτων από μια κορυφή βουνού σε μια άλλη, ενώ το αναβόσβημα φωτεινών σημάτων έχει ήδη υιοθετηθεί για τις επικοινωνίες μεταξύ πλοίων [Ronny 2012]. To 1810 o Carl Friedrich Gauss εφηύρε τον ηλιογράφο, $\beta\lambda$. heliograph, o οποίος περιλάμβανε ένα ζευγάρι από καθρέπτες οι οποίοι κατεύθυναν μια ελεγχόμενη δέσμη ηλιακού φωτός προς έναν απομακρυσμένο παρατηρητή. Παρόλο που ο αρχικός σκοπός της εφεύρεσης αυτής ήταν η γεωδαιτική έρευνα, ο ηλιογράφος χρησιμοποιήθηκε εκτενέστατα για στρατιωτικούς σκοπούς προς το τέλος του 19^{ου} και τις αρχές του 20^{ου} αιώνα [Khalighi et al. 2014]. Ως πρώτη μορφή πάντως ασύρματης οπτικής επικοινωνίας θεωρείται το Φωτόφωνο του Alexander Graham Bell, μερικά χρόνια αργότερα, το 1880 [Bell 1880]. Ο δέκτης διέθετε ένα παραβολικό κάτοπτρο με ένα φωτοκύτταρο στο σημείο της εστίασής του. Στο αντίστοιχο πείραμα, ο Bell διαμόρφωσε την ηλιακή ακτινοβολία με σήμα φωνής και το μετέδωσε σε μια απόσταση περίπου 200m. Το πείραμα αυτό όμως δεν απέδωσε τα αναμενόμενα, τόσο λόγω των ατελειών των συσκευών της εποχής εκείνης, όσο και λόγω της μη σταθερής φύσης της ηλιακής ακτινοβολίας.

Σε αντίθεση με τα σημερινά δεδομένα και απαιτήσεις για επικοινωνία, όλες οι παραπάνω διατάξεις οπτικών επικοινωνιών μετέφεραν πολύ μικρό όγκο πληροφορίας με ελάχιστη αξιοπιστία και σχεδόν χωρίς καμία ασφάλεια. Έτσι, τα συστήματα οπτικών επικοινωνιών δεν εξελίχθηκαν για αρκετά χρόνια. Το ενδιαφέρον για τις ασύρματες οπτικές επικοινωνίες αναγεννήθηκε τη δεκαετία του 1960 με την εφεύρεση καινοτόμων οπτικών πηγών και κυρίως του LASER (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation). Κάτι τέτοιο βέβαια εικάζεται ότι θα μπορούσε να είχε σημειωθεί αρκετά νωρίτερα, αφού ο Einstein ήδη από το 1917 είχε εξηγήσει την έννοια της εξαναγκασμένης εκπομπής, ότι δηλαδή μια δέσμη από φως μπορεί να εξαναγκάσει άτομα να δώσουν εκπομπή φωτός με χαρακτηριστικά όμοια, π.χ. συχνότητα και φάση, με το αρχικό φως. Όμως, κανείς δεν είχε συνειδητοποιήσει ότι η έννοια αυτή θα οδηγούσε στην υλοποίηση μιας συσκευής ενίσχυσης φωτός μέχρι το 1958 όπου η εργασία των αμερικάνων φυσικών Charles H. Townes και Arthur L. Schawlow [Schawlow et al. 1958] σηματοδοτεί την αφετηρία για την υλοποίηση του πρώτου Laser, του οποίου το όνομα το έδωσε το 1959 ο R. G Gould στην εργασία του [Gould 1959] και ο Alexander Prokhorov που δούλευε ανεξάρτητα σε αυτήν την τεχνολογία [Kitsinelis 2016], για να φθάσουμε στο 1960 όπου τελικά κατασκευάστηκε το πρώτο laser από τον Theodore H. Maiman, το οποίο ήταν ένα laser αποτελούμενο από συνθετικό κρύσταλλο ρουμπινίου, βλ. Ruby Laser, που παρήγαγε οπτικούς παλμούς στα 694.3nm, δηλ. ορατό φως και συγκεκριμένα σκούρο κόκκινο χρώμα, και εύρους της τάξης του ενός msec [Maiman 1960]. Έξι μήνες αργότερα ο A. Javan και οι συνεργάτες του πέτυχαν παραγωγή ακτινοβολίας Laser από μείγμα αερίων He-Ne, ενώ κατά το τέλος του 1962 οι τρεις ανεξάρτητα εργαζόμενες ομάδες των M.I. Nathan, R.N. Hall και T.M. Quist πέτυχαν εκπομπή ακτινοβολίας Laser από ημιαγωγό [Hall et al. 1962; Quist et al. 1962; Nathan et al. 1962].

Έτσι, στις αρχές του 1960 αρχίζει ξανά με μεγάλο επιστημονικό και τεχνολογικό ενδιαφέρον, η θεωρητική μελέτη των ασύρματων οπτικών συστημάτων, για στρατιωτική χρήση αρχικά, με κύριο στόχο την αξιόπιστη και ταχύρυθμη ασύρματη μετάδοση δεδομένων. Στην αρχή εξετάστηκε θεωρητικά η δυνατότητα μετάδοσης πληροφορίας με πολύ υψηλό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων (data rate) και μεγάλη αξιοπιστία, δηλαδή μικρή πιθανότητα σφάλματος μετάδοσης (error probability), για σχετικά μικρές αποστάσεις διάδοσης και οπτική επαφή του πομπού και του δέκτη μέσω του ατμοσφαιρικού καναλιού με τη χρήση οπτικής δέσμης [Fried 1965; Kube 1968; Fried 1973; Ishimaru 1977; Ishimaru 1978]. Στη συνέχεια, τη δεκαετία 1960-1970, ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσίασε η μετάδοση τηλεοπτικού σήματος σε 48 km απόσταση το 1962, χρησιμοποιώντας διόδους LED (Light Emitting Diode) GaAs, από ομάδα ερευνητών του εργαστηρίου Linconls του MIT (Massachusetts Institute of Technology). Επίσης, εντυπωσιάζει το ρεκόρ μετάδοσης φωνής μέσω He-Ne Laser στα 190 km στις Η.Π.Α. το 1963. Τέλος, αξιοσημείωτη είναι η πρώτη οπτική ζεύξη με Laser που χρησιμοποιήθηκε για εμπορικούς σκοπούς, η οποία μάλιστα υλοποιήθηκε γύρω στο 1970 στην Ιαπωνία από την εταιρία NEC (Nippon Electric Company). Η ζεύξη αυτή μεταξύ Yokohama και Tamagawa ήταν πλήρως αμφίδρομη, βλ. full duplex, ενώ λειτουργούσε στα 632.8 nm με He-Ne Laser και κάλυπτε απόσταση 14km, χρησιμοποιώντας ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη 3 σταθμούς επαναληπτών, με το μέγιστο μήκος ενδιάμεσης ζεύξης να είναι 4.25 km [Goodwin 1970]. Εκτός αυτών των πρωτοποριακών για την εποχή εφαρμογών, για να συνειδητοποιήσουμε το πόσο επαναστατική ήταν η ανακάλυψη του Laser για τα πρώτα βήματα των οπτικών επικοινωνιών, αρκεί να επισημάνουμε ότι μετά την εφεύρεση του Ruby Laser το 1960, τα επόμενα δέκα χρόνια δημοσιεύτηκαν στη διεθνή επιστημονική βιβλιογραφία περισσότερες από 5000 επιστημονικές εργασίες με θέμα την ανάπτυξη συστημάτων Laser, με χρηματοδοτήσεις για έρευνα σε αυτόν τον τομέα πάνω από 500 εκατομμύρια λίρες Αγγλίας στην ίδια περίοδο, ενώ το 1969 οι τρεις πρωτοπόροι στην κατασκευή του πρώτου Laser, Charles H. Townes στις ΗΠΑ και οι Α.Μ. Prokhorov, N. Basov στην πρώην Σοβιετική Ένωση, μοιράστηκαν το βραβείο Nobel Φυσικής.

Παρόλα αυτά, τα laser αερίου και flash lamp solid-state Laser που χρησιμοποιήθηκαν κατά κόρον ως οπτικοί πομποί στα τέλη της δεκαετίας του 1960 αλλά και του 1970, συνέχιζαν πρακτικά να έχουν πολύ μικρό ωφέλιμο χρόνο ζωής, μεγάλο μέγεθος και βάρος καθώς και υψηλή κατανάλωση ενέργειας. Αυτά τα προβλήματα περιορίστηκαν σημαντικά με την τελειοποίηση των ημιαγωγικών Laser στο τέλος της δεκαετίας του 1970, γεγονός που άνοιξε τον δρόμο της προσπάθειας διεύρυνσης της εμπορικής χρήσης των επικοινωνιών με laser, ενώ βέβαια συνεχιζόταν παράλληλα η έρευνα και η χρήση ασύρματων συστημάτων laser για μυστικές στρατιωτικές επικοινωνίες. Έτσι, από τις αρχές της δεκαετίας του 1980 σημειώθηκε ραγδαία αύξηση σε επιστημονικά προγράμματα που αφορούσαν στις ασύρματες επικοινωνίες με Laser στην Αμερική και στην Ευρώπη, η χρηματοδότηση των οποίων προερχόταν κυρίως από κονδύλια που προορίζονταν για την άμυνα των χωρών με βασικότερους χρηματοδότες τις κυβερνήσεις των ΗΠΑ και τον Ευρωπαϊκό Οργανισμό Διαστήματος, βλ. European Space Agency - ESA, αντίστοιχα. Οι έρευνες αφορούσαν στημείων παιώτερο στόχο την επικοινωνία μεταξύ δορυφόρων, κινούμενων σημείων πάνω στην επιφάνεια της Γης καθώς και πλοίων και υποβρυχίων.

Στις αρχές τις δεκαετίας του 1990, αρκετές εταιρίες στην Ευρώπη και την Αμερική υιοθέτησαν τις επικοινωνίες με Laser, ενώ παράλληλα ιδιαίτερο ενδιαφέρον στον τομέα αυτό άρχισε να δείχνει και η Ιαπωνία. Αξίζει να σημειωθεί πως κατά την ίδια χρονική περίοδο και μέχρι τις αρχές του 2000, οι ασύρματες οπτικές ζεύξεις λόγω των πολλών πλεονεκτημάτων τους όπως η λειτουργία τους με χαμηλή κατανάλωση ισχύος, η αξιοπιστία και η ταχύτητα στη μετάδοση του σήματος πληροφορίας, αλλά και η μεγάλη διάρκεια ζωής τους, αρχίζουν να χρησιμοποιούνται ευρύτατα ως δορυφορικές ζεύξεις για επικοινωνία μεταξύ δορυφόρων, Γης-δορυφόρου αλλά και για άλλες διαστημικές εφαρμογές. Χαρακτηριστικά παραδείγματα αποτελούν τα προγράμματα Semiconductor-laser Inter-satellite Link Experiment - SILEX της ESA και Lunar Laser Communication Demonstration – LLCD, Mars Laser Communication Demonstration - MLCD της NASA καθώς και το γεγονός ότι μεταξύ δορυφόρων κοντινής τροχιάς με τη Γη σημειώθηκαν ρυθμοί ροής δεδομένων έως 10Gbps [Boroson et al. 2009; Hemmati 2006]. Το SILEX της ESA υλοποιήθηκε στις 22 Νοέμβριου του 2001 όπου για πρώτη φορά στην ιστορία επιτεύχθηκε οπτική ζεύξη μεταξύ δύο δορυφόρων, των ARTEMIS και SPOT-4.

26



Σχήμα 1.5: Πείραμα SILEX της ESA [Leitgeb et al. 2005a]

Κατά τη διάρκεια επικοινωνίας τους μάλιστα, ο SPOT-4 έστελνε μέσω του ARTEMIS δεδομένα με ρυθμό 5Mbps στον οπτικό σταθμό βάσης που βρισκόταν πάνω στην επιφάνεια της Γης, Σχήμα 1.5, [Leitgeb et al. 2005a]. Το LLCD της NASA πραγματοποιήθηκε περί τα μέσα Οκτωβρίου με μέσα Νοεμβρίου του 2013, όπου επιτεύχθηκε αμφίδρομη μεταφορά δεδομένων με ρυθμό 622Mbps, μεταξύ δορυφόρου σε τροχιά της Σελήνης και σταθμού εδάφους στη Γη [Boroson et al. 2014]. Στο MLCD της NASA σχεδιάστηκε για πρώτη φορά στην ιστορία διαπλανητική οπτική μεταφορά δεδομένων έως και 10Mbps μεταξύ Γης και Άρη [Tolker-Nielsen 2002; Biswas et al. 2006], ενώ σε εξέλιξη βρίσκεται επίσης αυτή τη στιγμή το πρόγραμμα Laser Communications Relay Demonstration - LCRD της NASA το οποίο, χρησιμοποιώντας υπέρυθρη οπτική ακτινοβολία αναμένεται να δώσει μέσα στο 2019 ακόμα υψηλότερους ρυθμούς οπτικής μεταφοράς δεδομένων τόσο σε κοντινές όσο και σε μακρινές αποστάσεις από τη Γη [Edwards et al. 2012; Israel et al. 2017].

Με βάση τις παραπάνω εντυπωσιακές επιδόσεις των ασύρματων οπτικών ζεύξεων στις διαστημικές εφαρμογές εύλογα μπορεί να αναρωτηθεί κανείς γιατί έως τώρα η τεχνολογία αυτή δεν έχει διεισδύσει μαζικά και στην καθημερινότητά μας. Ο σημαντικότερος λόγος είναι ότι σε αντίθεση με τις ασύρματες οπτικές ζεύξεις μεταξύ δορυφόρων στο διάστημα, στις επίγειες ασύρματες οπτικές ζεύξεις το σήμα πληροφορίας διαδίδεται μέσω ενός διαρκώς μεταβαλλόμενου ατμοσφαιρικού καναλιού και έτσι υπόκειται σε διάφορα σύνθετα φυσικά φαινόμενα που απορρέουν από τη μεταβαλλόμενη αυτή φύση της ατμόσφαιρας. Όπως θα αναλυθεί λεπτομερώς στη συνέχεια, τα φαινόμενα αυτά επηρεάζουν σημαντικά την πορεία, την ποιότητα και τα χαρακτηριστικά του οπτικού σήματος μέχρι αυτό να φθάσει στον δέκτη. Κάτι παρόμοιο και μάλιστα σε πολύ μεγαλύτερο βαθμό ισχύει και στην κατηγορία των συστημάτων υποθαλάσσιων ασύρματων οπτικών επικοινωνιών, βλ. Underwater Optical Wireless Communications - UOWC, όπου για παρεμφερείς λόγους η εμπορευματοποίησή τους άρχισε μόλις το 2010 με το σύστημα Bluecomm που παρέχει υποβρύχιες ζεύξεις των 200m με ρυθμό μεταφοράς δεδομένων 20Mbps και το σύστημα Ambalux που προσφέρει αντίστοιχα ζεύξεις μήκους 40m με ρυθμό 10Mbps [Zeng et al. 2017]. Ένας δεύτερος εξίσου σημαντικός λόγος της καθυστέρησης της δυναμικής διείσδυσης των FSO στην αγορά είναι ότι μέχρι πριν από μερικά χρόνια τα υπάρχοντα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, δηλαδή τα ενσύρματα και ασύρματα Radio Frequency - RF, συστήματα ραδιοσυχνοτήτων, σημειώνεται ότι στην κατηγορία των RF συστημάτων συμπεριλαμβάνονται κατά γενική συμφωνία και τα συστήματα μικροκυμάτων, φάνταζαν ικανά στο να εξυπηρετήσουν επαρκώς τις προβλεπόμενες μέχρι τότε απαιτήσεις για επίγεια επικοινωνία. Ακόμα όμως κι όταν έγιναν αντιληπτές οι μεγάλες διαστάσεις που έχουν λάβει οι απαιτήσεις για επικοινωνία τα τελευταία χρόνια, η άμεση και ολοκληρωτική αντικατάσταση των ήδη εγκατεστημένων RF συστημάτων από τα αντίστοιχα οπτικά δεν ήταν ούτε γρονικά ούτε οικονομικά εφικτή. Για το λόγο αυτό η διείσδυση των οπτικών συστημάτων έγινε σταδιακά και με αρχικό στόχο την επικουρική δράση τους στην απόδοση των RF συστημάτων. Παρακάτω παρουσιάζονται δυο χαρακτηριστικές περιπτώσεις όπου η συνεργασία μεταξύ RF και οπτικών τεχνολογιών απέφερε εξαιρετικά αποτελέσματα

ΙΙΙ. Μοντέρνες τεχνολογίες FSO και fiber συστημάτων

i. Radio over Fiber - RoF

Ένας μοντέρνος συνδυασμός της τεχνολογίας οπτικών ινών με την τεχνολογία των RF συστημάτων, είναι γνωστός σαν τεχνολογία Radio over Fiber - RoF κατά την οποία η ταυτόχρονη μετάδοση μεγαλύτερου πλήθους RF σημάτων επιτυγχάνεται μέσω καλωδίου οπτικής ίνας. Χαρακτηριστικό παράδειγμα τέτοιας υβριδικής συνεργασίας οπτικών ινών και RF συστημάτων που αύξησε κατά πολύ την απόδοση των τελευταίων τόσο σε χωρητικότητα όσο και σε εμβέλεια είναι η χρήση της RoF τεχνολογίας στα δίκτυα επικοινωνίας κινητών τηλεφώνων. Ένα τέτοιο παράδειγμα απεικονίζεται στο Σχήμα 1.6, όπου με τη βοήθεια του δικτύου των οπτικών ινών, διανέμονται ταχύτερα και χωρίς παρεμβολές τα προς μετάδοση σήματα των RF συχνοτήτων από τον κεντρικό σταθμό βάσης στους απομακρυσμένους σταθμούς βάσης [Cordeiro et al. 2013; Chang 2007; Cox 2004; Ghassemi et al. 2016]. Οι τελευταίοι, εκπέμπουν με τη σειρά τους στις RF συχνότητες της μικρο-κυψέλης τους, βλ. micro-cell, για την επικοινωνία τους με τα κινητά τηλέφωνα των χρηστών που βρίσκονται εντός αυτής. Έτσι, μέσω της RoF τεχνολογίας είναι φανερό πως η επαναχρησιμοποίηση των RF συχνοτήτων γίνεται αποδοτικότερη, γεγονός που οδηγεί σε δίκτυα με κυψέλες μικρότερων διαστάσεων, δηλαδή σε δίκτυα μεγαλύτερης συνολικής εμβέλειας, επεκτασιμότητας και καλύτερης ποιότητας υπηρεσιών στους κινούμενους συνδρομητές.

Πολλές φορές μάλιστα, η υποδομή δικτύου οπτικών ινών μπορεί να μην υφίσταται, π.χ. κατά μήκος ενός ποταμού όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.6. Σε μια τέτοια περίπτωση, όπως και σε άλλες που θα αναφερθούν στο επόμενο κεφάλαιο, η χρήση των FSO είναι μονόδρομος για παροχή ζεύξεων υψηλής χωρητικότητας αξιοπιστίας και διαθεσιμότητας.



Σχήμα1.6: Η RoF τεχνολογία σε δίκτυο κυψελωτής τηλεφωνίας.

ii. Radio over FSO - RoFSO

Αντίστοιχα μάλιστα με την RoF τεχνική, έχει αποδειχθεί πρόσφατα ότι τα προς μετάδοση RF σήματα μπορούν κάλλιστα να μεταδοθούν από μια σχετικά μικρού μήκους LOS FSO ζεύξη, μέσω της αυτοαποκαλούμενης κατά αναλογία RoFSO (Radio over FSO) τεχνικής [Kazaura et al. 2010; Bekkali et al. 2010; Prabu et al. 2012]. Σε αναλογία με το Σχήμα 1.6, το Σχήμα 1.7 περιγράφει την περίπτωση χρήσης της RoFSO τεχνολογίας λόγω έλλειψης υποδομής οπτικών ινών κατά μήκος ενός ποταμού. Έτσι, λόγω της τεχνικής RoFSO η τεχνολογία των FSO συστημάτων αποκτά έναν ακόμα λόγο ένταξής της στον σχεδιασμό των δικτύων του μέλλοντος, βλ. 5G, κλπ. Το συγκεκριμένο ερευνητικό αντικείμενο, αποτελεί ένα από τα αντικείμενα μελέτης της παρούσας διατριβής.



Σχήμα1.7: Η RoFSO τεχνολογία σε δίκτυο RoF κυψελωτής τηλεφωνίας.

iii. Τα FSO σε συνδυασμό με τις οπτικές ίνες σε αμιγώς οπτικά δίκτυα

Τα συστήματα FSO συνήθως λειτουργούν σε μήκη κύματος λ=850nm, δηλ. στην περιοχή 800-900nm, λ=1330nm, δηλ. στην περιοχή 1260-1360nm, και λ=1550nm δηλ. στην περιοχή 1500-1600nm, καθώς αυτές οι περιοχές παρουσιάζουν χαμηλή εξασθένιση, ενώ δεν είναι βλαβερές για το ανθρώπινο δέρμα και μάτια [Khalighi et al. 2014; Ghassemlooy et al. 2015]. Εξάλλου, στις ίδιες περιοχές και εδικά στην τελευταία των 1550nm, Σχήμα 1.8, λειτουργούν και τα δίκτυα οπτικών ινών.



Σχήμα 1.8: Περιοχές ή αλλιώς "παράθυρα" μηκών κύματος ελάχιστης εξασθένισης επομένως καλύτερης λειτουργίας των οπτικών ινών και άρα και των οπτικών συστημάτων γενικότερα.

Η δυνατότητα χρήσης του ίδιου μήκος με αυτή των οπτικών ινών εξαλείφει την ανάγκη μετατροπής συχνότητας, διαδικασία που αυξάνει το οικονομικό κόστος και την πολυπλοκότητα κάθε τηλεπικοινωνιακού συστήματος ενώ μειώνει σημαντικά την απόδοση του. Στο ίδιο πλαίσιο, η συμβατότητά αυτή στο μήκος κύματος των οπτικών ινών και άρα στην απευθείας σύνδεση κι επικοινωνία με τις οπτικές ίνες καθιστά τα FSO συστήματα ιδιαίτερα ελκυστικά για τη συμμετοχή τους στη σχεδίαση των πολύ υψηλών σε ταχύτητα και ασφάλεια αμιγώς οπτικών συσκευών και δικτύων, βλ. all-optical components and networks, του μέλλοντος [Kashani et al. 2012; Yang et al 2014a]. Πράγματι, τα συστήματα αυτά όπως αποδείχθηκε και πειραματικά στην [Libich et al. 2015] λειτουργούν πρακτικά με υψηλότατο ρυθμό μεταφοράς δεδομένων, τάξης των 10Gbps, για ζεύξεις μήκους από 100m - 500m. Στο Σχήμα 1.9 απεικονίζεται σχηματικά η λειτουργία ενός μεγάλου σε έκταση αμιγώς οπτικού δικτύου το οποίο περιλαμβάνει από μικρού έως και πάρα πολύ μεγάλου ζεύξεις με ποικιλόμορφους πομποδέκτες μήκους οπτικές και κανάλια διαφορετικών χαρακτηριστικών.



Σχήμα 1.9: Ένα αμιγώς οπτικό δίκτυο (all optical network) [Leitgeb et al. 2005a].

iv. Visible Light Communications (VLC) / Τεχνολογία Light- Fidelity (Li-Fi)

Το μεγάλο ερευνητικό και επιστημονικό ενδιαφέρον για το πεδίο των FSO, τα τελευταία χρόνια, επιβεβαιώνεται με την απονομή τόσο του βραβείου Nobel Φυσικής το 2014 για την εφεύρεση της μπλε φωτοδιόδου εκπομπής LED (Light Emitted Diode), η οποία αποτελεί τη βάση για τη δημιουργία LED λευκού φωτός, όσο και του βραβείου Nobel Φυσικής το 2018 το οποίο μοιράστηκε για τις εφευρέσεις της τεχνικής ενίσχυσης παλμού με περικοπή (Chirped Pulse Amplification CPA) και της τεχνικής οπτικών λαβίδων με Laser, από τις οποίες απορρέουν πολλές κρίσιμες εφαρμογές όπως η δημιουργία Laser υψηλής ισχύος PetaWatt, η χρήση των Laser στη θεραπεία που στοχεύει τον καρκίνο, τα εκατομμύρια των διορθωτικών χειρουργικών επεμβάσεων των ματιών με Laser που εκτελούνται κάθε χρόνο, η ικανότητα παγίδευσης και μελέτης μεμονωμένων ιών και βακτηριδίων και η μελέτη του μηχανισμού της ζωής [The Nobel Prize in Physics 2018]. Επισημαίνεται ότι στο πεδίο των επικοινωνιών, οι FSO ζεύξεις κοντινής απόστασης χρησιμοποιούν τα LED ως πομπούς, πχ. σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου -indoor environment-όπως μέσα σε δωμάτιο σπιτιού, γραφείο επιχείρησης, κλπ. Αντίθετα σε μεγάλου μήκους ζεύξεις εζωτερικού χώρου, όπου απαιτείται μεγαλύτερη κατευθυντικότητα και LOS επικοινωνία χωρίς ανακλάσεις του λαμβανόμενου σήματος χρησιμοποιούνται όπως αναφέρθηκε παραπάνω τα Laser ως πομποί.

Στο πλαίσιο της ερευνητικής και επιστημονικής δραστηριότητας για τα FSO συστήματα, ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει επίσης η ανάπτυξη και η εξέλιξη μιας νέας τεχνολογίας με το όνομα Li-Fi, $\beta\lambda$. Light-Fidelity, που αναμένεται σταδιακά να αντικαταστήσει και να διαδεχθεί την πιο αργή, πιο ακριβή, με ισχυρότερες βιολογικές επιδράσεις και λιγότερο ασφαλή, ήδη υπάρχουσα, Wi-Fi τεχνολογία, βλ. Wireless-Fidelity. Σε αντιστοιχία με το Wi-Fi, το Li-Fi αφορά την επικοινωνία τόσο σε εξωτερικούς χώρους για LOS ασύρματες ζεύξεις μερικών χιλιομέτρων όσο και σε εσωτερικούς χώρους με χρήση είτε υπέρυθρης ακτινοβολίας για επικοινωνία συσκευών με υψηλές ταχύτητες σε μικρές αποστάσεις είτε με χρήση λευκών LED τα οποία θα μπορούν να χρησιμοποιούνται ταυτόχρονα για επικοινωνίες στην περιοχή του ορατού φάσματος, Visible Light Communications – VLC, και για φωτισμό του συγκεκριμένου εσωτερικού χώρου. Η διαμόρφωση του φωτός προκαλεί αυξομειώσεις της φωτεινότητας και της ισχύος οι οποίες είναι τόσο γρήγορες ώστε δε μπορούν να γίνουν αντιληπτές από το ανθρώπινο μάτι, αλλά μέσω αυτών μπορεί να μεταδοθεί πληροφορία με εξαιρετικά υψηλούς ρυθμούς. Έτσι, οι καλύτερες επιδόσεις του Li-Fi ως προς την ταχύτητα μετάδοσης οφείλονται στη χρησιμοποίηση του οπτικού φέροντος, δηλαδή του ορατού ή υπέρυθρου φωτός για τη μετάδοση της πληροφορίας, ενώ ως προς την ασφάλεια στο ότι η μεταφορά της πληροφορίας πραγματοποιείται μέσω οπτικής στενής δέσμης που δύσκολα ανιχνεύεται και παρεμβάλλεται, αφού ούτε εξαπλώνεται σημαντικά στο χώρο, ούτε διαπερνά τους τοίχους του εσωτερικού χώρου στον οποίο βρίσκεται, όπως τα RF ηλεκτρομαγνητικά κύματα. Επίσης τα τερματικά του Li-Fi καταναλώνουν χαμηλότερη ισχύ ενώ η ακτινοβολία τους δεν είναι επικίνδυνη για τον ανθρώπινο και τους άλλους έμβιους οργανισμούς, δηλαδή δεν προκαλούν τις βλαβερές εκείνες θερμικές και βιολογικές επιδράσεις στα έμβια κύτταρα όπως οι ηλεκτρομαγνητικές ακτινοβολίες των χαμηλότερων RF και μικροκυματικών, συχνοτήτων, που χρησιμοποιεί η τεχνολογία Wi-Fi. Παράλληλα, η χρήση τέτοιων ασύρματων οπτικών συστημάτων αποτελεί μονόδρομο σε χώρους που απαγορεύεται η χρήση RF και μικροκυματικών, συχνοτήτων, λόγω του ότι οι οπτικές συχνότητες σε αντίθεση με τις RF και τις μικροκυματικές, παρουσιάζουν ανοσία στο φαινόμενο της ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας, βλ. electromagnetic interference - EMI. Για παράδειγμα στα νοσοκομεία, η χρήση ραδιοσυχνότητων/μικροκυματικών συχνοτήτων, μπορεί να προκαλέσει παρεμβολές σε διάφορα ιατρικά μηχανήματα όπως οι βηματοδότες. Εκτός αυτού, οι RF συχνότητες προκαλούν ευκολότερα επιπλοκές σε εξασθενημένους και ευπαθείς οργανισμούς. Ένας ακόμα χώρος στον οποίο η VLC τεχνολογία αναμένεται να διαδραματίσει πρωταγωνιστικό ρόλο είναι τα αεροπλάνα, όπου λόγω πάλι της ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας η χρήση RF/μικροκυματικών συχνοτήτων από διάφορες συσκευές εντός του αεροπλάνου, ενδέχεται να προκαλέσει παρεμβολές και σφάλματα σε βασικά όργανα πλοήγησής του. Για το λόγο αυτό εξάλλου απαιτείται οι συσκευές αυτές να είναι απενεργοποιημένες κάποιες στιγμές κατά τη διάρκεια ενός αεροπορικού ταξιδιού. Η χρήση των οπτικών συχνοτήτων αναμένεται να άρει κάθε είδους ανεπιθύμητη παρεμβολή με τα όργανα του αεροσκάφους και να παρέχει παράλληλα τη δυνατότητα στους επιβάτες να χρησιμοποιούν τις συσκευές τους επικοινωνώντας με υψηλότατους ρυθμούς μεταφοράς δεδομένων σε όλη τη διάρκεια του αεροπορικού ταξιδιού. Εντός των παραπάνω χώρων, με τη χρήση ιατρικών συσκευών και τη βοήθεια ασύρματων οπτικών συστημάτων θα είναι εφικτή η παρακολούθηση της λειτουργίας κάποιων βασικών οργάνων και χαρακτηριστικών ανθρώπινου σώματος όπως η καρδιά, η πίεση, κλπ. Συγκεκριμένα, τα δεδομένα αυτά θα συλλέγονται και με τη βοήθεια τέτοιων ασύρματων οπτικών συστημάτων θα μεταδίδονται σε ένα κεντρικό σύστημα το οποίο θα ειδοποιεί για το κατά πόσο οι λειτουργίες των ασθενών ή των επιβατών αντίστοιχα είναι φυσιολογικές, ώστε να προληφθούν εγκαίρως ορισμένες ενδεχόμενες επικίνδυνες καταστάσεις για την υγεία τους. Επίσης, τέτοια ασύρματα οπτικά δίκτυα αναμένεται να χρησιμοποιηθούν ευρύτατα και στους χώρους των μουσείων, στα οποία αρκετές φορές απαγορεύεται η χρήση των RF/μικροκυματικών συχνοτήτων του Wi-Fi για λόγους προστασίας των εκθεμάτων. Παράλληλα με τη χρήση οπτικών δικτύων μεγάλης χωρητικότητας, τα μουσεία θα μπορούν να διαβιβάζουν μεγάλο όγκο πληροφοριών, π.χ. εικόνες, video, κλπ, για τα εκθέματα στους επισκέπτες μέσω της χρήσης των κινητών συσκευών τους επικοινωνίας.

Εκτός των παραπάνω εντυπωσιακών της εφαρμογών στις οπτικές επικοινωνίες εσωτερικού χώρου, η VLC τεχνολογία μπορεί να χρησιμοποιηθεί επιτυχώς και για οπτικές επικοινωνίες εξωτερικού χώρου, συμμετέχοντας μάλιστα στον σχεδιασμό των "έξυπνων πόλεων", βλ. "Smart Cities", δηλαδή στο γενικότερο τηλεπικοινωνιακό πλάνο που αφορά στη δημιουργία ενός συνολικού δικτύου που θα περιλαμβάνει όλες τις επικοινωνίες και τις υπηρεσίες μιας περιοχής. Σε αυτό το πλαίσιο η χρήση LED για φωτισμό των δρόμων και των κοινόχρηστων εξωτερικών χώρων αναμένεται να προσφέρει παράλληλα σε όλους τους χρήστες ποιοτική και ταχύρυθμη πρόσβαση στο διαδίκτυο μέσω hot-spot, αντικαθιστώντας τα ήδη τοποθετημένα ελεύθερης πρόσβασης Wi-Fi που δεν έχουν τη δυνατότητα να εξυπηρετήσουν πολλούς χρήστες με υψηλές επιδόσεις λόγω του χαμηλότερου εύρους ζώνης λειτουργίας τους. Τέλος, ένα επίσης σημαντικό σχέδιο που ήδη υλοποιείται και λειτουργεί στην πράξη, είναι η χρήση της VLC τεχνολογίας στα εξωτερικά φώτα αυτοκινήτων όπως τα φώτα φρένων και αλλαγής πορείας, με σκοπό την ανταλλαγή πληροφοριών μεταξύ των αυτοκινήτων για την αποφυγή ατυχημάτων και στόχο την αμιγώς αυτόνομη οδήγηση τους.

Φαίνεται λοιπόν ξεκάθαρα ότι η VLC τεχνολογία ειδικότερα και η FSO τεχνολογία γενικότερα, αναμένεται να παίξει κυρίαρχο ρόλο στο σχεδιασμό και την υλοποίηση των νέων τηλεπικοινωνιακών δικτύων πέμπτης και έκτης γενιάς (5G/6G). Η τάση αυτή αντικατοπτρίζεται και στην εξέλιξη της πρακτικής εφαρμογής και της εμπορικής δραστηριότητας των FSO συστημάτων, η οποία συνοψίζεται στη συνέχεια.

v. Εμπορική δραστηριότητα και πρακτικές εφαρμογές στο πεδίο των FSO

Λόγω των πολλαπλών πλεονεκτημάτων τους, όπως το μεγάλο διαθέσιμο εύρος ζώνης και η αξιοπιστία στη μεταφορά δεδομένων, τα επίγεια FSO συστήματα αρχίζουν να χρησιμοποιούνται ευρέως εμπορικά στις αρχές του 2000 με απώτερο στόχο την κάλυψη των ραγδαία αυξανόμενων απαιτήσεων για επικοινωνία. Έτσι, μέχρι στιγμής υπάρχουν στη διεθνή αγορά εμπορικά FSO συστήματα χαμηλού κόστους με υψηλότατους ρυθμούς μεταφοράς δεδομένων έως και 50Gbps, ενώ σε εργαστηριακά πειράματα ο ρυθμός αυτός προσεγγίζει το 1Tbps, ανάλογα με τις συνθήκες που επικρατούν [Najjar et al. 2008; Cvijetic et al. 2008; Mohamed et al. 2009; Won et al. 2009; Rashed 2011]. Εξαιτίας μάλιστα της ευκολίας στην εγκατάσταση, της γρήγορης επεκτασιμότητας, του χαμηλού κόστους και των υψηλών σε ταχύτητα ρυθμούς μεταφοράς δεδομένων που επιτυγχάνουν, τέτοιες FSO ζεύξεις χρησιμοποιήθηκαν για την άμεση αντικατάσταση των κατεστραμμένων δικτύων οπτικών ινών που εξυπηρετούσε το χρηματιστήριο της Αμερικής μετά την τρομοκρατική ενέργεια και την κατάρρευση των δίδυμων πύργων στις 9 Σεπτεμβρίου του 2001 στη Νέα Υόρκη στις ΗΠΑ. Επιπλέον, FSO ζεύξεις χρησιμοποιήθηκαν από τη Βρετανική Εταιρεία Μεταδόσεων, βλ. British Broadcasting Corporation – BBC, για τη μετάδοση υψηλής ευκρίνειας video, βλ. High Definition – HD, μεταξύ προσωρινά εγκατεστημένων σταθμών βίντεο, οι οποίοι συνδέονται με τους κεντρικούς σταθμούς μέσω ανερχόμενης-uplink- δορυφορική ζεύξης, στο Cape Town στη Νότιο Αφρική κατά διάρκεια του Παγκόσμιου Κυπέλλου Ποδοσφαίρου το 2010, [Khalighi et al. 2014].

Σήμερα, τα full duplex FSO συστήματα με ρυθμό μετάδοσης δεδομένων έως και 1.25Gbps μεταξύ δυο στατικών κόμβων που απέχουν μεταξύ τους έως και 4km υπό κατάλληλες καιρικές συνθήκες χρησιμοποιούνται ευρέως στη σύγχρονη αγορά [Ghassemlooy et al. 2010]. Η εταιρία FSONA, μια από τις δημοφιλέστερες εταιρίες στο χώρο των FSO συστημάτων στον Καναδά, παρέχει FSO ζεύξεις των 10Gbps στην Αγροτική Τράπεζα της Γαλλίας. Στο ίδιο πλαίσιο, τέσσερις FSO ζεύξεις των 2.5Gbps εγκαταστάθηκαν στο νέο παράρτημα της τράπεζας στο Παρίσι, οι οποίες παρέχουν υπηρεσίες επικοινωνίας σε πάνω από 1600 εργαζόμενους. Στο Λίβανο, η FSONA παρέχει backhaul σύνδεση για επικοινωνίες κινητών τηλεφώνων και συσκευών, δηλαδή σύνδεση χρηστών που κινούνται σε απομακρυσμένες περιοχές από το κεντρικό δίκτυο με αυτό. Συγκεκριμένα παρέχει στους χρήστες αυτούς τέταρτης γενιάς (4G) προηγμένης τεχνολογίας LTE, βλ. Long Term Evolution, υπηρεσίες μέσω μιας ασύρματης οπτικής ζεύξης των 1.25 Gbps, γλιτώνοντας έτσι τη χρονοβόρα διαδικασία τοποθέτησης καλωδίου ή οπτικής ίνας για την ίδια δουλειά.

Γίνεται φανερό λοιπόν, ότι η χρήση της FSO τεχνολογίας αποτελεί εξαιρετική λύση για την εύκολη και γρήγορη εγκατάσταση νέων και υψηλής ταχύτητας τηλεπικοινωνιακών δικτύων για περιοχές που είτε απέχουν μεγάλη απόσταση από κάποια κεντρική δικτυακή υποδομή, είτε, ακόμα χειρότερα, δε διαθέτουν καθόλου δικτυακή υποδομή. Επιπρόσθετα, μια από τις κορυφαίες εταιρίες στις ΗΠΑ, η Northern Storm, εγκατέστησε πρόσφατα στην Καλιφόρνια μια υβριδική FSO/RF ζεύξη μήκους 238m, στην οποία η FSO ζεύξη μεταδίδει τα δεδομένα με ρυθμό 10.31Gbps, ενώ η backup RF ζεύξη τα μεταδίδει με τον πολύ χαμηλότερο ρυθμό του 1Gbps, υποκαθιστώντας αναγκαστικά την οπτική ζεύξη σε περιπτώσεις που η τελευταία είτε δεν είναι διαθέσιμη για επικοινωνία είτε δε μπορεί να λειτουργήσει σωστά. Έτσι, για διάφορες καιρικές συνθήκες, το υβριδικό αυτό σύστημα επιτυγχάνει υψηλή διαθεσιμότητα, βλ. availability, 99.999% ή αλλιώς "five nines".

Η FSO τεχνολογία αναμένεται στο εγγύς μέλλον να επεκταθεί ακόμα περισσότερο στην αγορά και το εμπόριο και μάλιστα αναμένεται, το 2020, η αγορά των FSO να αυξηθεί στα 940.2 M\$ από τα 116.7 M\$ του 2015 [Mansour et al. 2017].
Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι βάσει και των στοιχείων της αγοράς ο συνδυασμός των παραπάνω ασύρματων οπτικών συστημάτων αναμένεται να συνεισφέρει στην δημιουργία δικτύων με ασύγκριτα καλύτερες επιδόσεις και με αισθητά πολύ μικρότερο κόστος για κάθε είδους επικοινωνία μεταξύ ακίνητων και κινούμενων πομποδεκτών. Ο υψηλότατος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων που μπορούν να προσφέρουν, ενδέχεται να είναι ικανός να καλύψει και τις πιο απαιτητικές ανάγκες της σύγχρονης εποχής και παράλληλα να εξαλειφθούν τα προβλήματα υποβάθμισης της ποιότητας επικοινωνίας σε περιοχές που η εξυπηρέτηση μεγάλου αριθμού χρηστών είναι το ζητούμενο. Πλέον οι τηλεπικοινωνιακοί πάροχοι αναμένεται να προσφέρουν στους πελάτες τους internet υψηλής ταχύτητας, της τάξης των Gbps, τηλεόραση υψηλής ανάλυσης και κλήσεις Voice over IP – VoIP, με μικρότερο κόστος και χωρίς η ποιότητα να μειώνεται με την αύξηση των χρηστών. Επίσης οι επικοινωνίες κατά την διάρκεια στρατιωτικών επιχειρήσεων αναμένεται να είναι πολύ πιο ασφαλείς και γρήγορες στην εγκατάστασή τους ενώ θα απαιτείται ελάχιστη ενέργεια για τη λειτουργία τους.

Έτσι, τα ασύρματα οπτικά συστήματα συμβάλουν καταλυτικά ώστε οι τηλεπικοινωνίες να μπορούν να υποστηρίξουν τις ανάγκες της εποχής και για τον λόγο αυτό πολλές ερευνητικές ομάδες παγκοσμίως ασχολούνται με την μελέτη και την βελτίωση των συστημάτων αυτών, αλλά και εμπορικά αρκετές εταιρίες τηλεπικοινωνιών επενδύουν μεγάλα ποσά προκειμένου να ενσωματώσουν τα συστήματα αυτά στα ήδη υπάρχοντα δίκτυα. Παράλληλα νέες εταιρίες με αντικείμενο την ανάπτυξη και εφαρμογή ασύρματων οπτικών συστημάτων ιδρύονται και ολοένα και περισσότερες ερευνητικές ομάδες ασχολούνται με την μελέτη των συστημάτων αυτών τόσο σε θεωρητικό όσο και σε πειραματικό επίπεδο.

vi. Σχεδιασμός για την υλοποίηση αποδοτικότερων επίγειων FSO ζεύξεων

Για να επιτευχθεί η αποδοτικότερη λειτουργία μιας επίγειας FSO ζεύξης και κατ' επέκταση ο αποδοτικότερος σχεδιασμός ενός δικτύου τέτοιων ζεύξεων θα πρέπει να αντιμετωπίσουμε επιτυχώς όλους εκείνους τους περιοριστικούς παράγοντες που υποβαθμίζουν την απόδοση, βλ. performance, την αξιοπιστία, βλ. reliability, και τη διαθεσιμότητα, βλ. availability τους. Οι περισσότεροι από αυτούς είναι άρρηκτα συνυφασμένοι με το ατμοσφαιρικό κανάλι και τα διαρκώς μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά του [Varotsos et al. 2014a]. Μέχρι στιγμής, στη διεθνή βιβλιογραφία, ως σημαντικότεροι παράγοντες από τους οποίους εξαρτώνται οι επιδόσεις των FSO – και θα παρουσιαστούν αναλυτικότερα στη συνέχεια - αναφέρεται η εξασθένηση (attenuation), η ατμοσφαιρική τυρβώδης ροή (atmospheric turbulence), η διασπορά (group velocity dispersion-GVD)

του οπτικού σήματος πληροφορίας, τα σφάλματα σκόπευσης (pointing errors) και ο θόρυβος φάσης (phase noise). Αυτούς καλούμαστε αρχικά να μελετήσουμε θεωρητικά και στη συνέχεια να διαχειριστούμε με τη βοήθεια μεθόδων, τεχνικών, διατάξεων και αρχιτεκτονικών ώστε να εξασφαλίσουμε την αξιόπιστη και αποδοτική λειτουργία επίγειων ασύρματων οπτικών ζεύξεων.

Έτσι, στην παρούσα διατριβή μελετάται αρχικά η ξεχωριστή επίδρασή του κάθε παράγοντα στη λειτουργία των FSO συστημάτων. Στη συνέχεια μελετάται συνδυαστικά η από κοινού επίδρασή τους και τέλος προτείνονται, μελετώνται και υλοποιούνται μεθοδολογίες, διατάξεις και αρχιτεκτονικές για την ελαχιστοποίηση των αρνητικών συνεπειών τους με απώτερο στόχο τη βελτίωση των επιδόσεων του σχεδιαζόμενου FSO συστήματος.

IV. Φαινόμενα που επηρεάζουν την απόδοση των επίγειων FSO ζεύξεων

i. Παράγοντες εξασθένησης του σήματος

Η εξασθένηση (attenuation) του οπτικού σήματος, δηλαδή η μείωση της ισχύος του κατά τη διάδοσή του, οφείλεται στα φαινόμενα της απορρόφησης φωτονίων, βλ. absorption, από συστατικά της ατμόσφαιρας καθώς και στη σκέδαση, βλ. scattering, με τα αιωρούμενα σωματίδια και υδροσταγονίδια [Gagliardi 1995]. Αποδεικνύεται ότι, η εξασθένηση λόγω απορρόφησης ελαχιστοποιείται αν επιλεχθεί το κατάλληλο μήκος κύματος λειτουργίας, Σχήμα 1.8, αλλά δε συμβαίνει το ίδιο και για την εξασθένηση λόγω σκεδάσεων [Rockwell et al. 2001]. Έτσι, τα διάφορα καιρικά φαινόμενα προκαλούν σημαντική εξασθένηση στο διαδιδόμενο οπτικό σήμα, με διαφορετικό τρόπο το καθένα. Έτσι, σε πλήρη αναλογία με την εμπειρία μας για τον τρόπο που επηρεάζουν τα φαινόμενα αυτά την ορατότητά μας καθώς παρατηρούμε κάποιο μακρινό αντικείμενο, το καιρικό φαινόμενο της ομίχλης εμποδίζει περισσότερο τη διάδοση μιας δέσμης laser που διασχίζει την ατμόσφαιρα για να φθάσει στην πλευρά του δέκτη. Μάλιστα, καθώς η ομίχλη πυκνώνει, οι σκεδάσεις που υφίσταται το διαδιδόμενο σήμα γίνονται ακόμα εντονότερες, [Leitgeb et al. 2009]. Στη συνέχεια, ο Achour στην [Achour 2002a], αναπτύσσεται ένα μοντέλο για την περίπτωση βροχοπτώσεων, λαμβάνοντας υπόψη ποικίλες ατμοσφαιρικές συνθήκες όπως ο ρυθμός βροχόπτωσης, η εξασθένηση, η θερμοκρασία και η σχετική υγρασία. Το μοντέλο αυτό περιγράφει μάλιστα τις σκεδάσεις που υφίσταται η διαδιδόμενη FSO δέσμη λόγω των διαφορετικών σε μέγεθος σταγόνων βροχής και των διαφορετικών ταχυτήτων βροχόπτωσης. Αντίστοιχα, η εξασθένηση λόγω σκεδάσεων εξαιτίας των υδροσταγονιδίων του χαλαζιού, της ομίχλης και των χαμηλών σύννεφων προσομοιώθηκε, [Achour 2002b], και καταδείχθηκε ότι το μέγεθος των ατμοσφαιρικών υδροσταγονιδίων και η κατανομή τους παίζουν καθοριστικό ρόλο στην εξασθένηση της FSO δέσμης λόγω των σκεδάσεων. Αργότερα, μια απλοποιημένη προσέγγιση για τη μελέτη του FSO καναλιού αναπτύχθηκε στην [Epple 2010], χρησιμοποιώντας στατιστικά στοιχεία της ισχύος του σήματος που φθάνει στην πλευρά του δέκτη. Στο ίδιο πλαίσιο ενδιάμεσα, αποδεικνύεται στις [Leitgeb et al. 2005b; Leitgeb et al. 2005a; Muhammad et al. 2007] ότι το καιρικό φαινόμενο της βροχής επηρεάζει σημαντικά λιγότερο την ποιότητα της FSO ζεύξης σε σχέση με την ομίγλη. Στην [Mohamad 2009] επίσης εξετάζονται και οι περιπτώσεις υγρών και ξηρών χιονοπτώσεων, όπου αποδεικνύεται ότι επηρεάζουν την οπτική διάδοση περισσότερο από τη βροχή και λιγότερο από την ομίχλη. Έτσι, οι πειραματικές έρευνες, όπως η [Awan et al. 2009], που διεξήχθη σε δυο διαφορετικές πόλεις της Ευρώπης (Μιλάνο και Γκρατς), έχουν επικεντρωθεί στα πιο καταστρεπτικά για την FSO απόδοση καιρικά φαινόμενα, δηλαδή σε αυτό της ομίχλης και της χιονόπτωσης. Ήδη μάλιστα είχε αναφερθεί, [Kim et al. 2001a], ότι κατά τη διάρκεια δυνατής ομίχλης για να πληροί ένα ασύρματο οπτικό σύστημα τις προδιαγραφές που ορίζει η τηλεπικοινωνιακή βιομηχανία, δηλ. διαθεσιμότητα ζεύξης πάνω από 99.9% ή "three nines", θα πρέπει λόγω της εξασθένησης, να περιορίζεται σε ζεύξεις μήκους έως και 500m. Για μεγαλύτερες αποστάσεις θα πρέπει η οπτική ζεύξη να υποστηριγθεί είτε με μια backup RF ζεύξη, [Kim et al. 2001a], είτε με οπτικούς αναγεννητές. Σε καθαρή ατμόσφαιρα όμως, δηλ. με τυπική εξασθένηση 0.43 dB/km, η εξασθένηση δεν εμποδίζει τη λειτουργία οπτικών ζεύξεων ακόμα κι όταν αυτές έχουν μεγάλο μήκος, [Popoola et al. 2008a].

Συνοψίζοντας, το φαινόμενο της εξασθένησης οφείλεται σε δύο ντετερμινιστικά φαινόμενα, απορρόφηση και σκέδαση, τα αποτελέσματα των οποίων έχουν μελετηθεί ενδελεχώς και είναι πλέον γνωστά στην επιστημονική κοινότητα. Εξάλλου τα αποτελέσματά τους μπορεί να προβλεφθούν και μέσω της χρήσης των κατάλληλων πακέτων λογισμικού όπως LOWTRAN [Kneizys 1983], FASCODE, MODTRAN, HITRAN [Smith et al. 1993] και LNPCWIN [Andrews et al. 2001, ch1,p5] σαν συνάρτηση του μήκους κύματος λειτουργίας της ζεύξης. Επομένως, το μεγάλο ενδιαφέρον της σύγχρονης διεθνούς έρευνας για τις ασύρματες οπτικές ζεύξεις έχει στραφεί σε άλλα, πιο σύνθετα φαινόμενα και σε τεχνικές βελτίωσης της απόδοσής τους, που θα παρουσιαστούν παρακάτω. Εκεί, έχει επικεντρωθεί και το κύριο μέρος της παρούσας διατριβής.



Σχήμα 1.10: Σχηματική αναπαράσταση του φαινομένου της εξασθένησης [Kedar 2004].

Τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή

Ένα πολύ σημαντικό φαινόμενο που υποβαθμίζει την απόδοση των FSO συστημάτων και σε καθαρή ατμόσφαιρα, είναι το σύνθετο στοχαστικό φαινόμενο της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, βλ. atmospheric turbulence. Το φαινόμενο αυτό πηγάζει από τις τυχαίες διακυμάνσεις του δείκτη διάθλασης της ατμόσφαιρας λόγω των διαρκών μεταβολών της ατμοσφαιρικής πίεσης και θερμοκρασίας. Έτσι καθώς η οπτική δέσμη διέρχεται από το, συνεχώς μεταβαλλόμενου δείκτη διάθλασης, μέσο διάδοσης, δηλαδή από το ατμοσφαιρικό κανάλι, το διαδιδόμενο οπτικό σήμα που μεταφέρει την πληροφορία υφίσταται αντίστοιχες τυχαίες μεταβολές στο πλάτος και τη φάση του. Οι τελευταίες χωρικές και χρονικές διακυμάνσεις της οπτικής ακτινοβολίας που φθάνει τελικά στην πλευρά του δέκτη υποβαθμίζοντας την απόδοση των FSO ζεύξεων, είναι γνωστές ως το φαινόμενο του σπινθηρισμού, βλ. scintillation effect, και είναι ανάλογες με τις διαλείψεις, βλ. fading, του σήματος στα RF συστήματα [Nistazakis et al. 2014; Varotsos et al. 2016a; Ghassemlooy et al. 2007a; Zhu et al. 2002; Gappmair et al. 2010; Popoola et al. 2008a]. Ένα οικείο σε όλους, εμπειρικό παράδειγμα του φαινομένου του σπινθηρισμού λόγω της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής είναι το τρεμόσβησμα των αστεριών εξαιτίας των αντίστοιχων τυχαίων διακυμάνσεων της ακτινοβολίας τους, [Killinger 2002]. Σημειώνεται ότι το φαινόμενο του σπινθηρισμού αρχίζει να γίνεται ισχυρό για FSO ζεύξεις μήκους της τάξης του 1km, ενώ γίνεται ακόμα ισχυρότερο με την περαιτέρω αύξηση της απόστασης διάδοσης [Navidpour et al. 2007; Tsiftsis et al. 2009].

Συγκρίνοντας τον χρόνο μεταβολής της κατάστασης του καναλιού που προκαλείται από το φαινόμενο της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής με τη χρονική διάρκεια μιας χρονοθυρίδας, βλ.

timeslot, πληροφορίας μπορούμε να αποφανθούμε για το αν το κανάλι ακολουθεί στατική αργών διαλείψεων, βλ. slow fading, ή γρήγορων διαλείψεων, βλ. fast fading, [Simon et al. 2005].

Βάσει των παραπάνω, οι συνεχείς ταχύτατες διακυμάνσεις της κανονικοποιημένης ισχύος οπτικής ακτινοβολίας I στον δέκτη, η οποία ορίζεται ως το πηλίκο της πραγματικής ισχύος οπτικής ακτινοβολίας I_r που φτάνει στο δέκτη προς τη μέση τιμή της $< I_r >$, που οφείλονται στο φαινόμενο της τυρβώδους ροής, μπορούν θα θεωρηθούν ως μια τυχαία διαδικασία με τυχαία μεταβλητή την Iκαι η μελέτη τους πραγματοποιείται με ακρίβεια χρησιμοποιώντας σε θεωρητικό επίπεδο τα κατάλληλα στατιστικά μοντέλα τα οποία έχουν δημιουργηθεί ακολουθώντας τα πειραματικά δεδομένα. Η επιλογή του κατάλληλου μοντέλου καθορίζεται κυρίως από το πόσο ισχυρό είναι το φαινόμενο της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής κατά μήκος του καναλιού της ζεύξης που μελετάται.

Γίνεται λοιπόν φανερό ότι για τη μελέτη των διακυμάνσεων λόγω σπινθηρισμού της κανονικοποιημένης ισχύος της οπτικής ακτινοβολίας που φθάνει στην πλευρά του δέκτη απαιτείται η ύπαρξη των κατάλληλων μαθηματικών μοντέλων και εξισώσεων που τις περιγράφουν με ακρίβεια. Έτσι, ανάλογα με την ισχύ του φαινομένου της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, τα τελευταία γρόνια, έγουν αναπτυγθεί αρκετά τέτοια μοντέλα τα οποία περιγράφουν με αρκετή ακρίβεια την επίδραση του φαινομένου, [Popoola et al. 2009; Jurado-Navas et al. 2012; Varotsos et al. 2016a; Hassan et al. 2016]. Αρχικά, στις πρώτες επιστημονικές δημοσιεύσεις στο πεδίο των ασύρματων οπτικών επικοινωνιών χρησιμοποιήθηκε ευρύτατα η λογαριθμοκανονική κατανομή, βλ. lognormal -LN distribution, για την προσομοίωση του τυρβώδους FSO καναλιού, [Fried 1967; Ibrahim et al. 1996; Zhu et al. 2002; Zhu et al. 2003; Wilson et al. 2005a; Laourine et al. 2007; Katsis et al. 2009; Nistazakis et al. 2009a]. Παρόλο που το μοντέλο αυτό είναι διαγρονικά από τα πιο επιτυχημένα και χρησιμοποιείται ακόμα και σήμερα, είναι αξιόπιστο μόνο για περιπτώσεις πολύ ασθενούς έως ασθενούς τυρβώδους ροής [Andrews et al. 2001]. Εναλλακτικά, για ασθενής τυρβώδη ροή μπορεί να χρησιμοποιηθεί και η I-K κατανομή που πρωτοπροτάθηκε στην [Andrews et al. 1985] και χρησιμοποιήθηκε στη συνέχεια σε πολλές εργασίες όπως στις [Andrews et al. 1986; Varotsos et al. 2014a; Nistazakis et al. 2011a]. Ένα επίσης κατάλληλο, μαθηματικά απλούστερο από τα δυο προηγούμενα, αλλά όχι πολυχρησιμοποιημένο μοντέλο για την ίδια περιοχή ασθενούς τυρβώδους ροής είναι η κατανομή Γάμμα (Gamma- Γ distribution) που χρησιμοποιήθηκε αργότερα στις [Epple 2010; Varotsos et al. 2016a; Stassinakis et al. 2016; Varotsos et al. 2017c; Stassinakis et al. 2013a]. Από την άλλη πλευρά, για κορεσιμη τυρβώδη ροή αποδεικνύεται ότι η κατάλληλη κατανομή είναι η εκθετική, βλ. Negative Exponential - NE distribution, [Nistazakis et al. 2011b; Garcia-Zambrana 2007; Popoola et al. 2008b]. Για ισχυρή τυρβώδη ροή έχει αποδειχθεί ότι το μοντέλο της K κατανομής, βλ. K distribution, περιγράφει με ακρίβεια τη συμπεριφορά του μέσου μετάδοσης, [Jakeman et al. 1978; Jakeman 1980; Phillips et al. 1981; Parry 1981]. Πιο πρόσφατα, [Andrews et al. 1999; Al-Habash et al. 2001] οι συγγραφείς πρότειναν τη Γάμμα-Γάμμα κατανομή, βλ. Gamma-Gamma, Γ - Γ distribution, ως ένα εύχρηστο και πολύ ακριβές μοντέλο για περιπτώσεις ασθενούς έως και ισχυρής τυρβώδους ροής. Το μοντέλο αυτό περιλαμβάνει ως οριακές/ειδικές περιπτώσεις τις Kκαι ΝΕ κατανομές. Δικαιολογημένα λοιπόν, είναι το δημοφιλέστερο βιβλιογραφικά μοντέλο και μαζί με τη LN κατανομή ίσως να αποτελούν τα πιο επιτυχημένα μοντέλα προσομοίωσης καναλιών τυρβώδους ροής [Jurado-Navas et al. 2012]. Χαρακτηριστικά τέτοια παραδείγματα στη διεθνή βιβλιογραφία που πιστοποιούν τις ιδιότητες της Γ-Γ κατανομής υπάρχουν πάρα πολλά και ενδεικτικά μπορούν να βρεθούν στις [Majumdar 2005; Vetelino et al. 2007a; Vetelino et al. 2007b; Ghassemlooy et al. 2007a; Uysal et al. 2006; Garcia-Zambrana et al. 2010; Nistazakis et al. 2009a]. Μέχρι πριν λίγα μόλις χρόνια μάλιστα ήταν και το μοναδικό μοντέλο που μπορούσε να καλύψει την ευρεία αυτή περιοχή συνθηκών τυρβώδους ροής. Ακόμα πιο πρόσφατα, προτάθηκε στην [Jurado-Navas et al. 2011a] ένα νέο και εξίσου ακριβές μοντέλο για την ίδια ευρεία περιοχή συνθηκών τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, η λεγόμενη Μάλαγα ή *M* κατανομή βλ. *Malaga* - *M* distribution. Το μεγάλο πλεονέκτημα της συγκεκριμένης κατανομής είναι ότι πρόκειται για ένα γενικευμένο μοντέλο που ενοποιεί σχεδόν όλες τις προαναφερθείσες κατανομές, [Jurado-Navas et al. 2011a; Jurado-Navas et al. 2011b] αλλά αυτό γίνεται εις βάρος της πολυπλοκότητας που αφορά στη μαθηματική της έκφραση. Η *M* κατανομή έχει κερδίσει ευρεία αποδοχή στη διεθνή επιστημονική κοινότητα τα τελευταία γρόνια, [Jurado-Navas et al. 2012; Garrido-Balsells et al. 2013; Garrido-Balsells et al. 2015; Ansari et al. 2016; Wang et al. 2016a; Varotsos et al. 2017a; Varotsos et al. 2016b; Balaji et al. 2018] και για το λόγο αυτό, μαζί με τις προαναφερθείσες κατανομές αποτελεί ιδιαιτέρως σημαντικό εργαλείο για τη μελέτη των ατμοσφαιρικών τυρβωδών καναλιών στα πλαίσια της παρούσας διατριβής.

Διαπιστώνουμε λοιπόν ότι το φαινόμενο της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής είναι ένα σύνθετο, στοχαστικό φαινόμενο που υποβαθμίζει την απόδοση κάθε οπτικής ασύρματης ζεύξης. Το πόσο την υποβαθμίζει, εξαρτάται από την απόσταση που διανύει το οπτικό σήμα μέχρι να φθάσει στο δέκτη και φυσικά από την ισχύ του φαινομένου αυτού στην εκάστοτε ατμοσφαιρική περιοχή εντός της οποίας βρίσκεται το κανάλι της ζεύξης. Γενικά, η επίδραση της γίνεται αισθητή και σημαντική για μεγάλα μήκη FSO ζεύξεων, [Andrews et al. 2001]. Όπως έγινε αντιληπτό, ειδικά για τις αποστάσεις αυτές, η επίδραση της τυρβώδους ροής έχει μελετηθεί εκτενώς, στη διεθνή βιβλιογραφία. Έτσι, η μεμονωμένη μελέτη του φαινομένου αυτού δεν αποτελεί από μόνη της

κάποιον ελκυστικό ερευνητικό στόχο. Το διεθνές ερευνητικό ενδιαφέρον, όπως και το αντίστοιχο ενδιαφέρον της παρούσας διατριβής στρέφεται στην από κοινού, συνδυαστική μελέτη του φαινομένου αυτού, με όσο το δυνατόν περισσότερα από τα υπόλοιπα φαινόμενα που καθορίζουν επίσης την απόδοση των FSO συστημάτων.

iii. Σφάλματα σκόπευσης στα FSO

Εκτός από το φαινόμενο της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, σημαντικές αντίστοιχες ανεπιθύμητες διακυμάνσεις στην ένταση ακτινοβολίας του λαμβανόμενου στο δέκτη οπτικού σήματος προκαλεί το φαινόμενο των σφαλμάτων σκόπευσης. Παρά τα πλεονεκτήματα ως προς την καθολική σχεδόν αξιοποίηση της εκπεμπόμενης ισχύος και την ασφάλεια από παρεμβολές και υποκλοπές της μεταδιδόμενης πληροφορίας που απορρέουν από τη στενή οπτική δέσμη που χρησιμοποιούν τα συγκεκριμένα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, είναι εξαιρετικά δύσκολο να διατηρηθεί η απόλυτη ευθυγράμμιση των τερματικών πομπού και δέκτη, που εξασφαλίζει την αποδοτικότερη λειτουργία των συστημάτων αυτών. Πράγματι, λαμβάνοντας υπόψη ότι τα τερματικά αυτά τοποθετούνται κυρίως σε εξωτερικούς χώρους και σε σχετικά μεγάλο ύψος από το έδαφος, η μεταξύ τους απαίτηση για οπτική επαφή με αυστηρή ευθυγράμμιση παραβιάζεται λόγω των απειροελάχιστων μετατοπίσεων των πομποδεκτών που επιφέρουν είτε δυνατοί άνεμοι, είτε μικροσεισμοί, είτε ακόμα η ανεπαίσθητη κίνηση των κτιρίων, βλ. building sway, λόγω της θερμικής διαστολής, βλ. thermal expansion, των υλικών τους. Η εκτροπή αυτή της οπτικής δέσμης που μεταφέρει την πληροφορία προκαλεί αντίστοιχη εκτροπή της ωφέλιμης οπτικής διατομής στον δέκτη και άρα διακυμάνσεις στην ένταση του σήματος που φθάνει στην πλευρά του δέκτη, οι οποίες, όπως και στην περίπτωση της τυρβώδους ροής, είναι ταχύτατες και συνεχείς. Συνεπώς, για να μελετηθούν πρέπει να χρησιμοποιηθεί το κατάλληλο στατιστικό μοντέλο [Sandalidis et al. 2008a; Sandalidis et al. 2009; Gappmair et al. 2010; Peppas et al. 2013; Stassinakis et al. 2016; Farid et al. 2007; Djordjevic et al. 2016; Jurado-Navas et al. 2012]. Για ζεύξεις πολλών χιλιομέτρων μεταξύ δορυφόρων στο διάστημα, τα σφάλματα σκόπευσης έχουν μοντελοποιηθεί εκτενώς υπό την προϋπόθεση, για τις συγκεκριμένες εφαρμογές, των αμελητέων διαστάσεων διατομής του ανιχνευτή στον δέκτη σε σχέση με το εύρος της δέσμης λόγω της πολύ μακρινής απόστασης [Barry et al. 1985; Chen et al. 1989; Arnon et al. 1997]. Για τις επίγειες FSO ζεύξεις, που αποτελεί το θέμα της παρούσας διατριβής, το φαινόμενο των σφαλμάτων σκόπευσης μελετήθηκε από τον Arnon, [Arnon et al. 2003a] και λίγο αργότερα στην [Kedar et al. 2003]. Και στις δυο περιπτώσεις, το μέγεθος το ανιχνευτή θεωρήθηκε αμελητέο σε σχέση με το εύρος της δέσμης στην πλευρά του δέκτη, γεγονός όχι και τόσο ακριβές εδώ, όπως στην περίπτωση των δορυφορικών FSO ζεύξεων πολύ μεγάλου μήκους. Η ρύθμιση του εύρους της δέσμης σε επίγειες FSO ζεύξεις ώστε να επιτευχθεί η όσο το δυνατόν πιο αξιόπιστη μεταφορά δεδομένων, θεωρώντας μάλιστα μικρές διαστάσεις ανιγνευτή στον δέκτη κατά την προσομοίωση, προτάθηκε λίγους μήνες αργότερα, [Arnon et al. 2003b]. Λίγα χρόνια αργότερα, προτάθηκε, [Farid et al. 2007] το δημοφιλέστερο στη διεθνή βιβλιογραφία έως τώρα μοντέλο σφαλμάτων σκόπευσης. Το μοντέλο αυτό, σε αντίθεση με τα προηγούμενα, λαμβάνει υπόψη το εύρος της δέσμης, τις διαστάσεις του ανιχνευτή στον δέκτη, τη διακύμανση των σφαλμάτων σκόπευσης, βλ. pointing errors variance, και κυρίως μοντελοποιεί συνδυαστικά την από κοινού επίδραση των σφαλμάτων σκόπευσης και της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Έτσι, στην [Farid et al. 2007], με βάση το προτεινόμενο μοντέλο τους μελέτησαν τη συνδυαστική επίδραση των δυο αυτών φαινομένων εξάγοντας την από κοινού συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας, βλ. probability density function – pdf, the Raleigh κατανομής για τα σφάλματα σκόπευσης και της LNκατανομής για τις συνθήκες ασθενούς τυρβώδους ροής που υπέθεσαν, χωρίς βέβαια να καταλήξουν σε κάποια μαθηματική έκφραση κλειστής μορφής για την απόδοση της ζεύξης. Το τελευταίο, το πέτυχαν για πρώτη φορά ο Sandalidis και οι συνεργάτες του πρώτα στην [Sandalidis et al. 2008a] και αργότερα στην [Sandalidis et al. 2009], όπου επέκτειναν τη δουλειά των [Farid et al. 2007] για ισχυρές και για ασθενείς έως και ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ροής. Χρησιμοποιώντας τη μεθοδολογία των [Farid et al. 2007], και τη *M*(alaga) κατανομή για την περιγραφή του φαινομένου του σπινθηρισμού, ο Jurado-Navas και οι συνεργάτες του εξήγαγαν στην [Jurado-Navas et al. 2012] μια πιο γενικευμένη έκφραση κλειστής μορφής για τον υπολογισμό της FSO απόδοσης, στην ίδια φυσικά ευρεία περιοχή συνθηκών τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Αντίστοιχα, με δεδομένο ότι δεν υπήρχε στη διεθνή βιβλιογραφία κάποια συνδυαστική έκφραση κλειστής μορφής για την περιοχή ασθενούς τυρβώδους ροής και σφαλμάτων σκόπευσης, η παρούσα διατριβή την παρέχει σύμφωνα με την [Varotsos et al. 2016a] αρχικά και την [Stassinakis et al. 2016] στη συνέχεια, χρησιμοποιώντας τη Gamma κατανομή για ασθενή τυρβώδη κανάλια. Γενικά, η ίδια μεθοδολογία έχει χρησιμοποιηθεί ευρύτατα και σε άλλες δημοσιεύσεις άλλων ερευνητικών ομάδων που εξετάζουν τη συνδυαστική επίδραση των δυο αυτών φαινομένων στην απόδοση των FSO συστημάτων, από λίγο διαφορετικό πρίσμα όπως χαρακτηριστικά στις [Djordjevic et al. 2016; Gappmair et al. 2010; Song et al. 2013; Peppas et al. 2013; Prabu et al. 2014a; Bhatnagar et al. 2015; Ansari et al. 2015a]. Αξίζει να σημειωθεί πως μια νέα εναλλακτική για την από κοινού μελέτη τυρβώδους ροής και σφαλμάτων σκόπευσης στο πεδίο των FSO είναι η προτεινόμενη στην [Sandalidis et al. 2016] mixture Gamma -MG κατανομή για την τυρβώδη ροή [Sandalidis et al. 2017], η οποία μπορεί να μη χρησιμοποιείται στην παρούσα διατριβή, αλλά η μελέτη της αποτελεί σαφώς μελλοντικό ερυνητικό στόχο. Όπως

προαναφέρθηκε, παρά την ευρύτατη αποδοχή του στατιστικού μοντέλου των [Farid et al. 2007] για την περιγραφή των σφαλμάτων σκόπευσης, το τελευταίο ενώ περιγράφει τη jitter συνιστώσα, δηλαδή την τυχαία απόκλιση του κέντρου της δέσμης στο επίπεδο του ανιχνευτή, αγνοεί την ύπαρξη της boresight συνιστώσας, δηλαδή τη σταθερή μετατόπιση/απόκλιση του κέντρου της δέσμης από το κέντρο του ανιχνευτή στην πλευρά του δέκτη. Δηλαδή, το μοντέλο αυτό, αφορά μηδενικής σταθερής απόκλισης σφάλματα σκόπευσης, βλ. zero boresight pointing errors model.

Έτσι, όπως θα παρουσιαστεί αναλυτικότερα σε επόμενο κεφάλαιο, ειδικά για τα σύγχρονα FSO συστήματα που χρησιμοποιούν εκτός των κλασσικών point-to-point και point-to- multipoint, δηλαδή από ένα σημείο εκπομπής σε πολλά σημεία λήψης, οπτικές ζεύξεις, χρειάζεται ένα πιο πρακτικό μοντέλο που θα εμπεριέχει και τη σταθερής απόκλισης συνιστώσα. Στην προσπάθεια αυτή, ο Gappmair και οι συνεργάτες του στην [Gappmair et al. 2011a], επέκτειναν την ανάλυση των [Farid et al. 2007], υποθέτοντας διαφορετικά jitters στον οριζόντιο και τον κατακόρυφο άξονα καθώς και ότι η ακτινική μετατόπιση στην πλευρά του δέκτη ακολουθεί την Hoyt κατανομή. Αργότερα ο Yang και οι συνεργάτες του στην [Yang et al 2014b] πρότειναν ένα γενικευμένο τέτοιο nonzero boresight pointing errors model, δηλαδή ένα μοντέλο που περιλαμβάνει και την περίπτωση μη μηδενικής boresight συνιστώσας σφαλμάτων σκόπευσης, χρησιμοποιώντας τη Rician-Lognormal κατανομή για την ακτινική μετατόπιση, βλ. radial displacement, στον δέκτη αυτή τη φορά. Στη συγκεκριμένη δουλειά επίσης χρησιμοποίησαν τόσο την LN όσο και τη Γ - Γ κατανομή για τη μελέτη της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Στη συνέχεια στην [Ansari et al. 2015b] εξήχθη η ενοποιημένη έκφραση για την απόδοση FSO ζεύξης που μπορεί να λειτουργεί υπό LN, Rician-Lognormal ή M(alaga) μοντελοποιημένη τυρβώδη ροή είτε με μηδενικής είτε με μη μηδενικής σταθερής απόκλισης σφάλματα σκόπευσης. Πολύ πρόσφατα η Al-Quwaiee και οι συνεργάτες της, ανέπτυξαν στην [Al-Quwaiee et al. 2016] μια περισσότερο γενικευμένη προσέγγιση για τα σφάλματα σκόπευσης χρησιμοποιώντας το στατιστικό μοντέλο του Beckman, το οποίο περιλαμβάνει πολλές γνωστές κατανομές ως ειδικές του περιπτώσεις, μεταξύ αυτών οι προαναφερθείσες Rayleigh, Hoyt και Rician-Lognormal κατανομές. Το πρόβλημα βέβαια μέχρι και τότε ήταν ότι ούτε κάποια έκφραση κλειστής μορφής, ούτε κάποια έστω απλούστερη προσεγγιστική σχέση υπήρχε για τη μαθηματικά πολύπλοκη από κοινού pdf για μη μηδενικής σταθερής απόκλισης σφάλματα σκόπευσης και ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή, γεγονός που εξηγεί εξάλλου και τις ελάχιστες σε αριθμό δημοσιεύσεις σκόπευσης στη διεθνή επιστημονική βιβλιογραφία των επίγειων FSO με nonzero boresight σφάλματα σκόπευσης σε σχέση με τις πολυάριθμες αντίστοιχες δημοσιεύσεις που μελετούν τα απλούστερα, αλλά όχι και το ίδιο ρεαλιστικά, zero boresight σφάλματα. Μια σημαντική λύση στο πρόβλημα αυτό έδωσε επίσης πολύ πρόσφατα ο Boluda-Ruiz με τους συνεργάτες του στην [Boluda-Ruiz et al. 2016a] όπου παρουσιάζουν μια προσεγγιστική, αλλά αρκετά ακριβής για τα τυπικά FSO συστήματα μαθηματική έκφραση κλειστής μορφής της γενικευμένης *Beckman* κατανομής. Έτσι λόγω της μεγάλης πρακτικής σημασίας της μελέτης των μη μηδενικής σταθερής απόκλισης nonzero boresight σφαλμάτων σκόπευσης σε συνδυασμό με την έλλειψη της μελέτης τους στην έως τώρα διεθνή βιβλιογραφία των επίγειων FSO, η παρούσα διατριβή συνεισφέρει σημαντικά και στον τομέα αυτό με τις [Varotsos et al. 2017b; Varotsos et al. 2017b; Varotsos et al. 2018a; Varotsos et al. 2018c; Varotsos et al. 2018b].

iv. Διασπορά ταχύτητας ομάδας

Ένα ακόμα φαινόμενο που επηρεάζει σημαντικά την ποιότητα της διαδιδόμενης πληροφορίας σε ένα FSO σύστημα είναι η χρονική διασπορά του σήματος ή αλλιώς η διασπορά στην ταχύτητα ομάδας, βλ. Group velocity dispersion - GVD. Το φαινόμενο αυτό εμφανίζεται επειδή το διαδιδόμενο σήμα δεν είναι απόλυτα μονοχρωματικό αλλά αποτελείται από αρκετές φασματικές συνιστώσες οι οποίες διαδίδονται με διαφορετικές ταχύτητες [Agrawal 2001]. Αυτό, έχει ως αποτέλεσμα, συνήθως, τη χρονική διεύρυνση του παλμού, δηλαδή την αύξηση στο εύρος και την ταυτόχρονη μείωση στο πλάτος του διαδιδόμενου κυματοπακέτου που μεταφέρει την πληροφορία, γεγονός που μπορεί προκαλέσει παρεμβολή μεταξύ γειτονικών παλμών του σήματος και την προβληματική αναγνώριση του από τον δέκτη. Ανατρέχοντας πάντως κανείς στη διεθνή βιβλιογραφία θα διαπιστώσει ότι ενώ η GVD έχει μελετηθεί εκτεταμένα για τα συστήματα οπτικών ινών, στις ασύρματες οπτικές επικοινωνίες υπάρχει συγκριτικά πολύ περιορισμένη ερευνητική δραστηριότητα παρόλο που οι δυο τεχνολογίες έχουν πολλά κοινά χαρακτηριστικά, π.χ. μήκη κύματος λειτουργίας, το laser, φωτοδίοδος στη λήψη, κλπ. Το γεγονός αυτό οφείλεται πρωταρχικά στο διαφορετικό μέσο διάδοσης και συγκεκριμένα στο ότι η παράμετρος διασποράς στις οπτικές ίνες είναι σαφώς μεγαλύτερη, [Lu et al. 2012], από την αντίστοιχη στην ατμόσφαιρα που είναι κοντά στο 0.01ps²/km, [Lu et al. 2012; Stassinakis et al. 2013a; Varotsos et al. 2014a]. Πράγματι, όταν οι FSO ζεύξεις χρησιμοποιούνταν για κοντινές αποστάσεις και με σχετικά χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης, δηλαδή είχαν σχετικά μεγάλο χρονικό εύρος παλμών πληροφορίας, το φαινόμενο αυτό δεν έπαιζε σημαντικό ρόλο και θεωρούνταν αμελητέο [Lu et al. 2012; Stassinakis et al. 2013a]. Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής όμως, αποδεικνύεται ότι όσο οι αποστάσεις διάδοσης και οι ρυθμοί μετάδοσης αυξάνονται η GVD παίζει όλο και πιο σημαντικό ρόλο και θα πρέπει να λαμβάνεται υπόψη [Varotsos et al. 2014a; Varotsos et al. 2016a]. Συνεπώς, η GVD είναι ένα ακόμα φαινόμενο που ενώ αφορά ισχυρά τις σύγχρονες ταχύρυθμες και μεγάλου μήκους ασύρματες οπτικές ζεύξεις, δεν έχει μελετηθεί επαρκώς στη διεθνή βιβλιογραφία των επίγειων FSO συστημάτων. Για το λόγο αυτό, στα πλαίσια της παρούσας διατριβής αναλύεται και μελετάται η συνδυαστική -με τα υπόλοιπα προαναφερθέντα φαινόμενα - επίδρασή της στην απόδοση των σύγχρονων επίγειων FSO ζεύξεων [Varotsos et al. 2014a; Varotsos et al. 2016a; Stassinakis et al. 2013b; Varotsos et al. 2014b; Varotsos et al. 2016c; Varotsos et al. 2016b].

v. Θόρυβος φάσης στα FSO συστήματα τηλεπικοινωνιών

Όπως ισχύει σε κάθε τηλεπικοινωνιακό σύστημα, έτσι και στα FSO, ιδιαίτερο ενδιαφέρον για την αποδοτικότερη λειτουργία τους παρουσιάζει η επιλογή του τρόπου διαμόρφωσης του οπτικού φέροντος -ή φερόντων- βάσει των χαρακτηριστικών του σήματος πληροφορίας και του χρησιμοποιούμενου τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Πράγματι, διαφορετικοί τρόποι διαμόρφωσης μπορούν να απαιτούν και διαφορετικά ποσά μέσης ισχύος στην πλευρά του δέκτη για να επιτύχουν ένα συγκεκριμένο, επιθυμητό ρυθμό εσφαλμένης μετάδοσης δυαδικών ψηφίων, βλ. bit error rate -BER, για δεδομένο data rate. Έτσι, οι τεχνικές διαμόρφωσης μπορούν να χωριστούν σε δυο κατηγορίες. Η πρώτη είναι η διαμόρφωση με χρήση ενός φέροντος, βλ. single-carrier modulation, στην οποία εμπίπτουν προφανώς οι τεχνικές διαμόρφωσης κατά τις οποίες τα δεδομένα της πληροφορίας μεταφέρονται από ένα μόνο φέρον. Αυτή χαρακτηρίζεται και ως η συμβατική κατηγορία διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται περισσότερο από τρεις δεκαετίες στον ευρύτερο κλάδο των οπτικών επικοινωνιών. Στο χώρο των FSO, η διαμόρφωση με χρήση ενός φέροντος παρουσιάζει ευρύτατη αποδοχή τα τελευταία χρόνια. Συγκεκριμένα, το πιο διαδεδομένο και κυρίαρχο σχήμα διαμόρφωσης στις FSO ζεύξεις είναι η On-Off Keying - OOK σηματοδοσία [Ghassemlooy et al. 2010]. Αυτό οφείλεται κυρίως στην απλότητά της και την ανθεκτικότητα που παρουσιάζει στη μη γραμμικότητα του Laser. Πράγματι η ΟΟΚ είναι ο απλούστερος τρόπος διαμόρφωσης της έντασης του οπτικού φέροντος, όπου η πηγή φωτός όταν ενεργοποιείται, δηλαδή φωτίζει, μεταδίδει το λογικό "1", ενώ όταν απενεργοποιείται, δηλαδή σβήνει, μεταδίδει το λογικό "0", [Henniger et al. 2010]. Το σχήμα αυτό όμως, για να λειτουργεί ορθά για τα επηρεαζόμενα από την τυρβώδη ροή ατμοσφαιρικά τηλεπικοινωνιακά κανάλια, απαιτεί τη σύγκριση της εισερχόμενης ισχύος στον δέκτη με μια προκαθορισμένη κατάλληλη στάθμη αναφοράς, δηλαδή το κατώφλι. Έτσι, λόγω της μεταβαλλόμενης φύσης της ατμόσφαιρας, η στάθμη αυτή πρέπει να επαναπροσδιορίζεται για κάθε αλλαγή του καναλιού, γεγονός που αποτελεί και το μεγάλο μειονέκτημα της OOK Intensity Modulation/Direct Detection - IM/DD, διαμόρφωσης. Παρόλα αυτά, όλα τα FSO συστήματα που έχουν κυκλοφορήσει στο εμπόριο μέχρι και σήμερα χρησιμοποιούν την OOK IM/DD μέθοδο διαμόρφωσης-αποδιαμόρφωσης, [Gappmair et al. 2011a; Henniger et al. 2010; Nistazakis et al. 2009a; Nistazakis et al. 2011b; Farid et al. 2007; Sandalidis et al. 2008a; Sandalidis et al. 2008b; Sandalidis 2008c; Djordjevic et al. 2016; Jurado-Navas et al. 2012; Petkovic et al. 2014; Yang et al 2014b; Park et al. 2011]. Η συγκεκριμένη τεχνική διαμόρφωσης χρησιμοποιείται σε πολλά από τα εξεταζόμενα FSO συστήματα της παρούσας διατριβής.

Για την άρση πάντως της ανάγκης της ύπαρξης αυτού του αναπροσαρμοζόμενου κατωφλίου ισχύος που απαιτεί η λειτουργία OOK IM/DD, έχουν προταθεί, μελετηθεί και ερευνηθεί και άλλες αποδοτικές τεχνικές διαμόρφωσης. Μια τέτοια είναι η διαμόρφωση θέσης του παλμού, βλ. Pulse Position Modulation- PPM, κατά την οποία η πληροφορία ανιχνεύεται από τον δέκτη μέσω της θέσης της, δηλαδή μέσω της θέσης της χρονοθυρίδας εντός της οποίας βρίσκεται. Η PPM, εξαλείφει μεν την απαίτηση ύπαρξης του κατωφλίου ισχύος που επιβάλει η ΟΟΚ, υπερτερώντας έτσι σε απόδοση ισχύος, βλ. power efficiency, αλλά υστερεί σε απόδοση φάσματος, βλ. bandwidth efficiency, και σε απλότητα, αφού απαιτεί πιο πολύπλοκους κυκλωματικά πομποδέκτες. Εμπορικά, η χρήση της PPM περιορίζεται σήμερα για Infrared Data Association-IrDA εφαρμογές πολύ μικρών αποστάσεων, της τάξης του ενός μέτρου, για επικοινωνία διάφορων συσκευών όπως laptot, κάμερας, κινητού τηλεφώνου κλπ. [Ghassemlooy et al. 2007b]. Ερευνητικά όμως, εξετάζεται διεθνώς η δυνατότητα χρήσης της PPM για την κάλυψη ολοένα και μεγαλύτερων FSO αποστάσεων. Έτσι η διαμόρφωση PPM για FSO ζεύξεις μεγάλων αποστάσεων συναντάται και στην παρούσα διατριβή. Πιο συγκεκριμένα, αρχικά εξετάστηκε η απόδοση των PMM FSO συστημάτων σε συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής στις [Wilson et al. 2005a; Wilson et al. 2005b; Kiasaleh 2005; Muhammad et al. 2006; Safari et al. 2007; Gappmair et al. 2007a; Gappmair et al. 2007b; Safari et al. 2008; Yi et al. 2010]. Στη συνέχεια, στην [Gappmair et al. 2010], μελετήθηκε για πρώτη φορά η από κοινού επίδραση τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και μηδενικής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης στην απόδοση PPM FSO συστήματος, μελετώντας τη μέση πιθανότητα εσφαλμένης μετάδοσης συμβόλου, βλ. average symbol error probability – ASEP, σε μια ευρεία περιοχή συνθηκών τυρβώδους ροής μέσω της Γ-Γ κατανομής. Τα αποτελέσματα μάλιστα της δουλειάς αυτής, τα επέκτεινε αργότερα στην [Gappmair 2012]. Αναφορικά με την PPM διαμόρφωση στα επίγεια FSO συστήματα, στην παρούσα διατριβή μελετάται για πρώτη φορά η συνδυαστική επίδραση στην απόδοση FSO συστήματος της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής ευρείας ισχύος μοντελοποιημένης με την πιο πρόσφατη και γενικευμένη Μαλάγα κατανομή- και των ευρείας επίσης περιοχής μη μηδενικής σταθερής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης, [Varotsos et al. 2017b]. Παρέχονται έτσι, νέες μαθηματικές εκφράσεις κλειστής μορφής για τον υπολογισμό της ASEP των PPM FSO συστημάτων, οι οποίες είναι πολύ χρήσιμες για τον σχεδιασμό και την υλοποίηση των συγκεκριμένων FSO συστημάτων.

Ως εναλλακτική των ΟΟΚ και ΡΡΜ, προτάθηκε στην επιστημονική βιβλιογραφία η διαμόρφωση έντασης υποφερουσών, $\beta\lambda$. subcarrier intensity modulation – SIM, για πρώτη φορά στην [Huang et al. 1993] και αργότερα στις [Popoola et al. 2009; Song et al. 2012; Hassan et al. 2016]. Η SIM εξαλείφει όπως και η PPM το πρόβλημα του κατωφλίου που εισάγει η ΟΟΚ κατά τη λήψη του σήματος, [Li et al. 2007], χωρίς παράλληλα να υποφέρει από τη μειωμένη φασματική απόδοση εύρους ζώνης που παρουσιάζει η PPM. Επιπρόσθετα, η SIM επιτρέπει σε πολλές υποφέρουσες να μεταφέρουν πληροφορία, γεγονός που αυξάνει το μέγιστο ρυθμό μεταφοράς δεδομένων, ενώ παράλληλα είναι ικανή να συνδέεται με τα υπάρχοντα δίκτυα οπτικών ινών, τα οποία χρησιμοποιούν την αποδοτική τεχνική πολυπλεξίας υποφερουσών, βλ. subcarrier multiplexing technique, [Khalighi et al. 2014]. Πραγματοποιείται συνήθως είτε με τη βοήθεια κάπου σχήματος διαμόρφωσης φάσης, βλ. Phase Shift Keying - PSK, είτε εναλλακτικά, με τη βοήθεια κάποιου σχήματος ορθογωνικής διαμόρφωσης πλάτους, βλ. Quadrature Amplitude Modulation - QAM. Σε σύγκριση μάλιστα με τις ΟΟΚ και PPM η διαμόρφωση SIM έχει αποδειχθεί τόσο θεωρητικά όσο και πειραματικά κατά κανόνα αποδοτικότερη. Ενδεικτικά, σύμφωνα με όσα δείχνουν τα πειραματικά δεδομένα και τα θεωρητικά αποτελέσματα των [Huang et al. 1993; Popoola et al. 2009; Song et al. 2012; Hassan et al. 2016; Li et al. 2007] αποδεικνύεται ότι σε συνθήκες τυρβώδους ροής τα αντίστοιχα Subcarrier PSK συστήματα παρουσιάζουν χαμηλότερους ρυθμούς μετάδοσης εσφαλμένων δεδομένων. Μειονεκτούν όμως στην πολυπλοκότητα στον σχεδιασμό και την υλοποίηση, στο υψηλότερο οικονομικό κόστος καθώς και στην απαίτηση για συγγρονισμό της φάσης του σήματος που φθάνει στον δέκτη. Ο συγγρονισμός αυτός όμως δεν είναι τέλειος στην πράξη και το φαινόμενο αυτό, δηλαδή, του αναπόφευκτα μη ακριβούς συγχρονισμού της φάσης του σήματος λήψης με την φάση του αντίστοιχου σήματος αναφοράς, είναι γνωστό σαν θόρυβος φάσης, δηλαδή το Phase Noise effect, [Niu et al. 2011].

Πιο συγκεκριμένα, εφόσον τα SIM FSO συστήματα χρησιμοποιούν σύγχρονα ψηφιακά σχήματα διαμόρφωσης, η φάση του φέροντος πρέπει να παρακολουθείται στην πλευρά του δέκτη για να επιτευχθεί η ορθή αποδιαμόρφωση του σήματος λήψης. Σε αυτά τα συστήματα, το λαμβανόμενο σήμα μετατρέπεται αρχικά σε ένα ηλεκτρικό σήμα και στη συνέχεια η φάση του διαμορφωμένου σήματος παρακολουθείται από έναν βρόχο κλειδωμένης φάσης, βλ. phase locked loop - PLL. Το ηλεκτρονικό κύκλωμα του PLL όμως λόγω αναπόφευκτων κατασκευαστικών κυρίως ατελειών, είναι

πρακτικά αδύνατο να κλειδώνει ακριβώς στην επιθυμητή φάση. Έτσι, δημιουργείται μια ανεπιθύμητη διαφορά φάσης που εμποδίζει την κατά τέλειο τρόπο, ορθή εκτίμηση της φάσης που μεταφέρει την πληροφορία, γνωστή ως θόρυβος φάσης. Το πρόβλημα του ατελούς αυτού συγχρονισμού της φάσης του φέροντος και οι καταστρεπτικές συνέπειες του στην απόδοση των ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων έχει τύχει μεγάλου ενδιαφέροντος, του οποίου οι ρίζες χρονολογούνται από πολύ παλιά, στις αρχές του 1960, όπου ο Tikhonov [Tikhonov 1960], και ο Viterbi [Viterbi 1963] μοντελοποίησαν για πρώτη φορά την pdf του θορύβου φάσης για βρόχο PLL πρώτης τάξης. Χρησιμοποιώντας αυτό το μοντέλο, το οποίο μάλιστα αποδείχθηκε αργότερα να είναι κατάλληλο και για PLL βρόχους δεύτερης τάξης [Charles et al. 1966], ο Lindsey το 1966 [Lindsey 1966] ανέλυσε την πιθανότητα σφάλματος μιας τέτοιας μη τέλειας σύμφωνης ανίχνευσης, δυαδικού PSK, βλ. Binary Phase Shift Keying – BPSK, υπό την παρουσία λευκού προσθετικού Gaussian θορύβου, βλ. Additive White Gaussian Noise – AWGN, και υποθέτοντας ότι η διαδικασία θορύβου φάσης μεταβάλλεται αργά σε σχέση με τον ρυθμό δεδομένων. Από τότε, το πρόβλημα αυτό έχει μελετηθεί, [Prabhu 1976; Simon 1978; Kaplan et al. 1990; Kam et al. 1993; Najib et al. 1998], για BPSK και άλλα σχήματα διαμόρφωσης όπως το τετραγωνικό PSK, βλ. Quadrature Phase Shift Keying - QPSK, φθάνοντας σε αποτελέσματα κυρίως υπό τη μορφή ανώτερων και κατώτερων ορίων και προσεγγίσεων για την αξιολόγηση της πιθανότητας εσφαλμένης μετάδοσης δυαδικών ψηφίων, $\beta\lambda$. bit error probability - BEP.

Η επέκταση των παραπάνω για κανάλια διαλείψεων ξεκίνησε με τη δουλειά του Weber, [Weber 1976], στην οποία μελέτησε την απόδοση του PLL βρόχου υπό την παρουσία καναλιών αργών διαλείψεων, χαρακτηριζόμενων από τις *Raleigh*, *Nakagami-n* (*Rice*) και *LN* κατανομές. Αργότερα, πολλοί συγγραφείς [Eng et al. 1997; Ziemer et al. 1999] θεώρησαν θόρυβο φάσης για λήψη Rake δεκτών με τεχνικές συνδυασμού των λαμβανόμενων σημάτων MRC-maximal ratio combining και EGC- equal gain combining, για BPSK και QPSK υπό την παρουσία επιλεκτικής συχνότητας, βλ. frequency-selective, διαλείψεων πολυδιόδευσης, βλ. multipath fading. Για το σκοπό αυτό, διάφορες ακριβείς, προσεγγιστικές και αριθμητικές μέθοδοι χρησιμοποιήθηκαν σε αυτές τις εργασίες για την εκτίμηση της BEP. Στη συνέχεια οι Simon και Alouini, [Simon et al. 2001], λαμβάνοντας υπόψη τον θόρυβο φάσης, εξήγαγαν εκφράσεις κλειστής μορφής για την ABEP, για διαλείψεις της μορφής *Nakagami-m, Nakagami-n* (*Rice*), *Raleigh* και BPSK και QPSK και QPSK σχήματα διαμόρφωσης.

Πολύ πρόσφατα, εμφανίστηκε στη διεθνή βιβλιογραφία και η μελέτη του θορύβου φάσης για FSO κανάλια με ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή. Σε αυτό το πλαίσιο, ο Niu και οι συνεργάτες του, [Niu

et al. 2011], υποθέτοντας FSO σύστημα που χρησιμοποιεί L-PSK και L-QAM, όπου L το πλήθος των μεταδιδόμενων συμβόλων, σχήματα διαμόρφωσης υπό την παρουσία ισχυρών συνθηκών τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής μοντελοποιημένων με την K κατανομή και θορύβου φάσης, εξέτασαν το BER και τον ρυθμό εσφαλμένων συμβόλων, βλ. symbol error rate – SER, για μία ευρεία περιοχή τιμών μέσου ηλεκτρικού SNR. Στο ίδιο πνεύμα, ο Djordjevic, [Djordjevic 2014], θεωρώντας ένα SIM BPSK FSO σύστημα με θόρυβο φάσης, εξέτασε το BER από ασθενή έως ισχυρή τυρβώδη ροή, μοντελοποιημένης με τη Γ-Γ κατανομή, για μια επίσης ευρεία περιοχή μέσου ηλεκτρικού SNR. Επίσης, ο μέσος ρυθμός εσφαλμένης μετάδοσης δυαδικών συμβόλων, βλ. average bit error rate-ABER, για SIM L-PSK FSO σύστημα με θόρυβο φάσης και ασθενή τυρβώδη ροή εκτιμήθηκε από τον Song και τους συνεργάτες του, [Song et al. 2015], μοντελοποιώντας τον θόρυβο φάσης ως τυχαία μεταβλητή με την Tikhonov κατανομή και την τυρβώδη ροή με την LN κατανομή αντίστοιχα. Παράλληλα, η Petkovic και ο Djordjevic, [Petkovic et al. 2015] χρησιμοποιώντας σειρές Fourier εκτέλεσαν μια ανάλυση για την SEP για SIM PSK FSO σύστημα με Tikhonov μοντελοποιημένο θόρυβο φάσης και K μοντελοποιημένη ισχυρή τυρβώδη ροή. Πέρσι μάλιστα, ο Gappmair και ο Nistazakis, [Gappmair et al. 2017], επέκτειναν επιτυχώς την [Song et al. 2015] σε μια πολύ ευρύτερη περιοχή συνθηκών τυρβώδους ροής χρησιμοποιώντας τη Γ-Γ κατανομή, ενώ εξήγαγαν προσεγγιστικές εκφράσεις κλειστής μορφής για την ASEP του εξεταζόμενου SIM L-PSK FSO συστήματος.

Από τα παραπάνω γίνεται φανερό πως ο θόρυβος φάσης είναι ένα από τα φαινόμενα που παρουσιάζουν μεγάλο ερευνητικό ενδιαφέρον και απασχολούν τη διεθνή επιστημονική έρευνα στα FSO ολοένα και περισσότερο καθώς αυτή κατευθύνεται προς τη σχεδίαση και την υλοποίηση των πιο αποδοτικών FSO συστημάτων SIM τεχνικών διαμόρφωσης. Έτσι, το φαινόμενο αυτό αντιμετωπίζεται με ιδιαίτερο ενδιαφέρον και στην παρούσα διατριβή, όπου επεκτείνεται η μελέτη του για πρώτη φορά με τη γενικευμένη για την τυρβώδη ροή, Μάλαγα κατανομή σε συνδυασμό μάλιστα με τα σφάλματα σκόπευσης μη μηδενικής σταθερής απόκλισης [Varotsos et al. 2018a], ενώ προτείνονται και νέες μέθοδοι, τεχνικές, διατάξεις και αρχιτεκτονικές για την αντιμετώπισή του [Varotsos et al. 2018c; Varotsos et al. 2018a]. Επίσης, αξίζει να σημειωθεί ότι, στην παρούσα διατριβή, για πρώτη φορά μελετάται συνδυαστικά η επίδραση του θορύβου φάσης με τα φαινόμενα των σφαλμάτων σκόπευσης και ασθενούς τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, μοντελοποιημένης με τη Γάμμα κατανομή [Varotsos et al. 2017c] στην απόδοση μιας SIM FSO ζεύξης.

V. Η τεχνική OFDM στα FSO κανάλια

Επιπρόσθετα, η ορθογωνική πολυπλεξία με διαίρεση συχνότητας, βλ. orthogonal frequency division multiplexing – OFDM, αποτελεί μια ιδιαίτερη κατηγορία SIM διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων σήματος πληροφορίας, βλ. multicarrier or multiple-subcarrier. Τα τελευταία χρόνια, η OFDM παρουσιάζει μεγάλο ερευνητικό ενδιαφέρον στον χώρο των οπτικών επικοινωνιών, [Nistazakis et al. 2015b; Bekkali et al. 2010; Mostafa et al. 2012; Hassan et al. 2016; Shieh et al. 2009]. Ουσιαστικά, η OFDM αναφέρεται σε παράλληλες μεταδόσεις δεδομένων με πολυάριθμες, διαφορετικές μεταξύ τους συχνότητες, ενώ οι υποφέρουσες συχνότητες έχουν επιλεχθεί έτσι ώστε τα σήματα να είναι με τη μαθηματική έννοια ορθογώνια κατά τη διάρκεια μιας περιόδου ενός OFDM συμβόλου. Γενικά, η OFDM είναι μια από τις πιο διαδεδομένες τεχνικές για ασύρματες ευρυζωνικές επικοινωνίες, βλ. broadband wireless communications, και φημίζεται για την αυξημένη ανθεκτικότητά της έναντι στην συχνοεπιλεκτική συμπεριφορά για εξασθένηση του διαύλου, βλ. frequency selective fading, τη διασυμβολική παρεμβολή, βλ. intersymbol interference - ISI), τη στενής-ζώνης παρεμβολή, βλ. narrow-band interference, καθώς επίσης και για τον έξυπνο και αποδοτικό τρόπο με τον οποίο διαχειρίζεται γενικότερα το κανάλι.

Κατά συνέπεια, η OFDM έγει υιοθετηθεί σε ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών στο RF πεδίο, όπως η εκπομπή ψηφιακού ήχου/ βίντεο, βλ. digital audio/ video broadcasting -DAB/ DVB, στα ασύρματα τοπικά δίκτυα, βλ. wireless local area networks - WLANs, δηλαδή στο IEEE802.11a/g ή Wi-Fi, στην ασύμμετρη ψηφιακή συνδρομητική γραμμή, βλ. asymmetric digital subscriber line - ADSL, στα ασύρματα μητροπολιτικά δίκτυα, βλ. WiMax; 802.16e, και στην LTE, της τέταρτης γενιάς, βλ. fourth generation - 4G, επικοινωνιών κινητής τηλεφωνίας [Bekkali et al. 2010, Hassan et al. 2016]. Παραδόξως, η εφαρμογή της OFDM στο οπτικό φάσμα συχνοτήτων άργησε αρκετά να πραγματοποιηθεί, κυρίως λόγω του ότι η ανθεκτικότητά της κόντρα στη διασπορά του οπτικού καναλιού δεν είχε γίνει αποδεκτή, έως ότου ο Dixon με τους συνεργάτες του, [Dixon et al. 2001], πρότειναν τη χρήση της OFDM για την αντιμετώπιση της διασπορά τρόπων σε κανάλι πολύτροπης οπτικής ίνας, βλ. multimode fiber - MMF, το οποίο μοιάζει με το ασύρματο, σε όρους διαλείψεων πολυδιόδευσης, [Hassan et al. 2016]. Παρά την ατρωσία σε παρεμβολές και της οπτικής OFDM, βλ. optical OFDM/ O-OFDM, λόγω της ορθογωνικής ιδιότητάς της και παρά επίσης του ότι μέσω αυτής πολλαπλές ανεξάρτητες ροές δυαδικών ψηφίων, βλ. bit streams, διαμορφώνονται σε υποφέρουσες διαφορετικών συχνοτήτων, οι οποίες πολυπλέκονται στο RF φασματικό πεδίο με IM/DD παρέχοντας υψηλής χωρητικότητας ζεύξεις, η οπτική OFDM υποφέρει από δυο κυρίως μειονεκτήματα.

Καταρχήν, το OFDM σήμα βασικής ζώνης, βλ. baseband, είναι σύνθετο και διπολικό, βλ. bipolar, δηλαδή λαμβάνει εκτός από θετικές και αρνητικές τιμές, ενώ η IM/DD απαιτεί ένα πραγματικό και θετικό RF σήμα για να οδηγήσει τη δίοδο Laser, βλ. Laser diode - LD. Έτσι, θα πρέπει να μετατραπεί το OFDM σήμα σε μονοπολικό, βλ. unipolar. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί προσθέτοντας για παράδειγμα μια κατάλληλη DC συνιστώσα στο OFDM σήμα, DC-OFDM; DCO-OFDM, ώστε αυτό να μετατραπεί τελικά σε αποκλειστικά θετικό [Armstrong 2009]. Σημειώνεται ότι αυτή η DC συνιστώσα θα πρέπει να είναι αρκετά μεγάλη ώστε να αποτρέψει το μη γραμμικό ψαλιδισμό, βλ. clipping, και την παραμόρφωση του οπτικού σήματος [Bekkali et al. 2010; Nistazakis et al. 2015a; Raptis 2018]. Το τελευταίο μεταφράζεται σε ανεπάρκεια μέσης οπτικής ισχύος, ειδικά για IM/DD DC-OFDM; DCO-OFDM, ενώ ο μεγάλος αριθμός υποφερουσών δημιουργεί δυσμενώς υψηλούς ρυθμούς ισχύος κορυφής προς μέσης ισχύος, βλ. peak to average power – PARP, και τελικά ενδεχόμενες παραμορφώσεις λόγω της μη γραμμικότητας της LD, [Al-Raweshidy et al. 2002; Nistazakis et al. 2015a; Chen et al. 2009].

Ακόμα κι έτσι, η OFDM παραμένει ένα επαρκώς αποδεκτό σχήμα διαμόρφωσης για μοντέρνα τηλεπικοινωνιακά συστήματα όπως τα OFDM FSO και OFDM RoFSO που μας ενδιαφέρουν. Το τελευταίο πιστοποιείται τόσο θεωρητικά όσο και πειραματικά, [Bekkali et al. 2010; Nistazakis et al. 2015a; Mostafa et al. 2012; Nistazakis et al. 2015b; Selvi et al. 2012; Wang et al. 2016b; Wang et al. 2015; Tsukamoto et al. 2008]. Επιπλέον, για την εφαρμογή της OFDM στα FSO συστήματα έχουν προταθεί κάποια επιπλέον OFDM σχήματα όπως το μη συμμετρικά σχηματισμένο, βλ. asymmetrically clipped, O-OFDM, ACO-OFDM, το flipped O-OFDM, Flip-OFDM, το που μονοπολικό OFDM, U-OFDM, και σε αντίθεση με το άμεσης ανίχνευσης O-OFDM, DDO-OFDM, το σύμφωνο, βλ. coherent, O-OFDM, CO-OFDM, [Shieh et al. 2009; Hassan et al. 2016].

Λόγω των πολλαπλών φερόντων που μπορεί να χρησιμοποιήσει, η OFDM είναι κατάλληλη μέθοδος διαμόρφωσης για τα RoFSO συστήματα, όπου παρατηρείται σημαντικό ερευνητικό ενδιαφέρον τα τελευταία χρόνια. Στην [Bekkali et al. 2010], εξετάστηκε η απόδοση ενός RoFSO QAM ή PSK OFDM IM/DD, από ασθενείς έως και ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, μοντελοποιημένες με τη *Γ-Γ* κατανομή. Χρησιμοποιώντας τις εκφράσεις κλειστής μορφής που εξήγαγαν στην εργασία αυτή, έδειξαν ότι η απόδοση του RoFSO συστήματος εξαρτάται ισχυρά από την τυρβώδη ροή και την λαμβανόμενη οπτική ισχύ. Επίσης, στην ίδια εργασία έδειξαν ότι επιλέγονταν τον κατάλληλο βέλτιστο οπτικό δείκτη διαμόρφωσης, βλ. optical modulation index - OMI, είναι εφικτό να αυξηθεί η συνολική απόδοση του RoFSO συστήματος. Αργότερα, ο Tsonev και οι συνεργάτες του, [Tsonev et al. 2012], πρότειναν για πρώτη φορά ένα U-OFDM σχήμα για

FSO διαμόρφωση που παρέχει τα ίδια οφέλη με την ACO-OFDM διαμόρφωση, καθώς επίσης βελτιωμένη αποδιαμόρφωση ως προς την απόδοση ισχύος σε AWGN, ενώ σε σύγκριση με την DCO-OFDM διαμόρφωση, το προτεινόμενο σχήμα δίνει καλύτερα αποτελέσματα ως προς το BER. Στη συνέχεια, η ανάλυση που εκτέλεσαν οι Selvi και Murugesan, [Selvi et al. 2012] έδειξε ότι σε συνθήκες ασθενούς τυρβώδους ροής, ένα κέρδος ισχύος της τάξης των 3-5dB επιτυγχάνεται για RoFSO QAM ή PSK OFDM μεταδόσεις σε σχέση με τις αντίστοιχες ασύρματες RF. Επίσης, ο Dimitrov και οι συνεργάτες του μελέτησαν, [Dimitrov et al. 2012], τον διπλό ψαλιδισμό σήματος, βλ. double-sided signal clipping, σε ACO-OFDM FSO συστήματα. Έδειξαν ότι σε αντίθεση με τα βασιζόμενα στην OFDM RF συστήματα, η αύξηση του SNR δεν πραγματοποιείται απλά και μόνο με την οπτική ισχύ που εκπέμπει ο πομπός, αφού οδηγεί σε μεγαλύτερη παραμόρφωση λόγω ψαλιδισμού. Επιπρόσθετα, έδειξαν ότι η ACO-OFDM είναι πιο ανθεκτική σε φαινόμενα ψαλιδισμού από την DCO-OFDM αλλά εις βάρος μιας 50% μείωσης σε φασματική απόδοση, και συνεπώς, ότι η ACO-OFDM είναι καταλληλότερη για εφαρμογές που απαιτούν χαμηλότερα ποσά μέσης ισχύος, ενώ η DCO-OFDM είναι καταλληλότερη για την επίτευξη ζεύξεων που υποστηρίζουν υψηλότερους ρυθμούς δεδομένων. Αργότερα, ο Tsonev και οι συνεργάτες του παρουσίασαν, [Tsonev et al. 2013], μια πλήρη ανάλυση για τη χωρίς μνήμη μη γραμμική παραμόρφωση, βλ. memoryless nonlinear distortion, σε ένα FSO σύστημα, η οποία παρέχει εκφράσεις κλειστής μορφής υποθέτοντας είτε DCO-OFDM, ACO-OFDM, U-OFDM ή διαμόρφωση πλάτους παλμών μέσω διακριτής πολυτονικής διαμόρφωσης, βλ. pulse amplitude modulated discrete multitone modulation - PAM/DMT, με QAM ή PAM σχήματα διαμόρφωσης. Σε αυτό το πλαίσιο, ο Nistazakis και οι συνεργάτες του, [Nistazakis et al. 2015a], μελέτησαν την επίδραση του μη γραμμικού ψαλιδισμού από ασθενή έως και ισχυρή τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή μοντελοποιημένη με τη Γ-Γ κατανομή, εξάγοντας μαθηματικές εκφράσεις για την εκτίμηση του μέσου SNR, του μέσου BER και την πιθανότητα διακοπής (outage probability-OP) σα συνάρτηση των φυσικών παραμέτρων της εξεταζόμενης OFDM FSO ζεύξης. Πρόσφατα, ο Nistazakis και οι συνεργάτες του, επίσης, [Nistazakis et al. 2014], επέκτειναν τη δουλειά των [Bekkali et al. 2010], για RoFSO ζεύξεις ικανές να καλύψουν μεγαλύτερες αποστάσεις διάδοσης καθώς και να λειτουργήσουν σε ακόμα πιο ισχυρές, κορεσμένες, συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, μοντελοποιημένες με τη ΝΕ κατανομή. Μάλιστα, ακόμα πιο πρόσφατα, οι ίδιοι συγγραφείς, [Nistazakis et al. 2016], επέκτειναν ακόμα περισσότερο τις [Bekkali et al. 2010; Nistazakis et al. 2015b] συνυπολογίζοντας την επίδραση των μηδενικής απόκλισης σφαλμάτων απόκλισης. Για αυτά τα συστήματα, δηλαδή για RoFSO L-QAM OFDM μεγάλης εμβέλειας, η παρούσα διατριβή εξετάζει για πρώτη φορά την επίδραση μη μηδενικής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης και μάλιστα με ασθενείς έως ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής μοντελοποιημένες με τη γενικευμένη *M*(alaga) κατανομή [Varotsos et al. 2017b]. Στην εργασία αυτή παρέχονται νέες μαθηματικές εξισώσεις για τον άμεσο υπολογισμό του μέσου BER και την πιθανότητα διακοπής για ολόκληρο το εξεταζόμενο σύστημα.

VI. Αρχιτεκτονικές FSO που βελτιώνουν την απόδοση και τη διαθεσιμότητα τους

i. Αναγεννητές σήματος

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, οι διακυμάνσεις της οπτικής ισχύος του σήματος που φθάνει στον δέκτη του FSO συστήματος, λόγω της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και λόγω των σφαλμάτων σκόπευσης γίνονται εντονότερες καθώς το μήκος της ασύρματης οπτικής ζεύξης αυξάνει. Από την άλλη πλευρά, για την ορθή λειτουργία μιας FSO ζεύξης πρέπει να υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη, με όσο το δυνατό ακριβέστερη ευθυγράμμιση των τερματικών τους. Συνήθως όμως, αυτό είναι αδύνατο αφού ενδέχεται να παρεμβάλλεται κατά μήκος της FSO ζεύξης κάποιο φυσικό εμπόδιο, π.χ. ένας λόφος, ή/και κάποιο τεχνητό, π.χ. ένα ψηλό κτίριο. Η παρουσία τέτοιων εμποδίων όχι απλά υποβαθμίζει την απόδοση της FSO ζεύξης αλλά διακόπτει τη μεταφορά των δεδομένων και σταματάει εντελώς τη λειτουργία της. Έτσι, εκτός της εκμετάλλευσης του φαινομένου της GVD και την εύρεση πιο αποδοτικών τρόπων διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης, απαιτείται η χρήση κάποιας άλλης μεθόδου, διάταξης ή αρχιτεκτονικής, μέσω της οποίας θα μπορεί να αυξηθεί η ωφέλιμη εμβέλεια της ζεύξης, αποφεύγοντας τα φυσικά ή τεχνητά εμπόδια που την καθιστούν είτε ως μη αποδοτική, είτε ακόμα και μη βιώσιμη εναλλακτική για τη μεταφορά των δεδομένων.

Μια πολλά υποσχόμενη απάντηση στα προβλήματα αυτά δίνει η τεχνική της χρήσης ενδιάμεσων πομποδεκτών/κόμβων (relays) μεταξύ του αρχικού πομπού, δηλ. της πηγής, και του τελικού δέκτη, δηλ. του προορισμού, [Karagiannidis et al. 2006]. Οι πομποδέκτες που παρεμβάλλονται μπορεί να είναι είτε αναγεννητές (Decode and Forward- DF) είτε απλοί ενισχυτές του σήματος (Amplify and Forward- AF) [Tsiftsis et al. 2006]. Στην περίπτωση του αναγεννητή, το σήμα αποκωδικοποιείται ώστε να αφαιρεθεί ο θόρυβος και στη συνέχεια κωδικοποιείται ξανά και αποστέλλεται είτε σε επόμενο/επόμενους κόμβους αναγεννητών είτε στον τελικό δέκτη. Η χρήση των αναγεννητών βέβαια, αυξάνει σημαντικά το κόστος εγκατάστασης και λειτουργίας της ζεύξης, ενώ παράλληλα εισάγει μια αναπόφευκτη, μικρή, χρονική καθυστέρηση στη διακίνηση της πληροφορίας, καθώς το σήμα πριν επανεκπεμφθεί υπόκειται σε επεξεργασία. Στην περίπτωση του

ενισχυτή, το σήμα πληροφορίας που φτάνει στην είσοδο του, ενισχύεται μαζί με τον θόρυβο που έχει προστεθεί και στη συνέχεια αποστέλλεται είτε σε επόμενο/επόμενους κόμβους ενισχυτών/ αναγεννητών, είτε στον τελικό δέκτη. Η χρήση του ενισχυτή έχει το μειονέκτημα της ενίσχυσης του θορύβου μαζί με το σήμα, όμως λόγω της μικρής του πολυπλοκότητας δεν εισάγει καθυστέρηση στο σύστημα, δεν απαιτεί μεγάλη ισχύ επεξεργασίας κι άρα έχει μικρότερο κόστος λειτουργίας από τα συστήματα που χρησιμοποιούν αναγεννητές.

Παρόλα αυτά με βάση τα παραπάνω γίνεται αντιληπτό πως η χρήση αναγεννητών οδηγεί σε υψηλότερης ποιότητας σήματα που φθάνουν στον τελικό δέκτη και άρα σε δυνατότητα κάλυψης μεγαλύτερης ωφέλιμης απόστασης διάδοσης, σε σχέση πάντα, με την αντίστοιχη περίπτωση της χρήσης ενισχυτών. Πράγματι, οι ενισχυτές λόγω της ενίσχυσης και του θορύβου δε μπορούν να αυξήσουν κατά πολύ την απόσταση διάδοσης, ενώ αντίθετα, οι αναγεννητές απαλλάσσοντας το επιθυμητό σήμα από το θόρυβο επιτυγχάνουν πολύ μεγαλύτερες συγκριτικά συνολικές αποστάσεις διάδοσης. Έτσι, στην παρούσα διατριβή το ερευνητικό μας ενδιαφέρον, εστιάζεται στη χρήση αναγεννητών, ως ενδιάμεσους κόμβους πομποδεκτών για συστήματα ασύρματων οπτικών επικοινωνιών [Varotsos et al. 2018a; Varotsos et al. 2017b; Varotsos et al. 2018b; Varotsos et al. 2016b].

Όσον αφορά στην αρχιτεκτονική των FSO συστημάτων που εμπεριέχουν ενδιάμεσους κόμβους πομποδεκτών, οι πιο διαδεδομένες τοπολογίες είναι η τεχνική σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων (multi-hop) και η τεχνική παράλληλης αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών διαδρομών, γνωστή στη διεθνή βιβλιογραφία και ως συνεταιριστική διαφορική λήψη (cooperative diversity). Βεβαίως, ανάλογα πάντα με εκάστοτε απαιτήσεις και προδιαγραφές, είναι δυνατόν να σχεδιαστούν και να υλοποιηθούν και υβριδικές τους διατάξεις (mixed), όπου για παράδειγμα η κάθε πολλαπλή διαδρομή (path) παράλληλης αναμετάδοσης, θα μπορεί να υποστηρίζει πολλαπλά άλματα (hops) ή/και πολλαπλές διαδρομές, μέχρι τον τελικό κόμβο προορισμού [Varotsos et al. 2018b].

Κατά τη σειριακή αναμετάδοση με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων (multi-hop) με αναγεννητές, ο αρχικός πομπός (πηγή) μεταδίδει το σήμα πληροφορίας στον αμέσως κοντινότερο σε απόσταση κόμβο αναγεννητή, ο οποίος αφού πρώτα ανιχνεύει το σήμα και το αποκωδικοποιεί, δηλαδή πρακτικά το απαλλάσσει από τον θόρυβο, στη συνέχεια το διαμορφώνει και το επαναμεταδίδει στον αμέσως κοντινότερο κόμβο, δηλαδή στον κοντινότερο αναγεννητή ή στον τελικό δέκτη. Για να πραγματοποιηθεί χωρίς απώλεια σήματος η συγκεκριμένη διαδικασία, θα πρέπει, ο λόγος σήματος προς θόρυβο που θα φθάνει στον κόμβο του αναγεννητή/δέκτη να ξεπερνά μια προκαθορισμένη τιμή, το λεγόμενο κατώφλι (threshold), που διασφαλίζει την ορθή και αξιόπιστη λειτουργία του FSO συστήματος. Σε περίπτωση, που το SNR που φθάσει σε κάποιο κόμβο είναι χαμηλότερο από το ελάχιστο απαιτούμενο, το άλμα δεν μπορεί να επιτευχθεί, και η λειτουργία της συνολικής ζεύξης διακόπτεται, [Varotsos et al. 2018a; Tsiftsis et al. 2006; Karagiannidis et al. 2006; Safari et al. 2007; Safari et al. 2008].

Επομένως, η τεχνική σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων, δηλ. multi-hop, μέσω της τοποθέτησης αναγεννητών εντός μιας οπτικής ζεύξης δημιουργεί ενδιάμεσες οπτικές ζεύξεις - άλματα - μικρότερου μήκους της συνολικής, όπου οι αυξανόμενες με την απόσταση διάδοσης διακυμάνσεις του οπτικού σήματος λόγω τυρβώδους ροής και σφαλμάτων σκόπευσης είναι σαφώς ασθενέστερες, λόγω των μικρότερων αποστάσεων που έχει να διανύσει εντός αυτών το σήμα. Έτσι αντιμετωπίζεται ευκολότερα το πρόβλημα των διακυμάνσεων αυτών, ενώ παράλληλα μπορεί να αυξηθεί και η συνολική εμβέλεια της αρχικής ζεύξης. Επίσης, σε περίπτωση που στην ευθεία οπτικής επαφής μεταξύ τερματικών πομπού και δέκτη υπάρχει κάποιο εμπόδιο που αποτρέπει την εγκατάσταση της άμεσης οπτικής ζεύξης, η τεχνική σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων μπορεί τελικά έμμεσα να πραγματοποιήσει τη ζεύξη, μέσω της τοποθέτησης πομποδεκτών σε κατάλληλα σημεία εκτός της ευθείας οπτικής επαφής αρχικού πομπού-τελικού δέκτη. Συνοψίζοντας λοιπόν, η σειριακή αναμετάδοση με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων είναι κατάλληλη για τη διεύρυνση της ωφέλιμης περιοχής κάλυψης μιας FSO ζεύξης ή για την περίπτωση πραγματοποίησής της με έμμεσο τρόπο, όταν η απευθείας επικοινωνία μεταξύ πομπού και δέκτη είναι μη εφικτή. Σχηματικά, σημαντικές τοπολογίες σειριακής αναμετάδοσης με πολλαπλά άλματα, απεικονίζονται στα Σχήματα 1.11 και 1.12.



Σχήμα 1.11: Χρήση της τεχνικής σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων για τη δημιουργία οπτικής ζεύζης μεγαλύτερου μήκους [Wang et al. 2014].



Σχήμα 1.12: Χρήση της τεχνικής σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων για την έμμεση οπτική επικοινωνία κόμβων μη άμεσης οπτικής επαφής [Nor et al. 2017a].

Στην τεχνική παράλληλης αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών διαδρομών με αναγεννητές, ο κόμβος του αρχικού πομπού εφοδιάζεται με ένα σύνθετο laser (multi-laser) που εκπέμπει ταυτόχρονα το ίδιο σήμα πληροφορίας σε μια ομάδα αναγεννητών. Στη συνέχεια, οι αναγεννητές κατά τα προαναφερθέντα αποκωδικοποιούν το σήμα που έλαβαν εξαλείφοντάς του τον ανεπιθύμητο θόρυβο και το επαναμεταδίδουν στον τελικό δέκτη. Διευκρινίζεται σε αυτό το σημείο ότι σε αντίθεση με ό, τι συμβαίνει στις RF μεταδόσεις, η απόσταση μόλις ελάχιστων εκατοστών μεταξύ των δεσμών laser στην πλευρά του σύνθετου πομπού, διασφαλίζει την ορθογωνιότητα των σημάτων που εκπέμπει, ώστε επηρεάζει το ένα το άλλο, στην πλευρά του δέκτη [Wilson et al. 2005b]. Επίσης, και στην περίπτωση παράλληλης αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών διαδρομών, για να επιτευχθεί η μετάδοση από κόμβο σε κόμβο θα πρέπει και πάλι, το SNR να ξεπερνά την προκαθορισμένη τιμή κατωφλίου του δέκτη. Για να λάβει όμως την πληροφορία ο τελικός δέκτης, δηλαδή ο προορισμός του σήματος, του αρκεί έστω και μία διαδρομή που θα ξεκινά από τον αρχικό πομπό και θα καταλήγει σε αυτόν να λειτουργήσει ορθά, δηλαδή, να μην υποστεί διακοπή (outage) ακόμα και όταν όλες οι υπόλοιπες διακοπούν. Το τελευταίο ενισχύει προφανώς την πιθανότητα ορθής μετάδοσης του σήματος πληροφορίας σε ένα FSO σύστημα πομποδεκτών παράλληλης αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών διαδρομών σε σχέση με ένα αντίστοιχο σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων, του οποίου η λειτουργία βασίζεται σε μία μόλις διαδρομή της οποίας μάλιστα, όλα τα άλματα πρέπει να λειτουργήσουν ορθά.

Η τεχνική σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων όμως, πλεονεκτεί στο ότι είναι λιγότερο πολύπλοκη και στο ότι επιτυγχάνει μεγαλύτερου συνολικού μήκους οπτικές ζεύξεις. Στο Σχήμα 1.13 παρουσιάζεται η τοπολογία της τεχνικής παράλληλης αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών διαδρομών.



Σχήμα 1.13: Χρήση της τεχνικής παράλληλης αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών-Ν πλήθους- διαδρομών [Wang et al. 2014].

Αντίστοιχα, στο Σχήμα 1.14, απεικονίζεται ένα υβριδικό σχήμα παράλληλης αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών διαδρομών και σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων.



Σχήμα 1.14: Χρήση υβριδικής τεχνικής παράλληλης αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών διαδρομών και σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων [Fu et al. 2016].

Αρχικά, η ιδέα για FSO μεταδόσεις με τη βοήθεια ενδιάμεσων πομποδεκτών προτάθηκε από τους Acampora και Krishnamurthy στην [Acampora et al. 1999]. Η δουλειά αυτή όμως εστίαζε στο επίπεδο δικτύου και όχι στο φυσικό επίπεδο που αφορά στην παρούσα διατριβή. Στη συνέχεια ο Akella και οι συνεργάτες του, [Akella et al. 2005], μελέτησαν μέσω του BER την απόδοση ενός FSO συστήματος σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων με αναγεννητές, αγνοώντας όμως τα φαινόμενα που προκαλούν διακυμάνσεις στο σήμα που λαμβάνει ο δέκτης και θεωρώντας μόνο τις απώλειες διαδρομής, δηλ. path-losses. Αργότερα, ο Karagiannidis με τους συνεργάτες του, [Karagiannidis et al. 2006; Tsiftsis et al. 2006], θεώρησαν FSO σύστημα σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων και με κανάλια ισχυρής ή κορεσμένης τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Στις δουλειές αυτές, εκτίμησαν την πιθανότητα διακοπής, δηλ. ουtage probability - OP, της ζεύξης στις συγκεκριμένες συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, ενώ απέδειξαν τη δυνατότητα αύξησης της ωφέλιμης εμβέλειάς της μέσω της χρήσης ενδιάμεσων πομποδεκτών. Τα αποτελέσματά τους φανέρωσαν τη χρησιμότητα της μετάδοσης με πομποδέκτες σαν μέθοδο επέκτασης της ωφέλιμης εμβέλειας μιας FSO ζεύξης, αλλά όχι και σαν μέθοδο περιορισμού των διακυμάνσεων που υφίσταται το λαμβανόμενο σήμα στην πλευρά του δέκτη.

Το τελευταίο το έδειξε ο Safari με τους συνεργάτες του, [Safari et al. 2007; Safari et al. 2008], τόσο για την τεχνική παράλληλης αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών διαδρομών όσο και για τεχνική σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων. Συγκεκριμένα χρησιμοποίησε κόμβους αναγεννητών ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη μιας τυπικής FSO ζεύξης και λόγω των μικρότερων οπτικών διαδρομών που σχηματίζουν οι πρώτοι, έδειξε ότι περιορίζεται σημαντικά η εξαρτώμενη από την απόσταση διάδοσης αρνητική επίδραση της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής στην αύξηση της πιθανότητας διακοπής της συνολικής ζεύξης. Επίσης ο ίδιος μαζί με τους Kashani και Uysal απέδειξαν αργότερα στην [Kashani et al. 2013] ότι σε μια διάταξη σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων με αναγεννητές η απόδοση της συνολικής FSO ζεύξης βελτιώνεται όταν οι συνδεδεμένοι σε σειρά αναγεννητές ισαπέχουν, δηλαδή όταν οι κόμβοι τους τοποθετηθούν σε ίσες αποστάσεις μεταξύ τους κατά μήκος της ζεύξης αρχικού πομπού-τελικού δέκτη. Στη συνέχεια εξετάστηκαν εκτενώς οι δύο αυτές τεχνικές πομποδεκτών ως προς το μέσο BER ή/ και την πιθανότητα διακοπής διάφορων τυπικών FSO ζεύξεων στις [Karimi et al. 2009; Datsikas et al. 2010; Karimi et al. 2011; Abou-Rjeily et al. 2011; Safari et al. 2012; Chatzidiamantis et al. 2013], ενώ αντίστοιχα αμιγώς οπτικά (all-optical) συστήματα μελετήθηκαν στις [Kashani et al. 2012; Bayaki et al. 2012]. Η πιθανότητα διακοπής για τεχνική παράλληλης αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών διαδρομών και μη μηδενικής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης εξετάστηκε για πρώτη φορά από τον Feng και τους συνεργάτες του στην [Feng et al. 2011] χρησιμοποιώντας το ΟΟΚ σχήμα διαμόρφωσης.

Αργότερα, η δουλειά αυτή επεκτάθηκε για SIM BPSK διαμόρφωση από τους Prabu και Kumar στην [Prabu et al. 2014b] και από τον Wang και τους συνεργάτες του στην [Wang et al. 2016a] για υβριδικά σχήματα πομποδεκτών με γενικευμένα M(alaga) τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής κανάλια και διάφορες καιρικές συνθήκες. Παράλληλα, ο Peppas και οι συνεργάτες του, [Peppas et al. 2013] εξέτασαν τη μέση χωρητικότητα καναλιού μιας διπλού άλματος FSO ζεύξης παρουσία εξασθένησης, Γ-Γ μοντελοποιημένης τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και μη μηδενικής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης, ενώ ο Sheng και οι συνεργάτες του στην [Sheng et al. 2013] εξέτασαν το μέσο BER σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων για ασθενή τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή, μοντελοποιημένη με την LN κατανομή, παρουσία εξασθένησης και μη μηδενικής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης, επίσης. Λίγο αργότερα, ο Nistazakis και οι συνεργάτες του στην [Nistazakis et al. 2014], βασιζόμενοι στην [Bekkali et al. 2010], επέκτειναν τη μελέτη του μέσου BER της σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων για τυπικό RoFSO QAM ή PSK OFDM σύστημα, υπό ασθενείς έως και κορεσμένες συνθήκες τυρβώδους ροής μέσω των Γ-Γ και ΝΕ κατανομών και παρουσίας μη μηδενικής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης. Ταυτόχρονα, ο Wang και οι συνεργάτες του στην [Wang et al. 2014], μελέτησαν για πρώτη φορά μέσω της πιθανότητας διακοπής την απόδοση σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων και παράλληλης αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών διαδρομών, θεωρώντας γενικευμένα M(alaga) τυρβώδη κανάλια και σταθερής μη μηδενικής απόκλισης σφάλματα σκόπευσης. Πιο πρόσφατα, η ωφέλιμη χρήση της σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων αποδείχθηκε και πειραματικά από τον Nor και τους συνεργάτες του στις [Nor et al. 2017b; Nor et al. 2017a] τόσο για συμβατικά, όσο και για αμιγώς οπτικά FSO συστήματα αντίστοιχα.

Στη μελέτη των FSO συστημάτων που χρησιμοποιούν κόμβους αναγεννητών, συνεισφέρει σημαντικά και η παρούσα διατριβή, τόσο στην κατεύθυνση της αύξησης του ωφέλιμου μήκους της ζεύξης των συστημάτων των FSO, όσο και στην κατεύθυνση της βελτίωσης των επιδόσεων τους περιορίζοντας την επίδραση των διακυμάνσεων του σήματος κατά τη λήψη. Για πρώτη φορά μελετήθηκε η επίδραση της GVD σε FSO ζεύξη με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων με αναγεννητές, υπό συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής [Varotsos et al. 2015]. Πραγματοποιήθηκε επίσης, συνδυαστική μελέτη των φαινομένων της GVD, της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και των μηδενικής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης για FSO συστήματα σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων με αναγεννητές [Varotsos et al. 2017d]. Επιπρόσθετα, η μελέτη μιας τέτοιας σειριακής διάταξη αναγεννητών πραγματοποιείται για πρώτη φορά και για RoFSO *L*-QAM OFDM συστήματα παρουσία ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και μη μηδενικής σταθερής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης [Varotsos et al. 2017b]. Τέλος, στην παρούσα διατριβή μελετάται για πρώτη φορά υβριδικό OOK FSO σχήμα τεχνικών παράλληλης αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών διαδρομών και σειριακής σταθεράς ατώρος ατμοσφαιρικής σταθερής απόκλισης σταθερής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης [Varotsos et al. 2018b]. Σε μια τέτοια τοπολογία η για πρώτη φορά χρήση μοντέλου μη μηδενικής σταθερής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης εκτός από πιο ρεαλιστική κρίνεται και απαραίτητη αφού υπάρχουν κόμβοι αναγεννητών που δέχονται για παράδειγμα ταυτόχρονα το ίδιο σήμα από τον αρχικό πομπό και συνεπώς δεν είναι δυνατόν λόγω της διαφορετικής τους θέσης να ευθυγραμμιστούν με τον αρχικό πομπό με την ίδια ακρίβεια ως προς τη μη μηδενικής σταθερής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης συνιστώσα.

ii. Αρχιτεκτονικές συστημάτων FSO με διαφορική λήψη

Όσο αφορά στη δυνατότητα αύξησης της απόδοσης ενός FSO συστήματος ως προς την αξιοπιστία στη λειτουργία του και τη διαθεσιμότητά του για συγκεκριμένο μήκος ζεύξης, ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει η δυνατότητα χρήσης της τεχνικής της διαφορικής λήψης (receivers' diversity), [Navidpour et al. 2007; Tsiftsis et al. 2009; Rachmani et al. 2010; Wang et al. 2009]. Βασικά, η χρήση της διαφορικής λήψης αναφέρεται στη θεώρηση πολλαπλών πιστών αντιγράφων του ίδιου διαδιδόμενου σήματος πληροφορίας, ως μια προσπάθεια να ξεπεραστεί μια συγκεκριμένη, δυσμενής κατάσταση του μέσου διάδοσης που αποτρέπει την αποδοτική μετάδοση της πληροφορίας. Συνήθως, η διαφορική λήψη πραγματοποιείται είτε στο χώρο, είτε στον χρόνο είτε στο μήκος κύματος [Navidpour et al. 2007; Tsiftsis et al. 2009; Nistazakis et al. 2012a; Nistazakis 2013; Prabu et al. 2015]. Οι τεχνικές αυτές είναι πολύ γνωστές στα ασύρματα συστήματα RF, αλλά εφαρμόζονται και στα FSO συστήματα, όπου δεν έχουν μελετηθεί ακόμα διεξοδικά.

Πιο συγκεκριμένα, κατά τη διαφορική λήψη στο χώρο (spatial receivers' diversity) το σήμα μεταδίδεται στους δέκτες ταυτόχρονα μέσω πολλαπλών, διαφορετικών διαδρομών στο χώρο. Στην περίπτωση μάλιστα των FSO συστημάτων, η απόσταση μεταξύ των δεκτών αρκεί να είναι της τάξης μόλις μερικών εκατοστών, ώστε οι διαλείψεις του σήματος λήψης στην πλευρά του εκάστοτε δέκτη

να θεωρούνται ανεξάρτητες από τις αντίστοιχες διαλείψεις των γειτονικών σημάτων λήψης στην πλευρά των γειτονικών δεκτών [Navidpour et al. 2007; Tsiftsis et al. 2009; Rachmani et al. 2010; Wang et al. 2009]. Μέσω της διαφορικής λήψης χώρου λοιπόν, αυξάνουμε τις ζεύξεις που μεταδίδουν την ίδια πληροφορία και περιμένουμε τουλάχιστον μία από όλες αυτές να λειτουργήσει ορθά, ώστε να μεταδοθεί η πληροφορία μας. Με αυτόν τον τρόπο αυξάνουμε την πιθανότητα μετάδοσης της πληροφορίας και άρα την απόδοση του συστήματος. Ισοδύναμα, το σύστημα αυτό μπορεί να θεωρηθεί ως ένα σύστημα μονής εισόδου με πολλαπλές εξόδους (Single Input Multiple Output- SIMO), όπου από τον πομπό ξεκινούν πολλαπλές δέσμες, όπου η καθεμία μεταδίδει την ίδια πληροφορία και καταλήγει σε διαφορετικό δέκτη [Shin et al. 2002; Navidpour et al. 2007; Tsiftsis et al. 2009; Rachmani et al. 2010; Wang et al. 2009]. Εναλλακτικά, θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν είτε πολλοί πομποί και ένας δέκτης (Multiple Input Single Output- MISO), είτε πολλοί πομποί και πολλοί δέκτες (Multiple Input Multiple Output- MIMO). Σε αντιστοιχία με τα προηγούμενα, μια απλή ζεύξη ενός πομπού και ενός δέκτη χαρακτηρίζεται ως μονής εισόδου με μονή έξοδο (Single Input Single Output- SISO) και δε χρησιμοποιεί προφανώς διαφορική λήψη στο χώρο. Στο Σχήμα 1.15, απεικονίζεται η γενικευμένη περίπτωση, διαφορικής εκπομπής και λήψης στο χώρο ενώ στο Σγήμα 1.16 φαίνονται οι περιπτώσεις SISO, SIMO, MISO και ΜΙΜΟ τηλεπικοινωνιακών διατάξεων.



Σχήμα 1.15: Γενικευμένο σχήμα διαφορικής λήψης στο χώρο [Shin et al. 2002].



Σχήμα 1.16: Απεικόνιση απλής SISO ζεύξης και SIMO, MISO, MIMO συστημάτων [Ghassemlooy et al. 2012a, p.399].

Η χρήση της διαφορικής λήψης χώρου στα FSO συστήματα προτάθηκε για πρώτη φορά από τον Ibrahim και τους συνεργάτες του στην [Ibrahim et al. 1996]. Από τότε, η μέθοδος αυτή έχει μελετηθεί ευρύτατα με απώτερο στόχο τη βελτίωση της αξιοπιστίας και της διαθεσιμότητας των FSO ζεύξεων. Ενδεικτικά, οι Shin και Chan εξέτασαν, [Shin et al. 2002] την αύξηση του κέρδους ισχύος του λαμβανόμενου σήματος που προσδίδει η χρήση της διαφορικής λήψης χώρου σε ΟΟΚ FSO σύστημα το οποίο βρίσκεται σε περιβάλλον ασθενούς τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Αργότερα, ο Wilson και οι συνεργάτες του [Wilson et al. 2005a; Wilson et al. 2005b], έδειξαν ότι χρήση της μεθόδου αυτής οδηγεί σε σημαντική μείωση σφαλμάτων μετάδοσης δηλ. BEP, SEP, και πιθανότητας διακοπής για L-PPM FSO συστήματα. Στη συνέχεια, ο Navidpour και οι συνεργάτες του, [Navidpour et al. 2007], για επίσης ασθενή τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή, υπολόγισαν το BER για OOK FSO σύστημα που χρησιμοποιεί διαφορική λήψη χώρου και κατέδειξαν τις μειώσεις του BER που επιτυγχάνει η χρήση της τελευταίας. Η δουλειά αυτή επεκτάθηκε αργότερα από τον Tsiftsi και τους συνεργάτες του, [Tsiftsis et al. 2009], όπου για ισχυρή τυρβώδη ροή, παρουσιάστηκαν σημαντικές μειώσεις στο ABER σε τυπικά OOK FSO συστήματα, λόγω της χρήσης της διαφορικής λήψης χώρου. Σε παρόμοιες διαπιστώσεις έφτασε στη συνέχεια και ο Popoola με τους συνεργάτες του, [Popoola et al. 2008a; Popoola et al. 2008b] μελετώντας SIM BPSK FSO σύστημα με διαφορική λήψη χώρου σε ασθενή ή κορεσμένη τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή, ενώ στην [Wang et al. 2009] μελετήθηκε το το ABER για FSO σύστημα με διαφορική λήψη χώρου που χρησιμοποιεί OOK, διαφορικό PSK (differential PSK- DPSK) ή διαφορικό τετραδικό PSK (differential quadrature

PSK- DQPSK) σχήμα διαμόρφωσης ενώ στην [Stassinakis et al. 2012] μελετήθηκε και η πιθανότητα διακοπής για OOK FSO συστήματα.

Η αντίστοιχη ελάττωση της συνδυαστικής επίδρασης της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής με τα μηδενικής απόκλισης σφάλματα σκόπευσης που επιτυγχάνεται λόγω της χρήσης της τεχνικής της διαφορικής λήψης χώρου καταδείχθηκε αντίστοιχα ενδεικτικά στις [Farid et al. 2010; Garcia-Zambrana et al. 2011; Garcia-Zambrana et al. 2012a; Prabu et al. 2015; Popoola et al. 2008a] για διαφορετικής ισχύος τυρβώδη ροή. Η ακριβέστερη, όμως, μελέτη του φαινομένου των σφαλμάτων σκόπευσης σε FSO συστήματα διαφορικής λήψης χώρου, απαιτεί την περιγραφή τους μέσω κάποιου γενικευμένου μοντέλου μη μηδενικής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης, δεδομένου ότι, δεν είναι δυνατό, όλοι οι δέκτες, λόγω της διαφορετικής τους θέσης και άρα της μεταξύ τους απόστασης, να ευθυγραμμιστούν με την ίδια ακρίβεια με τον ίδιο πομπό. Έτσι, η συνδυαστική μελέτη του φαινομένου της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής με αυτό των μη μηδενικής σταθερής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης για FSO συστήματα που χρησιμοποιούν διαφορική λήψη στο χώρο έχει αρχίσει να μελετάται πρόσφατα, [Al-Quwaiee et al. 2016] τον Boluda-Ruiz και τους συνεργάτες του στην [Boluda-Ruiz et al. 2016b].

Ακόμα πιο πρόσφατα και εντός των πλαισίων της παρούσας διατριβής, ο Varotsos και οι συνεργάτες, [Varotsos et al. 2017a], μελέτησαν για πρώτη φορά συνδυαστικά το φαινόμενο της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, μοντελοποιημένο με το γενικευμένο *M*(alaga) μοντέλο, με αυτό των μη μηδενικής σταθερής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης για ένα τέτοιο SIMO FSO σύστημα που χρησιμοποιεί διαφορική λήψη στο χώρο και είτε OOK, είτε *L*-PPM σχήμα διαμόρφωσης. Επίσης, στην [Varotsos et al. 2018c], μελετάται ένα SIMO SIM *L*-PSK FSO το οποίο μέσω της τεχνικής της διαφορικής λήψης χώρου αντιμετωπίζει συνδυαστικά τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή, μη μηδενικής σταθερής απόκλισης σφάλματα σκόπευσης και θόρυβο φάσης

Στη διαφορική λήψη στον χρόνο (time diversity), το ίδιο τμήμα του σήματος πληροφορίας μεταδίδεται πολλαπλές φορές στον δέκτη σε διαφορετικές χρονικές στιγμές, [Xu et al. 2009; Nistazakis et al. 2012a; Nistazakis 2013]. Αν και το σήμα ακολουθεί ακριβώς την ίδια διαδρομή, επειδή η μετάδοση γίνεται σε διαφορετικές χρονικές στιγμές, λόγω των γρήγορων μεταβολών των χαρακτηριστικών του καναλιού η κάθε μετάδοση αντιμετωπίζει διαφορετικές συνθήκες. Έτσι δημιουργούνται διαφορετικές μεταξύ τους ζεύξεις που μεταφέρουν όλες τα ίδια αντίγραφα πληροφορίας. Έτσι, ένα τέτοιο σύστημα διαφορικής λήψης χρόνου μπορεί να προσομοιωθεί με ένα σύστημα με ένα πομπό και πολλούς δέκτες (SIMO). Στην πραγματικότητα βέβαια το σύστημα

επιτυγχάνει τη μέθοδο της διαφορικής λήψης χρησιμοποιώντας μόνο έναν πομπό και έναν δέκτη και άρα το κόστος εγκατάστασης και λειτουργίας του είναι πολύ μικρότερο σε σύγκριση με άλλες περιπτώσεις διαφορικής λήψης, [Nistazakis et al. 2012a; Varotsos et al. 2016a].

Έτσι, η διαφορική λήψη στον χρόνο στα FSO συστηματα έχει επίσης απασχολήσει ερευνητικά τη διεθνή κοινότητα. Στην [Xu et al. 2009], μελέτηθηκε η μείωση του μέσου BER και η αύξηση της αξιοπιστίας μιας OOK FSO ζεύξης που χρησιμοποιεί διαφορική λήψη στο χρόνο και διαφορετικές μεθόδους κωδικοποίησης της πληροφορίας σε ευρεία περιοχή συνθηκών τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Στη συνέχεια στις [Nistazakis et al. 2012a; Nistazakis 2013; Garcia-Zambrana et al. 2014], εκτιμήθηκε το μέσο BER και ο μέγιστος δυνατό αξιοποιήσιμο ρυθμό δυαδικών ψηφίων (maximum effective bit rate) καθώς η πιθανότητα διακοπής μιας FSO ζεύξης που χρησιμοποιεί διαφορική λήψη στο χρόνο υπό ασθενείς έως και κορεσμένες συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και σε περιπτώσεις με σφάλματα σκόπευσης. Η έρευνα στην περιοχή αυτή επεκτείνεται και στα πλαίσια της παρούσας διατριβής αφού στην [Varotsos et al. 2016a] μελετήθηκε η συνδυαστική συμβολή της FSO διαφορικής λήψης στο χρόνο και της GVD στη μείωση της συνδυαστικής επίδρασης της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και των μηδενικής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης. Πιο συγκεκριμένα στην εργασία αυτή, η τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή μοντελοποιήθηκε με τη Gamma κατανομή για ασθενείς συνθήκες και με τη Γ-Γ κατανομή για ασθενείς έως και ισχυρές συνθήκες και εξετάστηκε η διαθεσιμότητα της ζεύξης με ή χωρίς διαφορική λήψη στον χρόνο μέσω της πιθανότητας διαλείψεων (Probability of Fade). Επίσης, στα πλαίσια της διαφορικής λήψης μελετήθηκε, [Varotsos et al. 2016b], η πιθανότητα διαλείψεων σε FSO σύστημα διαφορικής λήψης χρόνου με συνθήκες M(alaga) τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, παρουσία GVD και μη μηδενικής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης.

Κατά τη διαφορική λήψη στο μήκος κύματος (wavelength receivers' diversity) το ίδιο τμήμα του σήματος μεταδίδεται στους δέκτες, ταυτόχρονα, σε διαφορετικά μήκη κύματος, [Purvinskis et al. 2003; Wainright et al. 2005; Rachmani et al. 2010; Nistazakis et al. 2012a]. Και το σύστημα αυτό μπορεί να προσομοιωθεί και να αναλυθεί ως ένα σύστημα SIMO με τόσους διαφορετικούς δέκτες, όσα και τα διαφορετικά μήκη κύματος.

VII. Κίνητρα-Στόχοι διατριβής

Μέχρι εδώ, αναδείξαμε την επικρατούσα τάση που υπάρχει τα τελευταία χρόνια στον διεθνή ερευνητικό και επιστημονικό κόσμο των τηλεπικοινωνιών, για τη χρήση και του οπτικού φάσματος για τηλεπικοινωνίες. Συγκεκριμένα, εστιάσαμε στην ανάπτυξη των επίγειων ασύρματων οπτικών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, τα οποία παρόλο που αποτελούν μια πολλά υποσχόμενη λύση για την αποδοτική σχεδίαση των ασύρματων δικτύων της νέας γενιάς, η λειτουργία τους εντούτοις επιστημονικού ενδιαφέροντός που παρουσιάζουν, ανατρέχοντας χρονολογικά από την αρχή της μελέτης τους στη διεθνή βιβλιογραφία έως και σήμερα, αναλύσαμε το πόσα και ποιά από τα φαινόμενα που επηρεάζουν τη λειτουργία των εν λόγω συστημάτων έχουν εξεταστεί έως τώρα καθώς και ποιες μέθοδοι, τρόποι και αρχιτεκτονικές έχουν προταθεί και εφαρμοσθεί διεθνώς για την αντιμετώπισή τους.

Αξιολογώντας όλα αυτά τα στοιχεία, διαπιστώσαμε ότι ενώ έχουν γίνει τεράστια βήματα προόδου στον χώρο των FSO τηλεπικοινωνιών τόσο στο πεδίο της έρευνας όσο και των εφαρμογών, υπάρχει πολύς δρόμος ακόμα για την περαιτέρω μελέτη και βελτίωση τους. Πιο συγκεκριμένα, ενώ έχουν εξεταστεί πολλά από τα φαινόμενα που επηρεάζουν ισχυρά την απόδοση των FSO συστημάτων, η ακριβής μελέτη και η εκτίμηση της συνδυαστικής επίδρασής τους, που θα ενίσχυε την ορθότερη σχεδίασή των FSO συστημάτων, λείπει σε μεγάλο βαθμό από τη διεθνή βιβλιογραφία. Επιπρόσθετα, πολλά από τα φαινόμενα αυτά έχουν μελετηθεί είτε επίδερμικά, είτε μονοδιάστατα, είτε και καθόλου στο χώρο των FSO συστημάτων. Επίσης, παρότι έχουν προταθεί, μελετηθεί και σχεδιαστεί αρκετές διατάξεις και μέθοδοι για τη βελτίωση της απόδοσης τους, η ραγδαία απαίτηση για ολοένα πιο ταχύρυθμες, αξιόπιστες και μεγαλύτερης εμβέλειας ασύρματες τηλεπικοινωνιακές ζεύξεις, οδηγεί στην έρευνα και την αναζήτηση νέων τεχνικών, διατάξεων και αρχιτεκτονικών που θα απαντούν στα παραπάνω ζητήματα.

Κάπως έτσι, στο σημείο αυτό, τα κίνητρα της παρούσας διατριβής αποσαφηνίζονται: είναι δηλαδή, η μελέτη φαινομένων που οι επιδράσεις τους δεν έχουν μελετηθεί για την FSO διάδοση, η όσο τον δυνατόν πιο συνδυαστική μελέτη και προσομοίωση όλων των φαινομένων που την επηρεάζουν, η αναζήτηση νέων αποτελεσματικότερων μεθόδων, τεχνικών, διατάξεων και αρχιτεκτονικών που θα διασφαλίζουν τη βελτίωση την απόδοσης των FSO ζεύξεων σε όλα τα κρίσιμα χαρακτηριστικά της.

Επομένως, οι κύριοι στόχοι της παρούσας διατριβής συνοψίζονται ως εξής:

• Μελέτη επίδρασης του φαινομένου της GVD στα σύγχρονα συστήματα επίγειων οπτικών τηλεπικοινωνιών και των εφαρμογών τους.

Στόχος βέβαια, δεν είναι μόνο να μελετηθεί ξεχωριστά η GVD, αλλά από κοινού με τα υπόλοιπα σημαντικά φαινόμενα, όπως η τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή και τα σφάλματα σκόπευσης, των οποίων οι επιδράσεις συνυπάρχουν κατά την FSO διάδοση.

• Η ανάπτυξη αποδοτικότερων FSO ζεύξεων και συστημάτων ως προς την αξιοπιστία και τη διαθεσιμότητα, χρησιμοποιώντας διάφορα σχήματα διαμόρφωσης.

 Η μεμονωμένη μελέτη του φαινομένου του θορύβου φάσης καθώς και σε συνδυασμό με τα φαινόμενα της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και των μηδενικής ή/και μη μηδενικής σταθερής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης στην απόδοση των SIM *L*-PSK FSO συστημάτων που μπορούν να υποστηρίζουν διαφορετικές τεχνικές και αρχιτεκτονικές.

Η χρήση και μελέτη της μεθόδου της διαφορικής λήψης στα FSO συστήματα, υπό τη συνδυαστική παρουσία των υπολοίπων παραγόντων και φαινομένων που επηρεάζουν την απόδοση των FSO.

 Η μελέτη διαφορετικών αρχιτεκτονικών και διατάξεων FSO συστημάτων που χρησιμοποιούν ενδιάμεσους κόμβους αναγεννητών με στόχο τον περιορισμό της από κοινού επίδρασης των καταστροφικών για τη ζεύξη παραγόντων.

Η επιβεβαίωση μέρους των θεωρητικών αποτελεσμάτων μέσω πειραματικής οπτικής ζεύξης.

 Η εξαγωγή μαθηματικών τύπων μέσω των οποίων μπορεί εύκολα να υπολογιστεί η απόδοση των FSO συστημάτων ανάλογα με τις επικρατούσες ατμοσφαιρικές συνθήκες και τα χαρακτηριστικά της εκάστοτε διάταξης της ζεύξης.

67

VIII. Βήματα-μέθοδοι για την επίτευξη των στόχων

Οπως έγινε φανερό, αρχικός στόχος της παρούσας διατριβής είναι ο εντοπισμός και η μελέτη των φαινομένων που επηρεάζουν τη διάδοση του οπτικού σήματος, διάμεσου της ατμόσφαιρας για τη λειτουργία συστημάτων ασύρματων οπτικών τηλεπικοινωνιών. Στη συνέχεια, γνωρίζοντας τα φαινόμενα και μελετώντας τα συνδυαστικά, εξάγονται αναλυτικές εξισώσεις για τον υπολογισμό της απόδοσης. Επομένως, χρησιμοποιώντας τις αναλυτικές εκφράσεις μπορεί να υπολογισμό της απόδοσης αυστημάτων ασύρματων συστήματος. Η εγκυρότητα των εξαγόμενων αναλυτικών εκφράσεων επιβεβαιώνεται από τα αριθμητικά αποτελέσματα μέσω κατάλληλων προσομοιώσεων. Μάλιστα, για να φανεί η ακρίβεια των εκφράσεων αυτών ακόμα περισσότερο και σε πρακτικό επίπεδο εφαρμογών, εκτελούνται προσομοιώσεις και για πραγματικές FSO ζεύξεις, όπως αυτή που είναι εγκατεστημένη στο πανεπιστήμιο της Waseda, στην Ιαπωνία, χρησιμοποιώντας βέβαια τα αντίστοιχα πειραματικά δεδομένα και τις μετρήσεις, όπως παρουσιάζονται από τον Jurado-Navas και τους συνεργάτες του στην [Jurado-Navas et al. 2012]. Στο ίδιο πλαίσιο και πιο συγκεκριμένα για τη μελέτη της ασθενούς τυρβώδους ροής εξετάζεται και μια εντός Ελλάδος πραγματική FSO ζεύξη όπου χρησιμοποιούνται τα πειραματικά δεδομένα και οι μετρήσεις της ερευνητικής ομάδας του ΕΚΠΑ [Bourazani et al. 2018].

Για να είναι εφικτό λοιπόν να υπολογιστεί η επίδραση του κάθε παράγοντα στην απόδοση του συνολικού συστήματος θα πρέπει να εντοπιστούν οι παράγοντες αυτοί και να επιλεχθεί ο τρόπος με τον οποίο θα ποσοτικοποιηθεί η συνεισφορά του στην απόδοση του συστήματος. Όταν επιλεγεί το κατάλληλο μοντέλο, χρησιμοποιείται για την εξαγωγή της αναλυτικής μορφής της αντίστοιχης μετρικής για τον υπολογισμό της απόδοσης. Ακολούθως, μέσω της εξίσωσης που θα έχει εξαχθεί, θα προκύψουν τα αντίστοιχα αριθμητικά αποτελέσματα τα οποία αξιολογούνται μέσω των σχετικών προσομοιώσεων.

Όσον αφορά στην εξασθένηση του σήματος, λόγω απορρόφησης, εντοπίζονται τα συγκεκριμένα μήκη κύματος, για τα οποία παρατηρείται ελαχιστοποίηση του φαινομένου και στα οποία θα λειτουργεί και το FSO σύστημα. Για να μελέτη των διαλείψεων λόγω σπινθηρισμού (scintillation), φαινομένου που απορρέει από την τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή, θα πρέπει αρχικά να συγκριθεί ο χρόνος μεταβολής της κατάστασης του καναλιού λόγω τυρβώδους ροής με τη διάρκειας μιας χρονοθυρίδας πληροφορίας ώστε να προκύψει το αν πρόκειται για κανάλι που ακολουθεί στατιστική αργών ή γρήγορων μεταβολών. Στη συνέχεια, οι συνεχείς ταχείες διακυμάνσεις της ισχύος οπτικής ακτινοβολίας στον δέκτη, λόγω του φαινομένου της τυρβώδους ροής, θεωρούνται ως στοχαστική διαδικασία και η μελέτη τους πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας στατιστικά μοντέλα.

Η επιλογή του κατάλληλου μοντέλου καθορίζεται κυρίως από την ισχύ του φαινομένου της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής κατά μήκος του καναλιού.

Με αντίστοιχο τρόπο μελετώνται οι γρήγορες μεταβολές της έντασης του σήματος στον δέκτη λόγω σφαλμάτων σκόπευσης. Έτσι, επιλέγεται το κατάλληλο στατιστικό μοντέλο, το οποίο ενσωματώνεται στη συνολική εξίσωση μέσω της οποίας υπολογίζεται η απόδοση του τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Όταν λαμβάνεται υπόψη και το φαινόμενο του θορύβου φάσης, η επίδραση του συνυπολογίζεται στην εξαγωγή της τελικής εξίσωσης υπολογισμού της απόδοσης του FSO συστήματος. Αντίστοιχα, σε περιπτώσεις κατά τις οποίες τα χαρακτηριστικά της εξεταζόμενης FSO ζεύξης είναι τέτοια που το φαινόμενο της GVD παύει να είναι αμελητέο, συνυπολογίζεται η χρονική παραμόρφωση του παλμού-κυματοπακέτου, στην εξαγωγή του μαθηματικού τύπου υπολογισμού της απόδοσης.

Ακολουθώντας τα παραπάνω βήματα, είναι εφικτό να εντοπιστούν οι αδυναμίες των FSO συστημάτων ώστε να χρησιμοποιηθούν οι κατάλληλες μέθοδοι με στόχο την (ουσιαστική) εξάλειψή τους. Βάσει όσων προαναφέρθηκαν, στην περίπτωση που για παράδειγμα το πρόβλημα που παρουσιάζεται αφορά στο συνολικό μήκος της ζεύξης, χρησιμοποιούνται ενδιάμεσοι, σειριακά συνδεμένοι, κόμβοι οι οποίοι αναγεννούν το διαδιδόμενο σήμα. Από την άλλη πλευρά, στην περίπτωση που το πρόβλημα που αντιμετωπίζει η FSO ζεύξη δεν είναι το μήκος της αλλά η ποιότητα του σήματος που λαμβάνει ο δεκτής ή η αξιοπιστία της, μπορεί να χρησιμοποιηθεί είτε κάποιος ενδιάμεσος κόμβος όπως αναφέρθηκε παραπάνω είτε κάποια μέθοδος διαφορικής λήψης. Η επιλογή της μεθόδου εξαρτάται από τις κλιματολογικές συνθήκες στην περιοχή εγκατάστασης του τηλεπικοινωνιακού συστήματος, από τις δυνατότητες των πομποδεκτών αλλά και από το κόστος της ζεύξης και την απαιτούμενης ρυθμοαπόδοσης του συστήματος. Εναλλακτικά, σε περιπτώσεις που θέλουμε να συγκεράσουμε μεγαλύτερο μήκος ωφέλιμης FSO ζεύξης με υψηλότερη ποιότητα σήματος δέκτη χρησιμοποιούμε υβριδικά σχήματα παράλληλης και σειριακής συνδεσμολογίας ενδιάμεσων κόμβων.

ΙΧ. Οργάνωση της διατριβής

Η διατριβή αυτή αποτελείται από δεκαπέντε (15) συνολικά κεφάλαια. Αμέσως παρακάτω παρουσιάζονται συνοπτικά τα θέματα που επεξεργάζεται το κάθε ένα από αυτά που υπολείπεται.

Στο δεύτερο κεφάλαιο περιγράφονται τα κυριότερα δομικά στοιχεία των επίγειων ασύρματων οπτικών ζεύξεων. Δίνεται το μπλοκ διάγραμμα μιας τυπικής FSO ζεύξης και περιγράφονται συνοπτικά τα βασικά της μέρη, δηλαδή, ο πομπός, ο δέκτης και το κανάλι, το οποίο θα μελετηθεί αναλυτικότερα στα επόμενα κεφάλαια. Στο κεφάλαιο αυτό επίσης αναλύονται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά των FSO ζεύξεων καθώς και οι κυριότερες εφαρμογές και χρήσεις τους στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Τέλος, αναφέρονται οι κυριότεροι περιορισμοί στη σχεδίαση και ανάπτυξη των συστημάτων αυτών, οι οποίοι θα αναλυθούν και θα μελετηθούν συνδυαστικά στη συνέχεια.

Στο τρίτο κεφάλαιο περιγράφονται αναλυτικά τα φαινόμενα που επηρεάζουν κυρίως το κανάλι ενός FSO συστήματος και την απόδοσή του. Αρχικά, αναλύεται το ντετερμινιστικό φαινόμενο της εξασθένησης, καθώς και τα μαθηματικά μοντέλα τα οποία το περιγράφουν. Στη συνέχεια περιγράφεται το φαινόμενο της GVD λόγω του ατμοσφαιρικού μέσου διάδοσης και αναλύεται η επίδραση της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, καθώς και τα κυριότερα μαθηματικά μοντέλα που χρησιμοποιούνται, τόσο στη διεθνή βιβλιογραφία, όσο και στην παρούσα διατριβή, για την προσομοίωσή του. Ακολουθεί η αναλυτική και μαθηματική περιγραφή του φαινομένου των σφαλμάτων σκόπευσης με ή χωρίς μηδενική σταθερή μετατόπιση.

Στο τέταρτο κεφάλαιο περιγράφονται μέθοδοι διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται συνήθως στα FSO συστήματα. Αναλυτικότερα, περιγράφεται ο τρόπος λειτουργίας τους, οι επιδόσεις τους, τα συγκριτικά τους πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα, ενώ γίνεται σαφές ότι η επιλογή του σχήματος διαμόρφωσης, αποτελεί καθοριστικό παράγοντα για την απόδοση των FSO συστημάτων.

Το πέμπτο κεφάλαιο αναφέρεται αναλυτικά στο φαινόμενο της GVD λόγω του ατμοσφαιρικού καναλιού. Αρχικά εξηγούνται η προέλευση καθώς και οι συνέπειες του φαινομένου αυτού. Στη συνέχεια περιγράφεται μαθηματικά και καταδεικνύονται οι προϋποθέσεις και οι συνθήκες λειτουργίας της FSO ζεύξης ώστε το φαινόμενο αυτό, όχι μόνο να πάψει να είναι αμελητέο, αλλά να δράσει και εποικοδομητικά στην απόδοσή της. Έτσι, για μια τυπική FSO ζεύξη, η GVD μελετάται συνδυαστικά με την τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή, με κύριο στόχο, κάτω από τις κατάλληλες προϋποθέσεις, να μετριάσει την επίδραση των ανεπιθύμητων διακυμάνσεων του οπτικού σήματος στην πλευρά του δέκτη που προκαλεί το φαινόμενο της τυρβώδους ροής. Το έκτο κεφάλαιο, αποτελεί συνέχεια και επέκταση του προηγούμενου, καθώς εξετάζει τη GVD σε τυρβώδες οπτικό κανάλι, συνυπολογίζοντας όμως και το φαινόμενο των σφαλμάτων σκόπευσης. Επίσης, εκτός της SISO FSO ζεύξης, η μελέτη επεκτείνεται και σε SIMO FSO συστήματα διαφορικής λήψης. Έτσι, το κεφάλαιο αυτό μελετά την απόδοση και τη διαθεσιμότητα ενός τυπικού FSO συστήματος που μπορεί να λειτουργεί με πολλαπλούς δέκτες, υπό τη συνδυαστική επίδραση τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, σφαλμάτων σκόπευσης και GVD. Στο ίδιο πλαίσιο, διερευνάται η δυνατότητα της GVD αν, σε συνδυασμό με την εφαρμογή σχημάτων διαφορικής λήψης και υπό συγκεκριμένες συνθήκες, μπορεί να αντισταθμίσει τη συνδυαστική, αρνητική, επίδραση της τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης.

Στο έβδομο κεφάλαιο μελετάται η απόδοση και η διαθεσιμότητα για συνθήκες ασθενούς έως και ισχυρής τυρβώδους ροής και μη μηδενικής σταθερής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης σε SIMO FSO συστήματα διαφορικής λήψης. Τόσο το γενικευμένο μοντέλο *M*(alaga) για την τυρβώδη ροή, όσο και το γενικευμένο, *Beckmann* μοντέλο για τα σφάλματα σκόπευσης παρέχουν μια ρεαλιστική εικόνα της επίδρασης των φαινομένων αυτών, σε όλο το φάσμα ισχύος τους, στις FSO ζεύξεις. Επίσης, εκτός της ΟΟΚ διαμόρφωσης, μελετάται και η *L*-PPM. Έτσι στο κεφάλαιο αυτό διερευνώνται ενδεχόμενες βελτιώσεις της αξιοπιστίας και της διαθεσιμότητας των επιδόσεων μιας FSO ζεύξης, για διαφορετικά σχήματα διαφορικής λήψης και σχήματα διαμόρφωσης.

Στο όγδοο κεφάλαιο μελετάται μια άλλη τεχνική για τη βελτίωση της απόδοσης των FSO συστημάτων και αφορά στη χρήση ενδιάμεσων πομποδεκτών. Για τον στόχο την επίτευξης μεγαλύτερης ωφέλιμης FSO εμβέλειας, συνδέοντας κατά μήκος της εξεταζόμενης FSO ζεύξης σε σειρά ενδιάμεσους κόμβους αναγεννητών, εξετάζεται η τεχνική της σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων (multi-hop). Επίσης, για μια ευρεία περιοχή τυρβώδους ροής και σφαλμάτων σκόπευσης εξετάζεται το κατά πόσο η υπό συγκεκριμένες συνθήκες ωφέλιμη επίδραση της GVD μπορεί να συμβάλει, σε συνεργασία με τους κόμβους αναγεννητών, στην περαιτέρω επέκταση της ωφέλιμης εμβέλειας της εξεταζόμενης FSO ζεύξης.

Το ένατο κεφάλαιο εστιάζει σε μια εναλλακτική, πιο σύνθετη αρχιτεκτονική ενδιάμεσων αναγεννητών. Ειδικότερα, εξετάζεται η τεχνική παράλληλης αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών διαδρομών, γνωστή στη διεθνή βιβλιογραφία και ως συνεταιριστική διαφορική λήψη (cooperative diversity), σε υβριδικό σχήμα μάλιστα, με τη σειριακή αναμετάδοση με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων, με κύριο στόχο την εύρεση της χρυσής τομής των αντικρουόμενων πλεονεκτημάτων που παρουσιάζουν οι δυο επιμέρους τεχνικές, ο οποίος οδηγεί σε πιο αξιόπιστα και
μεγαλύτερης ωφέλιμης εμβέλειας FSO συστήματα. Το κεφάλαιο αυτό, λόγω της συγκεκριμένης τοπολογίας, μελετά ταυτόχρονα, MISO και SIMO συστήματα, ενώ εξάγονται ακριβείς μαθηματικές εκφράσεις για τον υπολογισμό της απόδοσης των FSO συστημάτων παρουσία τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης.

Το δέκατο κεφάλαιο επικεντρώνεται στην RoFSO τεχνολογία και μελετάται ένα τέτοιο σύστημα, το οποίο υποστηρίζει τοπολογίες πολλαπλών αλμάτων με αναγεννητές, παρουσία τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης. Επίσης, εξετάζεται το πολύ αποδοτικό και στο χώρο των ασύρματων οπτικών τηλεπικοινωνιών σύστημα πολυπλεξίας, το OFDM, με *L*-QAM διαμόρφωση.

Το ενδέκατο κεφάλαιο, εστιάζει σε συγκεκριμένο σχήμα διαμόρφωσης υποφερουσών, SIM L-PSK, δεδομένου ότι, στην περίπτωσή αυτή ο θόρυβος φάσης παίζει σημαντικό ρόλο. Το φαινόμενο αυτό, ερμηνεύεται, αναλύεται μαθηματικά, ποσοτικοποιείται και στη συνέχεια εξετάζεται η επίδρασή του στην απόδοση των FSO συστημάτων για πρώτη φορά συνδυαστικά με τυρβώδη ροή και σφάλματα σκόπευσης.

Το δωδέκατο κεφάλαιο, αποτελεί συνέχεια του προηγούμενο και τη μελέτη του σχήματος διαμόρφωσης SIM L-PSK με θόρυβο φάσης, μελετώντας ένα FSO σύστημα με τη γενικευμένη $\mathcal{M}(\text{alaga})$ κατανομή για την τυρβώδη ροή καθώς και το γενικευμένο *Beckmann* μοντέλο για την παρουσία μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης. Επίσης, το εξεταζόμενο σύστημα υποστηρίζει σειριακή συνδεσμολογία αναγεννητών. Έτσι, για πρώτη φορά στη βιβλιογραφία, μελετάται εάν παρουσία και των τριών παραπάνω φαινομένων, η τεχνική πολλαπλών αλμάτων μπορεί και κατά πόσο να αυξήσει την ωφέλιμη εμβέλεια της FSO μετάδοσης.

Στο δέκατο τρίτο κεφάλαιο, μελετάται εναλλακτικά η χρήση της μεθόδου της διαφορικής λήψης για το περιορισμό των ανεπιθύμητων επιδράσεων του θορύβου φάσης στις FSO μεταδόσεις. Έτσι διερευνάται η απόδοση και η διαθεσιμότητα ενός SIMO FSO συστήματος, με SIM L-PSK διαμόρφωση, παρουσία τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης και θορύβου φάσης.

Στο δέκατο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα τα οποία βασίζονται σε μετρήσεις που ελήφθησαν από πραγματική πειραματική FSO ζεύξη. Τα δεδομένα αυτά αφορούν σε συνθήκες ασθενούς τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και συγκρίνονται με τα αντίστοιχα αναμενόμενα θεωρητικά αποτελέσματα που προβλέπει η Γάμμα (Γ) κατανομή.

Τέλος, στο δέκατο πέμπτο κεφάλαιο, γίνεται ο απολογισμός της επίτευξης των στόχων που τέθηκαν προς εκπλήρωση στην παρούσα διατριβή. Εξάγονται χρήσιμα συμπεράσματα που αφορούν στην ευρύτερη ανάπτυξη, σχεδίαση και υλοποίηση των επίγειων FSO ζεύξεων. Αξιολογείται η συνεισφορά της παρούσας διατριβής, ενώ με βάση τα νέα δεδομένα που εισάγει και τις νέες τάσεις της σύγχρονης FSO βιβλιογραφίας, περιγράφονται οι επόμενοι, μελλοντικοί στόχοι προς έρευνα και εφαρμογή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Κύρια χαρακτηριστικά των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων FSO

I. Είδη FSO ζεύξεων

Στην πιο απλή της μορφή, η FSO τεχνολογία αφορά στη διαβίβαση δεδομένων πληροφορίας από σημείο σε σημείο (point-to-point) χρησιμοποιώντας ως φέρουσα συχνότητα στην περιοχή των οπτικών μηκών κύματος. Σε πιο σύνθετες, όμως, μορφές, είναι πιθανό να υλοποιούνται ζεύξεις από σημείο σε περισσότερα σημεία, δηλ. point-to-multipoint, καθώς και άλλες FSO τοπολογίες δικτύου όπως η κατανεμημένη, δηλ. mesh, ή η τοπολογία δακτυλίου, δηλ. ring. Ενδεικτική μορφή των οποίων, φαίνεται στο Σχ. 2.1.



Σχήμα 2.1: Επίγειες FSO ζεύζεις διαφορετικών τοπολογιών [Kaushal et al. 2015].

Για πλήρως αμφίδρομη (full-duplex) επικοινωνία, από σημείο σε σημείο, δηλαδή με δυνατότητα ταυτόχρονης εκπομπής και λήψης [Willebrand et al. 2002], τα τερματικά της FSO ζεύξης θα πρέπει να διαθέτουν πανομοιότυπους σύνθετους πομποδέκτες (transceivers), καθένας από τους οποίους θα περιέχει έναν πομπό και έναν δέκτη, βλ Σχήμα 2.2.



Σχήμα 2.2: Πλήρως αμφίδρομη FSO ζεύζη από σημείο σε σημείο [Ghassemlooy et al. 2010].

ΙΙ. Πλεονεκτήματα των FSO

Τα κυριότερα χαρακτηριστικά της FSO τεχνολογίας τα οποία την έχουν αναδείξει ως μια βιώσιμη εναλλακτική και πολλά υποσχόμενη λύση για τις μελλοντικές ασύρματες τηλεπικοινωνίες περιγράφονται αμέσως παρακάτω.

Σε σχέση κυρίως με τις ήδη υπάρχουσες RF τεχνολογίες ή/ και τις τεχνολογίες οπτικών ινών η FSO τεχνολογία έχει να επιδείξει:

Τεράστιο εύρος ζώνης διαμόρφωσης/ Υψηλότερη χωρητικότητα

Γενικά, η συχνότητα του οπτικού φέροντος περιλαμβάνει τις υπέρυθρες, τις ορατές και τις υπεριώδεις συχνότητες, δηλαδή είναι μακράν υψηλότερη από τις RF συχνότητες. Έτσι, λαμβάνοντας υπόψη ότι σε κάθε τηλεπικοινωνιακό σύστημα ο όγκος των δεδομένων που μεταφέρεται σχετίζεται άμεσα με το εύρος ζώνης του διαμορφωμένου φέροντος, χρησιμοποιώντας ένα πολύ υψηλότερης συχνότητας οπτικό φέρον αυξάνουμε ραγδαία και τον μέγιστο ρυθμό δεδομένων πληροφορίας. Συγκεκριμένα, το μέγιστο επιτρεπτό εύρος ζώνης δεδομένων μπορεί να φτάσει το 20% της συχνότητας φέροντος και συνεπώς, χρησιμοποιώντας πρακτικά ως φέρον μια οπτική συχνότητα ~200THz, το διαθέσιμο εύρος ζώνης προς χρήση θα είναι σχεδόν 10⁵ φορές μεγαλύτερο από το αντίστοιχο εύρος ζώνης που θα προέκυπτε αντίστοιχα χρησιμοποιώντας κάποιο RF φέρον [Ghassemlooy et al. 2010], [Majumdar 2005]. Η εντυπωσιακή αυτή ιδιότητα των FSO γίνεται εξάλλου αντιληπτή και από το θεώρημα του Shannon [Shannon 1948] κατά το οποίο η χωρητικότητα C_{CH} ενός τηλεπικοινωνιακού καναλιού ορίζεται ως ο μέγιστος ρυθμός δεδομένων πληροφορίας σφάλματα με χρήση κατάλληλης κωδικοποίησης και υπολογίζεται ως εξής:

$$C_{CH} = B_W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \tag{2.1}$$

όπου B_W το εύρος ζώνης του καναλιού παρουσία λευκού προσθετικού θορύβου που περιγράφεται με κατανομή Gauss (Additive White Gaussian Noise- AWGN), η βάση του λογάριθμου είναι 2 εφόσον υποθέτουμε ότι το κανάλι μεταφέρει δυαδικά δεδομένα bits (δύο καταστάσεων, λογικό ''0'' ή ''1'') και τα S και N συμβολίζουν την ισχύ του σήματος και του θορύβου, αντίστοιχα, ενώ το C_{CH} μετράται σε bits per second (bps). Από τη σχέση αυτή παρατηρούμε ότι για συγκεκριμένο SNR, αυξάνοντας το διαθέσιμο εύρος ζώνης που μπορεί να χρησιμοποιήσει το κανάλι χρησιμοποιώντας ένα φέρον υψηλότερης συχνότητας, αυξάνεται και η χωρητικότητα του καναλιού, δηλαδή ο μέγιστος ρυθμός δεδομένων που μπορεί να μεταφέρει. Έτσι, υπό τα κατάλληλα χαρακτηριστικά FSO ζεύξης, οι χωρητικότητες μεταξύ FSO ζεύξης και αντίστοιχης ζεύξης οπτικής ίνας για κοντινές σχετικά αποστάσεις είναι παρεμφερείς και πολύ μεγαλύτερες (έως 10Gbps) από τη χωρητικότητα που επιτυγχάνει κάποιο αντίστοιχο RF σύστημα (έως 100Mbps) [Libich et al. 2015].

Εύχρηστα, μικρών διαστάσεων τερματικά

Τα τερματικά μιας FSO ζεύξης είναι κυκλωματικά απλούστερα, ελαφρύτερα και καταλαμβάνουν πολύ μικρότερο χώρο σε σχέση με τα αντίστοιχα RF τερματικά. Το γεγονός αυτό οφείλεται στη λειτουργία τους με οπτικές συχνότητες, αφού για την επίτευξη του ίδιου κέρδους (gain), ένα μεγαλύτερο μήκος κύματος απαιτεί μια αναλογικά μεγαλύτερων διαστάσεων κεραία. Έτσι τα FSO τερματικά που λειτουργούν με πολύ μικρότερο μήκος κύματος, διαθέτουν αντίστοιχα πολύ μικρότερες διαστάσεις, [Majumdar 2005].

Ευκολία στην εγκατάσταση και επανεγκατάσταση

Η εγκατάσταση και επανεγκατάσταση ενός FSO συστήματος είναι μια εξαιρετικά εύκολη και ταχύτατη- της τάξης μόλις μερικών ωρών- διαδικασία, σε αντίθεση με τα συστήματα RF και οπτικών ινών η εγκατάσταση των οποίων μπορεί να διαρκέσει έως και αρκετούς μήνες [Willebrand et al. 2002]. Οι αρμόδιες εταιρίες και φορείς στην Ευρώπη και τις ΗΠΑ συνέκλιναν μάλιστα στο ότι πρόκειται για την μακράν γρηγορότερη σε εγκατάσταση και ανάπτυξη τεχνολογία για την επικοινωνία μεταξύ ενός σταθερού πομπού και ενός σταθερού δέκτη [Fadhil et al. 2013]. Έτσι από πλευράς ταχύτητας κι ευκολίας εγκατάστασης κι επανεγκατάστασης τα FSO συστήματα υπερτερούν ξεκάθαρα τόσο των RF συστημάτων που απαιτούν μεγαλύτερα και βαρύτερα τερματικά, καθώς και - σε αντίθεση με τα FSO- αγορά για εκχώρηση RF φάσματος συχνοτήτων, όσο και των συστημάτων

οπτικών ινών που απαιτούν σκάψιμο για καλωδίωση με οπτικές ίνες, εφόσον βέβαια είναι πρακτικά εφικτό και έχει χορηγηθεί η αντίστοιχη άδεια.

Επεκτασιμότητα

Η επεκτασιμότητα είναι μια πολύ σημαντική παράμετρος για κάθε δίκτυο αφού όσο αποδοτικό και να είναι κατά την αρχική σχεδίασή του, θα πρέπει να είναι ευέλικτο στην επέκτασή του ώστε να μπορεί να εξυπηρετεί αποδοτικά και τους νέους, μελλοντικούς χρήστες/ συνδρομητές του. Άμεση απόρροια του πλεονεκτήματος των FSO για ευκολία στην ταχύτατη εγκατάσταση κι επανεγκατάσταση με χαμηλό κόστος είναι το γεγονός ότι μπορεί να υποστηρίξουν ευέλικτα δίκτυα που υπερτερούν υπό όρους επεκτασιμότητας από τα αντίστοιχα οπτικών ινών ή/ και RF δίκτυα.

Χρήση του οπτικού φάσματος συχνοτήτων χωρίς την απαίτηση άδειας / Χαμηλό κόστος

Έως και σήμερα οι συχνότητες του οπτικού φάσματος, στις οποίες λειτουργούν τα FSO συστήματα, μπορούν να χρησιμοποιηθούν χωρίς χορήγηση άδειας και άρα χωρίς καμία οικονομική επιβάρυνση. Έτσι λαμβάνοντας υπόψη και το σχετικά χαμηλό κόστος των συσκευών των FSO τερματικών μαζί με το μηδενικό κόστος διασύνδενσης (δεν υπάρχει κόστος για καλωδιώσεις, το κανάλι είναι ο αέρας) τα FSO συστήματα είναι πιο οικονομικά σε κόστος εγκατάστασης και λειτουργίας σε σχέση με τα αντίστοιχα RF και συστήματα οπτικών ινών [Matsumoto et al. 2008].



Σχήμα 2.3: Σύγκριση κόστους RF, FSO και Fibre (οπτικής ίνας) τεχνολογιών για τον εκάστοτε επιθυμητό ρυθμό δεδομένων [Willebrand et al. 2002].

Υψηλής ασφάλειας μεταφορά δεδομένων

Στις FSO μεταδόσεις η πληροφορία μεταφέρεται από την πλευρά του πομπού έως και την πλευρά του δέκτη μέσω μιας αόρατης, μικρής εγκάρσιας διατομής οπτικής δέσμης, ακτίνας μόλις μερικών εκατοστών. Το όποιο άνοιγμα που υφίσταται η δέσμη κατά τη διαδρομή της μέχρι τον δέκτη είναι σχεδόν μηδαμινό μπροστά στην εξάπλωση στον χώρο που υφίστανται τα διαδιδόμενα RF ηλεκτρομαγνητικά κύματα. Έτσι, σε αντίθεση με τις RF μεταδόσεις, στις FSO μεταδόσεις είναι πολύ δύσκολο να ανιχνευθεί η οπτική δέσμη που μεταφέρει τα δεδομένα και άρα να συμβεί η οποιαδήποτε εξωτερική παρεμβολή ή υποκλοπή της πληροφορίας [Varotsos et al. 2017a; Ghassemlooy et al. 2010].

Εξοικονόμηση ενέργειας

Η λειτουργία των FSO ζεύξεων απαιτεί χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος σε σχέση με την κατανάλωση που απαιτείται για τη λειτουργία των αντίστοιχων RF ζεύξεων. Συνεπώς η χρήση των FSO συμβάλει στην εξοικονόμηση ενέργειας και σε ενεργειακά αποτελεσματικότερες τηλεπικοινωνίες [Bonetto et al. 2009].

Μη θερμικές επιδράσεις στα ανθρώπινα κύτταρα

Σε αντίθεση με τις επικίνδυνες βιολογικές επιδράσεις που προκαλεί η RF ακτινοβολία, θερμαίνοντας τους ιστούς των κυττάρων, η οπτική ακτινοβολία των FSO συστημάτων είναι εντελώς ακίνδυνη για τα ανθρώπινα κύτταρα.

Ανοσία στην ηλεκτρομαγνητική συμβατότητα

Αντίθετα με τις RF διατάξεις και συσκευές, τα FSO δεν προκαλούν και είναι ανθεκτικά σε φαινόμενα ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας [Li et al. 2013; Uysal et al. 2014]. Έτσι, πλεονεκτούν στο ότι είναι άτρωτα σε παρεμβολές άλλων διατάξεων και συσκευών κατά τη λειτουργία τους.

Ανοσία στην πολυδιόδευση

Το φαινόμενο της πολυδιόδευσης, σε αντίθεση με ό, τι συμβαίνει στα RF τηλεπικοινωνιακά συστήματα, δεν απειλεί την ποιότητα των FSO τηλεπικοινωνιακών μεταδόσεων αφού οι FSO ζεύξεις είναι ευθυγραμμισμένες, κατευθυντικές και ανεξάρτητες μεταξύ τους.

Συμβατότητα με ήδη υπάρχουσες τεχνολογίες

Τα FSO συστήματα λειτουργούν στην ίδια περιοχή συχνοτήτων με τα συστήματα οπτικών ινών, χρησιμοποιώντας πανομοιότυπες συσκευές για πομπούς, δέκτες, οπτικά φίλτρα, ενισχυτές και αναγεννητές. Επίσης είναι συμβατά με τα ήδη υπάρχοντα δικτυακά πρωτόκολλα διαχείρισης δεδομένων και επικοινωνίας. Έτσι, τα FSO είναι πλήρως συμβατά με την τεχνολογία οπτικών ινών και μπορούν να συνεργαστούν άμεσα με τα συστήματά της. Επίσης λόγω του μεγάλου εύρους ζώνης που διαχειρίζονται, τα FSO συστήματα μπορούν να συμπεριλάβουν και RF φάσμα προς μετάδοση, όπως ακριβώς συμβαίνει στην RoFSO τεχνολογία. Έτσι, τα FSO είναι έμμεσα συμβατά και με την RF τεχνολογία.

ΙΙΙ. Πεδία εφαρμογής των FSO

Τα παραπάνω θεαματικά πλεονεκτήματα των FSO τα έχουν καταστήσει ως μια από τις πολλά υποσχόμενες τεχνολογίες για το σχεδιασμό των μελλοντικών τηλεπικοινωνιακών δικτύων. Βάσει των πλεονεκτημάτων αυτών, οι κυριότερες εφαρμογές τους έως τώρα είναι οι ακόλουθες.

Ταχύρυθμα και ασφαλή τοπικά δίκτυα μεταξύ κτιρίων

Η εξαιρετικά υψηλή απόδοση των FSO ζεύξεων σε ασφάλεια και ταχύτητα για κοντινές αποστάσεις διάδοσης, καθώς και η ευκολία στην εγκατάστασή τους, εγγυάται την άμεση εγκαθίδρυση τοπικών δικτύων υψηλών επιδόσεων για την επικοινωνία και την εκμετάλλευση κοινών πόρων.

Τελικές συνδέσεις για την πρόσβαση στον χρήστη (''Last mile'' access)

Στην πράξη ο τελικός χρήστης συνδέεται στο διαδίκτυο με πολύ χαμηλότερους ρυθμούς δεδομένων από τους υψηλότατους ρυθμούς που αποδίδει το κεντρικό δίκτυο κορμού (backbone network). Συγκεκριμένα ένα τυπικό δίκτυο κορμού οπτικών ινών αποδίδει γύρω στα 2.5- 10Gbps. Οι τελικοί χρήστες μπορούν να συνδεθούν με αυτό είτε με RF καλωδιώσεις, είτε ασύρματα με RF ηλεκτρομαγνητικά κύματα, είτε με καλωδιώσεις οπτικών ινών, είτε ασύρματα με FSO ζεύξεις. Στις δυο πρώτες περιπτώσεις που αφορούν στα RF οι ρυθμοί σύνδεσης θα είναι στην πράξη δραματικά μικρότεροι (της τάξης των Mbps), απ' ό, τι στις δύο τελευταίες (της τάξης των Gbps) που αφορούν στο οπτικό γρήστη (όπως το ασύμφορο οικονομικά υψηλό κόστος, η μη εφικτή χορήγηση άδειας για

εκσκαφή και εγκατάσταση, η δυσκολία υλοποίησης λόγω φυσικών ή τεχνητών εμποδίων) τα FSO αποτελούν την αποδοτικότερη εναλλακτική για κοντινές αποστάσεις μέχρι τον τελικό χρήστη.

Βοηθητικές/ Συμπληρωματικές (back up) ζεύξεις για τα συστήματα οπτικών ινών

Λόγω της χρήσης πανομοιότυπων τερματικών με τις ζεύξεις οπτικών ινών, της λειτουργίας τους στα ίδια μήκη κύματος με αυτές και με περίπου τους ίδιους ρυθμούς μεταφοράς δεδομένων, τα FSO μπορούν κάλλιστα να χρησιμοποιηθούν ως συμπληρωματικές (back up) ζεύξεις στα συστήματα οπτικών ινών, οι οποίες ζεύξεις απαντούν στη συχνά δύσκολη και χρονοβόρα διαδικασία της αποκατάστασης των βλαβών των οπτικών ινών.

Συστήματα οπισθόζευξης/ συνάθροισης και πολυπλεξίας (back haul) στις επικοινωνίες κινητών

Τα FSO παρέχοντας πολύ υψηλούς ρυθμούς δεδομένων μπορούν να λειτουργήσουν αποδοτικά, εκτός από μόνα τους και υβριδικά με τα RF (κατά προτίμηση από πλευράς απόδοσης με τα υψηλότερης RF συχνότητας millimeter wave –MMW), ως back haul συστήματα για την επικοινωνία μεταξύ κεντρικού δικτύου κορμού (core network) και απομακρυσμένων (remote) σταθμών βάσης μέσω κύριων (main) σταθμών βάσης, όπως δείχνει το Σχήμα 2.4. Λόγω του άφθονου εύρους ζώνης που διαχειρίζονται τα FSO, είναι σε θέση να υποστηρίξουν τόσο τις εφαρμογές των παλαιότερων γενεών (2G, 2.5G, 3G), όσο και της σημερινής 4G αλλά και της μελλοντικής 5G γενιάς.



Σχήμα 2.4: Χρήση FSO ζεύξεων ως back haul συστήματα για επικοινωνίες κινητών [Zhang et al. 2016].

Προσωρινές ζεύζεις μετά από καταστροφές

Σε περιπτώσεις φυσικών ή άλλων καταστροφών ενός δικτύου, η χρήση των FSO φαντάζει ως η ιδανική λύση για την προσωρινή αντικατάστασή του, λόγω της εύκολης, γρήγορης και οικονομικής εγκατάστασης των ταχύρυθμων και ασφαλών FSO ζεύξεων.

Εγκατάσταση ζεύξεων σε δυσπρόσιτες για δικτύωση περιοχές

Σε περιοχές όπου η εγκατάσταση οπτικών ινών είναι εξαιρετικά δύσκολη όπως κατά μήκος ενός ποταμού ή ενός πολυσύχναστου κεντρικού δρόμου, η πιο αποδοτική και αξιόπιστη λύση είναι η εύκολη, οικονομικά εφικτή και ταχύτατη εγκατάσταση FSO ζεύξεων.

Μεταδόσεις υψηλής ευκρίνειας τηλεοπτικών σημάτων (High Definition television signals- HD TV signals)

Τα HD σήματα τηλεόρασης απαιτούν μεγαλύτερο εύρος ζώνης για τη μετάδοσή τους, από τα κλασσικά τηλεοπτικά σήματα χαμηλότερης ποιότητας. Έτσι τα FSO, λόγω του υψηλού εύρους ζώνης που διαθέτουν, χρησιμοποιούνται ολοένα και περισσότερο για να μεταδώσουν ζωντανά HD σήματα τηλεόρασης ή/ και HD σήματα video από αντίστοιχες HD κάμερες, σε πολύ μακρινές τοποθεσίες από έναν κεντρικό σταθμό [Kim 2009].

Στρατιωτικές εφαρμογές

Η FSO τεχνολογία, όπως άλλωστε πρωτοξεκίνησε να μελετάται και να εφαρμόζεται, εξακολουθεί να χρησιμοποιείται ακόμα και σήμερα για στρατιωτικούς σκοπούς, όπως η συγκέντρωση, η επιτήρηση και η αναγνώριση πληροφοριών, λόγω κυρίως του υψηλού επιπέδου ασφάλειας των ταχύρυθμων FSO ζεύξεων.

Επικοινωνίες από όχημα-σε-όχημα και από έδαφος-σε-όχημα

Η μεγάλη εξέλιξη των FSO συστημάτων τα τελευταία χρόνια, έχει οδηγήσει στην ανάπτυξη νέων FSO επικοινωνιών, όπου αφορούν είτε σε κινούμενο πομπό και ακίνητο δέκτη ή αντίστροφα, είτε σε ταυτόχρονα κινούμενους πομπούς και δέκτες, όπως οι επικοινωνίες από όχημα-σε-όχημα (vehicle-to-vehicle) [Lee et al. 2008], από δρόμο-σε-όχημα (road-to-vehicle) [Iwasaki et al. 2007] και από έδαφος-σε-τραίνο [Paudel et al. 2011]. Στις περιπτώσεις αυτές η χρήση της RF τεχνολογίας παρέχει περιορισμένους ρυθμούς δεδομένων (από μερικά kbps έως και λίγα Mbps) [Ahmad et al. 2008] ενώ, η FSO τεχνολογία υπερτερεί, παρέχοντας ζεύξεις, της τάξης των 10-50Mbps [Paudel et al. 2011; Paudel et al. 2013].

Ασύρματες ενδοδερματικές ζεύζεις με ιατρικά εμφυτεύματα για τηλεμετρία

Μια καινοτόμος εφαρμογή των FSO είναι η χρήση τους για ιατρικές εφαρμογές, όπως για παράδειγμα η τηλεμετρική παρακολούθηση της υγείας των ασθενών. Συγκεκριμένα, ένας οπτικός πομποδέκτης ανταλλάσσει δεδομένα με ιατρικές συσκευές που βρίσκονται εντός του δέρματος του ασθενούς (εμφυτεύματα, βηματοδότες κλπ.), τα οποία αποστέλλονται στη συνέχεια τηλεμετρικά στον αρμόδιο γιατρό. Βάσει των δεδομένων αυτών ο απομακρυσμένος γιατρός βρίσκεται σε θέση να αξιολογήσει και να διαγνώσει την κατάσταση του ασθενούς. Τονίζεται ότι σε αντίθεση με τις συμβατικές (RF και ακουστικών συχνοτήτων ζεύξεις), μόνο οι FSO ζεύξεις ικανοποιούν όλες τις προσδοκώμενες ανάγκες και προδιαγραφές, οι οποίες απαιτούν κατά προτίμηση ασύρματες συνδέσεις με ανοσία στην ηλεκτρομαγνητική συμβατότητα και τις θερμικές επιδράσεις στα κύτταρα, υψηλούς ρυθμούς δεδομένων (άνω των 20Mbps) και ταυτόχρονα χαμηλή κατανάλωση ισχύος (μόλις μερικών mW το πολύ), ώστε να διευρύνεται ο χρόνος ζωής των ενδοδερματικών ιατρικών συσκευών (πχ. εμφυτευμάτων) και άρα σε πολλές περιπτώσεις και ο χρόνος ζωής των ίδιων των ασθενών [Gil et al. 2012; Liu et al. 2012; Liu et al. 2014; Abita 2004; Miranda et al. 2010].

IV. Μειονεκτήματα/ περιορισμοί των FSO

Απαίτηση ευθυγραμμισμένης οπτικής επαφής πομπού-δέκτη

Η αποδοτική λειτουργία κάθε επίγειας FSO ζεύξης εξωτερικού χώρου, απαιτεί την αυστηρή ευθυγραμμισμένη οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη (line of sight - LOS), γεγονός που έρχεται σε αντιδιαστολή με την επιθυμητή ευελιξία στην κινητικότητα των τερματικών πομπού και δέκτη. Σε περίπτωση μάλιστα που παρεμβάλλεται ανάμεσά τους κάποιο εμπόδιο (πχ. ψηλά δέντρα, ιπτάμενα πουλιά) η FSO ζεύξη ενδέχεται προσωρινά να διακοπεί [Kedar et al. 2004; Djordjevic et al. 2016].

Ορια στην ισχύ της εκπεμπόμενης οπτικής ακτινοβολίας

Η οπτική ισχύς που εκπέμπει το τερματικό του FSO πομπού θα πρέπει να μην ξεπερνά κάποια συγκεκριμένα και προκαθορισμένα όρια, ώστε να μην προκαλέσει κάποια ζημιά τόσο στο ανθρώπινο δέρμα όσο και στα πιο ευαίσθητα ανθρώπινα μάτια, λόγω της ικανότητάς τους να συγκεντρώνουν την οπτική ενέργεια. Έτσι, οι οπτικές πηγές laser υψηλής εκπεμπόμενης ισχύος είναι προτιμότερο, από πλευράς ασφάλειας για τα ανθρώπινα μάτια, να εκπέμπουν γύρω στα 1500nm παρά στην περιοχή των 850nm ή 780nm [Alkholidi et al. 2012]. Γενικά, οι πηγές laser χωρίζονται με

αύξουσα σειρά εκπεμπόμενης οπτικής ισχύος σε τέσσερις τάξεις (κλάσεις). Κάθε μία από αυτές καθορίζεται επίσης από τη μετρική προσβάσιμων (αποδεκτών) ορίων εκπομπής (accessible emission limits- AEL), που εξαρτάται από το μήκος κύματος, τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά και την ένταση της οπτικής πηγής [Hranilovic 2006]. Στον Πίνακα 2.1 παρουσιάζονται τα κύρια χαρακτηριστικά και απαιτήσεις ανά τάξη, όπως καθορίζει το αναθεωρημένο IEC60825-1 πρότυπο, της διεθνούς ηλεκτροτεχνικής επιτροπής (International Electrotechnical Commission- IEC) [Bouchet 2010; IEC 2007].

Κατηγορία	Περιγραφή
Τάξη 1	Χαμηλή ισχύς εκπομπής με μήκος κύματος λειτουργίας στην περιοχή 302.5-4000nm.
	Εντελώς ακίνδυνο για τα μάτια και το δέρμα.
Τ 4ζ., 1 Μ	Ίδια χαρακτηριστικά με την τάξη 1, αλλά υπάρχει πιθανότητα κινδύνου για τα μάτια,
ταςη τω	μόνο αν χρησιμοποιηθούν οπτικά όργανα, όπως κιάλια, τηλεσκόπια, κλπ. Παράγουν
	μεγάλης διαμέτρου ή αποκλίνουσες δέσμες.
Τάξη 2	Χαμηλή ισχύς εκπομπής ορατής οπτικής ακτινοβολίας με μήκος κύματος λειτουργίας
	400-700nm.
	Χαμηλή ισχύς εκπομπής ορατής οπτικής ακτινοβολίας με μήκος κύματος λειτουργίας
Ι αζη 2Ινι	400-700nm αλλά υπάρχει πιθανότητα κινδύνου για τα μάτια, μόνο αν
	χρησιμοποιηθούν επιπρόσθετα οπτικά όργανα.
Τάξη 3R	Μέτρια σε ισχύ εκπομπή και σε μήκη κύματος 302.5-4000nm. Η άμεση όρασή της
	είναι δυνητικά επικίνδυνη για τα μάτια.
π// 1D	Μέτρια σε ισχύ εκπομπή και σε μήκη κύματος 302.5-4000nm. Η άμεση όρασή της
Ταξη 3Β	είναι πάντοτε επικίνδυνη για τα μάτια. Απαιτούνται ιατρικές εξετάσεις και ειδική
	κατάρτιση για την εγκατάσταση ή τη συντήρηση των συσκευών αυτών.
	Υψηλής ισχύος εκπομπή, πάντα επικίνδυνη για τα μάτια, το δέρμα ή για περίπτωση
Ιαζη 4	φωτιάς. Απαιτούνται ιατρικές εξετάσεις και ειδική κατάρτιση για την εγκατάσταση ή
	τη συντήρηση των συσκευών αυτών.

Πίνακας 2.1: Ταξινόμηση πηγών laser σύμφωνα με το IEC60825-1 πρότυπο

Από τα παραπάνω προκύπτει ότι τα laser που ανήκουν στην τάξη 1 είναι τα πιο επιθυμητά για FSO επικοινωνίες από την άποψη ότι η ακτινοβολία που εκπέμπουν είναι ασφαλής υπό όλες τις συνθήκες, περιστάσεις κι ενδεχόμενα.

Οι AEL τιμές για τα δυο ευρύτατα χρησιμοποιούμενα μήκη κύματος στις FSO ζεύξεις παρουσιάζονται συγκριτικά στον Πίνακα 2.2.

Τάξη	Μέση οπτική ισχύς			
	λ=850nm	λ=1550nm		
1	< 0.22	<10		
2	_	-		
3R	0.22-2.2	10-50		
3B	2.2-500	50-500		
4	>500	>500		

Πίνακας 2.2: Αποδεκτά όρια εκπομπής AEL για δυο μήκη κύματος λειτουργίας [Bouchet 2010].

Όπως δείχνει ο Πίνακας 2.2, η επιλογή μήκους κύματος λειτουργίας στα 1550nm αντί των 850nm εξασφαλίζει γενικά μεγαλύτερο ποσό εκπεμπόμενης ισχύος.

Επίσης, μια εξίσου σημαντική μετρική για την προστασία των ματιών και του δέρματος είναι τα μέγιστα επιτρεπτά όρια έκθεσης (maximum permissible exposure- MPE) στην οπτική ακτινοβολία που έχουν προκαθοριστεί από πρότυπους οργανισμούς [Schroder 2000].

Διάρκεια έκθεσης (s)	1	2	4	10	100	1000	100000
MPE (W/m ²) στα 850nm	36	30	25	20	11	6.5	3.6
MPE (W/m ²) στα 1550nm	5600	3300	1900	1000	1000	1000	1000

Πίνακας 2.3: MPE τιμές για δυο διαφορετικά μήκη κύματος λειτουργίας και για διαφορετικής διάρκειας εκθέσεις στα ανθρώπινα μάτια [Bouchet 2010].

Στον Πίνακα 2.3 φαίνεται ότι, η MPE είναι υψηλότερη για σύντομης διάρκειας εκθέσεις και για μήκος κύματος 1550nm αντί για 850nm. Αυτό, εξηγείται από το γεγονός ότι στα 850nm, περίπου το 50% του οπτικού σήματος μπορεί να φτάσει στον αμφιβληστροειδή χιτώνα του ματιού, ενώ στα 1550nm ολόκληρο σχεδόν το οπτικό σήμα απορροφάται από τον κερατοειδή χιτώνα και το υδατοειδές υγρό του ματιού [Bouchet 2010].

• Γεωμετρικές απώλειες (Geometric loss)/ Απώλειες ελεύθερου χώρου

Πρόκειται ουσιαστικά για την απόκλιση που υφίσταται η διαδιδόμενη οπτική δέσμη λόγω της διάδοσής της στον ελεύθερο χώρο, [Wainright et al. 2005].



Σχήμα 2.6: Γεωμετρικές απώλειες (geometric loss) FSO ζεύξης [Tjondronegoro 2004].

• Θόρυβος περιβάλλοντος (Background noise)

Η έκθεση του δέκτη στο ηλιακό φως ή σε άλλες τεχνητές πηγές φωτός προξενεί τον θόρυβο περιβάλλοντος. Ο θόρυβος αυτός προφανώς, μειώνει το SNR αλλά μπορεί να μειωθεί μέσω ενός ζωνοπερατού φίλτρου διέλευσης πριν τη φωτοανίχνευση [Bloom et al. 2003; Leeb 1989].

Ισχυρή εξάρτηση από διάφορα φυσικά φαινόμενα

Η διάδοση των FSO σημάτων και η απόδοση των FSO συστημάτων, εξαρτάται ισχυρά από διάφορα φυσικά φαινόμενα, η πλειοψηφία των οποίων οφείλεται στο διαρκώς μεταβαλλόμενο ατμοσφαιρικό κανάλι. Έτσι η εκτίμηση της απόδοσης των FSO συστημάτων είναι μια σύνθετη διαδικασία η οποία απαιτεί την συνδυαστική μελέτη όλων των φαινομένων που επιδρούν στη διάδοση του FSO σήματος, με στόχο την ακριβέστερη δυνατή προσομοίωση του ατμοσφαιρικού μέσου διάδοσης. Σε αυτό το πλαίσιο, τα φαινόμενα που θα μελετηθούν παρακάτω είναι οι απώλειες ελεύθερου χώρου, η εξασθένηση, η τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή, τα σφάλματα σκόπευσης, η διασπορά ομαδικής ταχύτητας και ο θόρυβος φάσης.

V. Μπλοκ διάγραμμα FSO συστήματος

Όπως κάθε τηλεπικοινωνιακό σύστημα, έτσι και ένα επίγειο FSO σύστημα, αποτελείται όπως δείχνει εξάλλου και το μπλοκ διάγραμμα του Σχ. 2.7, από τρία βασικά μέρη: τον πομπό, το κανάλι και τον δέκτη.



Σχήμα 2.7: Μπλοκ διάγραμμα (block diagram) FSO συστήματος [Ghassemlooy et al. 2012a].

Η παρούσα διατριβή όπως προαναφέρθηκε εστιάζει στο πολύπλοκο και ευμετάβλητο μέρος του παραπάνω μπλοκ διαγράμματος, δηλαδή στην ατμόσφαιρα που αποτελεί το κανάλι των επίγειων FSO συστημάτων. Παρ' όλα αυτά είναι απαραίτητη η συνοπτική περιγραφή τόσο του πομπού όσο και του δέκτη καθώς στα μέρη αυτά οποιουδήποτε επίγειου FSO συστήματος διενεργούνται διεργασίες οι οποίες επηρεάζουν σημαντικά την επίδραση του καναλιού στο διαδιδόμενο σήμα πληροφορίας.

ί. Πομπός

Πρωταρχικό μέλημα του πομπού είναι η δημιουργία κατάλληλα διαμορφωμένων κυματοπακέτων πληροφορίας-φέροντος, ικανών να διασχίσουν το ατμοσφαιρικό κανάλι και να φθάσουν στην πλευρά του δέκτη. Αρχικά, το μήνυμα πληροφορίας (message) μετατρέπεται σε ηλεκτρικό σήμα μέσω του διαμορφωτή (modulator). Συνήθως χρησιμοποιείται η διαμόρφωση έντασης (intensity modulation- IM) με ΟΟΚ κατά την οποία τα δεδομένα πληροφορίας (message) διαμορφώνουν την ένταση της οπτικής ακτινοβολίας (intensity/ irradiance) του οπτικού φέροντος που εκπέμπει μια οπτική πηγή, συνήθως laser. Αυτό επιτυγχάνεται με δυο τρόπους: Είτε μεταβάλλοντας στη βαθμίδα οδηγού (driver circuit) το ρεύμα οδήγησης της οπτικής πηγής άμεσα και σε πλήρη συμφωνία με το σήμα πληροφορίας, χρησιμοποιώντας ΟΟΚ σχήμα διαμόρφωσης, είτε εναλλακτικά, μεταβάλλοντας το ρεύμα οδήγησης μέσω ενός εξωτερικού διαμορφωτή (modulator) όπως το συμμετρικό συμβολόμετρο Mach-Zehner, χρησιμοποιώντας κυρίως είτε OOK είτε PSK σχήματα διαμόρφωσης. Σημειώνεται ότι χρησιμοποιώντας εξωτερική διαμόρφωση επιτυγχάνουμε υψηλότερο bit rate από το αντίστοιχο της άμεσης διαμόρφωσης αλλά με κόστος τη μη γραμμική απόκριση που παρουσιάζει ο εξωτερικός διαμορφωτής. Τέλος, το διαμορφωμένο πλέον σήμα προς εκπομπή, για λόγους ακριβέστερης εστίασής του, διέρχεται μέσω μιας κατάλληλης διάταξης φακών (transmitter telescope), όπου στην έξοδό της συγκεντρώνεται, κατευθύνεται και εκπέμπεται στον ελεύθερο χώρο. Έτσι, περιορίζεται η εξάπλωση (απόκλιση) της οπτικής δέσμης στην πλευρά του δέκτη, γεγονός που οδηγεί σε εξοικονόμηση ενέργειας καθώς και σε ασφαλέστερες μεταδόσεις δεδομένων.

Διευκρινίζεται ότι κατάλληλες οπτικές πηγές για τα επίγεια FSO είναι και τα LED, που όμως λόγω κυρίως της ασθενέστερης κατευθυντικότητας, του χαμηλότερου ρυθμού δεδομένων, της υψηλότερης στάθμης θορύβου, καθώς και της ασυμφωνίας και της μη γραμμικότητας, δεν προσφέρονται για μεγάλου μήκους ταχύρυθμες επίγειες FSO ζεύξεις εξωτερικού χώρου, όπως τα laser. Έτσι, στον Πίνακα 2.4 παρατίθενται τα είδη των οπτικών πηγών laser που χρησιμοποιούν κατά κόρον τα FSO συστήματα, μαζί με τα βασικότερα συγκριτικά χαρακτηριστικά τους για μήκη κύματος λειτουργίας (~850/ 1300/ 1550 nm), ώστε να περιορίζεται το φαινόμενο της εξασθένησης σε τιμές μικρότερες του 0.2 dB/ km εντός καθαρής ατμόσφαιρας.

Μήκος κύματος (nm)	Είδος	Παρατηρήσεις
	Vertical Cavity Surface Emitting	-Χαμηλότερο κόστος
~ 850	Laser – VCSEL	-Ρυθμοί έως ~10 Gbps
	Distributed Feedback Laser – DFB	-Μεγαλύτερος χρόνος ζωής
~ 1300 / 1550	Fabry-Perot Laser	-Συμβατά με EDFA -Ρυθμοί έως ~40 Gbps
		-50 φορές υψηλότερη πυκνότητα ισχύος (100 mW/ cm ²)

Πίνακας 2.4: Τυπικοί FSO πομποί laser με τα κυριότερα χαρακτηριστικά τους [Ghassemlooy et al. 2010].

ii. Δέκτης

Βασική αποστολή του FSO δέκτη είναι να ανιχνεύσει την προσπίπτουσα οπτική ακτινοβολία και να αναγεννήσει το μεταδιδόμενο σήμα πληροφορίας. Όπως βλέπουμε στο μπλοκ διάγραμμα, η οπτική δέσμη που προσεγγίζει την πλευρά του δέκτη προσπίπτει αρχικά σε μια κατάλληλη διάταξη φακών (telescope) όπου και συγκεντρώνεται για να εστιάσει στην είσοδο του φωτοδέκτη, ώστε ο τελευταίος να ανιχνεύσει με μεγαλύτερη ευκολία την προσπίπτουσα οπτική ακτινοβολία. Σημειώνεται ότι στην προσπάθεια αυτή συμβάλει και η χρήση ενός κατάλληλου ζωνοπερατού οπτικού φίλτρου (optical filter), το οποίο αποκόπτει τις παρασιτικές οπτικές ακτινοβολίες και επιτρέπει τη διέλευση της μεταδιδόμενης οπτικής ζώνης συχνοτήτων. Έτσι, ο φωτοδέκτης ανιχνεύει το μεταδιδόμενης οπτικής ζώνης συχνοτήτων. Έτσι, ο φωτοδέκτης ανιχνεύει το μεταδιδόμενος οπτικό σήμα και το μετατρέπει σε ηλεκτρικό, ενώ αν κριθεί σκόπιμο το ηλεκτρικό σήμα ενισχύεται και στη συνέχεια αποδιαμορφώνεται. Η διαδικασία ενίσχυσης και αποδιαμόρφωσης συντελείται στη βαθμίδα του εκ των υστέρων ανίχνευσης επεξεργαστή (post detection processor) και τελικά η ανάκτηση του αρχικού σήματος πληροφορίας (message) ολοκληρώνεται στη βαθμίδα του εκτιμητή (estimated message) όπου το αναγεννημένο σήμα ταυτοποιείται με το αρχικό.

Σημειώνεται πως ο φωτοδέκτης μπορεί να είναι είτε μια φωτοδίοδος (positive intrinsic negative- PIN) είτε μια φωτοδίοδος χιονοστιβάδας (Avalanche Photodiode- APD) [Keiser 2003]. Το υλικό του ημιαγωγού του φωτοδέκτη καθορίζει και την περιοχή μήκους κύματος στην οποία λειτουργεί ο φωτοδέκτης, σύμφωνα με τον Πίνακα 2.5.

Υλικό ημιαγωγού	Δυναμικό φραγμού (eV)	Περιοχή μήκους	
		κύματος λειτουργίας	
		(nm)	
Si	1.17	400-1060	
Ge	0.775	600-1600	
GaAs	1.424	650-870	
InGaAs	0.73	900-1700	
InGaAsP	0.75-1.35	800-1650	

Πίνακας 2.5: Υλικά FSO φωτοδεκτών με τα χαρακτηριστικά τους [Keiser 2003].

Επίσης, η αποκρισιμότητα (responsivity) ενός PIN φωτοδέκτη είναι πάντοτε μικρότερη της μονάδας και εξαρτάται από το μήκος κύματος. Έτσι για λ~1500nm και για φωτοδίοδο InGaAs PIN η αποκρισιμότητα πλησιάζει τη μονάδα [Keiser 2003]. Από την άλλη πλευρά, η λειτουργία μιας APD διόδου βασίζεται στο φαινόμενο της χιονοστιβάδας. Σε αντίθεση με τις PIN που δημιουργούν ένα ζεύγος ελεύθερου ηλεκτρονίου-οπής ανά φωτόνιο, οι APD παρουσιάζουν αποκρισιμότητες μεγαλύτερης της μονάδας, με το κέρδος να κυμαίνεται τυπικά από 50 έως 300 [Gagliardi et al. 1995]. Επομένως οι APD παρουσιάζουν μεγαλύτερη ευαισθησία (sensitivity) από τις PIN. Όμως, η λειτουργία των APD επηρεάζεται ισχυρά από το φως του περιβάλλοντος, γεγονός που πρακτικά αυξάνει τον συνολικό θόρυβο, δημιουργώντας σημαντική μείωση του SNR [Xu et al. 2011]. Ταυτόχρονα, οι APD παρουσιάζουν μη γραμμική εξάρτηση με το κέρδος χιονοστιβάδας, υψηλότερο οικονομικό κόστος, υψηλότερη τάση πόλωσης και μεγαλύτερη κυκλωματική πολυπλοκότητα [Kiasaleh 2005]. Συνεπώς, οι PIN είναι πιο εύχρηστες από τις APD στα επίγεια FSO εξωτερικού χώρου. Τα κυριότερα χαρακτηριστικά των τυπικών PIN και APD συνοψίζονται στον Πίνακα 2.6.

Χαρακτηριστικά	Φωτοδέκτης PIN	Φωτοδέκτης APD	
Εύρος ζώνης διαμόρφωσης	Δεκάδες MHz-	Εκατοντάδες MHz-	
	δεκάδες GHz	δεκάδες GHz	
Κέρδος φωτορεύματος	1	$10^2 - 10^4$	
Κυκλωματική πολυπλοκότητα	Χαμηλή	Υψηλή	
Γραμμικότητα	Υψηλή	Χαμηλή	
Οικονομικό κόστος	Χαμηλό	Υψηλό	
Τάση πόλωσης (V) για Si	45-100	220	
Χωρητικότητα (pF) για Si	1.2-3	1.3-2	

Πίνακας 2.6: Συγκριτικός πίνακας PIN και APD FSO φωτοδεκτών

iii. Κανάλι

Το κανάλι ενός επίγειου FSO συστήματος είναι η ατμόσφαιρα και συγκεκριμένα η τροπόσφαιρα, η αέρια σύσταση της οποίας σε φθίνουσα σειρά περιεκτικότητας συνοψίζεται στον παρακάτω πίνακα [Anderson et al. 1986].

Συστατικό	Ποσοστό (%)	Εκατομμυριοστά (ppm)
Άζωτο (N ₂)	78.09	
Οξυγόνο (Ο2)	20.95	
Αργό (Ar)	0.93	
Διοξείδιο του άνθρακα (CO2)	0.03	
Υδρατμοί (H ₂ O)		40-40000
Néo (Ne)		20
Ήλιο (He)		5.2
Μεθάνιο (CH4)		1.5
Κρυπτό (Kr)		1.1
Υδρογόνο (Η2)		1
Διοξείδιο του αζώτου (N2O)		0.6
Μονοξείδιο του άνθρακα (CO)		0.2
Όζον (Ο3)		0.05
Ξένο (Χε)		0.09

Πίνακας 2.7: Τα αέρια συστατικά της ατμόσφαιρας [Anderson et al. 1986].

Το FSO κανάλι λοιπόν, αποτελείται από τα παραπάνω αέρια και από μικροσκοπικά αιωρούμενα σωματίδια, τα αεροζόλ. Γενικά, η υψηλότερη συγκέντρωση των σωματιδίων αυτών παρατηρείται κοντά στην επιφάνειας της Γης και εντός της τροπόσφαιρας –δηλαδή στην περιοχή εγκατάστασης και λειτουργίας των εξεταζόμενων επίγειων FSO συστημάτων- ενώ μειώνεται με την αύξηση του ύψους προς την ιονόσφαιρα [Gagliardi et al. 1995]. Λόγω των παραπάνω συστατικών σωματιδίων της ατμόσφαιρας, το διαδιδόμενο οπτικό σήμα υφίσταται εξασθένηση η οποία οδηγεί σε απώλεια της ισχύος του. Το φαινόμενο αυτό μαζί με τα υπόλοιπα που επηρεάζουν τη διάδοση της οπτικής ακτινοβολίας στην ατμόσφαιρα, αναλύονται αμέσως παρακάτω.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Μελέτη παραγόντων που επιδρούν στη διάδοση του σήματος στα FSO συστήματα

I. Μοντέλα για τη μελέτη της εξασθένησης

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, το ατμοσφαιρικό κανάλι εξασθενεί το διαδιδόμενο οπτικό πεδίο λόγω απορρόφησης και σκέδασης. Η απορρόφηση (absorption) είναι ένα κβαντικό φαινόμενο που εξαρτάται ισχυρά από το μεταδιδόμενο μήκος κύματος και οδηγεί στην εξαφάνιση διαδιδόμενων φωτονίων από κάποιο από τα διαφορετικά αέρια συστατικά της ατμόσφαιρας [Jia et al. 2006]. Η ενέργεια των φωτονίων που απορροφάται από τα μόρια των αερίων της ατμόσφαιρας αυξάνει την κινητική τους ενέργεια και είναι ουσιαστικά υπεύθυνη για τη θέρμανσή της. Η απορρόφηση μπορεί σχεδόν να εκμηδενισθεί επιλέγοντας το κατάλληλο μήκος κύματος για το δια διδόμενο σήμα, από τα γνωστά ''παράθυρα'' μηκών κύματος - (περιοχή 800-900nm, επιλέγουμε συνήθως λ=850nm), (περιοχή 1260-1360nm, επιλέγουμε συνήθως λ=1330nm) και (περιοχή 1500-1600nm, επιλέγουμε συνήθως λ=1550nm) - στα οποία η εξασθένηση λόγω απορρόφησης ελαχιστοποιείται σε τέτοιο βαθμό, ώστε οι απώλειες λόγω απορρόφησης να μπορούν πρακτικά να αγνοηθούν [Rockwell et al. 2001].

Δυστυχώς, τέτοια περιοχή μηκών κύματος που να εκμηδενίζει πρακτικά και τις απώλειες λόγω σκέδασης δεν υπάρχει. Το φαινόμενο της σκέδασης συμβαίνει όταν τα διαδιδόμενα φωτόνια συγκρούονται με τα αεροζόλ του ατμοσφαιρικού καναλιού, με αποτέλεσμα να εκτρέπονται από την αρχική τους κατεύθυνση προς τον δέκτη. Έτσι, μέρος της ενέργειας της διαδιδόμενης οπτικής δέσμης διαχέεται από τα σωματίδια της ατμόσφαιρας και επανακτινοβολείται σε στερεά όμως γωνιά μακριά από το οπτικό πεδίο (field of view- Fov) του φωτοδέκτη. Ανάλογα με τις διαστάσεις του σκεδαστή, δηλαδή του σωματιδίου της ατμόσφαιρας που προκαλεί τη σκέδαση στο διαδιδόμενο οπτικό σήμα, διακρίνονται τριών ειδών σκεδάσεις [Zabidi et al. 2011]:

- Η σκέδαση Raleigh (Raleigh scattering), γνωστή και ως σκέδαση που προκαλούν τα μόρια των συστατικών της ατμόσφαιρας. Αφορά στις περιπτώσεις που οι φυσικές διαστάσεις του σκεδαστή είναι μικρότερες των διαστάσεων του προσπίπτοντος μήκους κύματος.
- Η σκέδαση Mie (Mie scattering), γνωστή και ως σκέδαση που προκαλούν τα αεροζόλ της ατμόσφαιρας. Αφορά στις περιπτώσεις που οι φυσικές διαστάσεις του σκεδαστή είναι

συγκρίσιμες, σχεδόν ίσες με τις διαστάσεις του προσπίπτοντος μήκους κύματος. Είναι η πιο σημαντική αφού επηρεάζει περισσότερο την FSO διάδοση.

 Η γεωμετρική σκέδαση (Geometric scattering/ Nonselective scattering) που αφορά με τη σειρά της στις περιπτώσεις που οι φυσικές διαστάσεις του σκεδαστή είναι μεγαλύτερες από τις διαστάσεις του προσπίπτοντος μήκους κύματος [Weichel 1990].



Σχήμα 3.1: Περιπτώσεις σκεδάσεων για το προσπίπτον διαδιδόμενο οπτικό σήμα [Alkholidi et al. 2014].

Στο ίδιο πλαίσιο, ορίζοντας για τους σκεδαστές την παράμετρο μεγέθους $x_0=2\pi r_p/\lambda$, όπου r_p η ακτίνα του σωματιδίου του σκεδαστή, για $x_0 \ll 1$, έχουμε *Rayleigh* σκέδαση, για $x_0 = 1$, έχουμε *Mie* σκέδαση και για $x_0 \gg 1$, έχουμε γεωμετρική σκέδαση.

Οι συγκεντρώσεις της ύλης στην ατμόσφαιρα που οδηγούν στην εξασθένηση, απορρόφηση και κυρίως σκέδαση, του διαδιδόμενου οπτικού σήματος μεταβάλλονται χωρικά και χρονικά και εξαρτώνται από τις εκάστοτε τοπικές καιρικές συνθήκες που επικρατούν. Λόγω των συγκρίσιμων φυσικών διαστάσεων που έχουν τα αεροζόλ της ομίχλης (0.5- 2μm) με τα διαδιδόμενα FSO μήκη κύματος (~ 0.78-1.55μm), το φαινόμενο της ομίχλης είναι αυτό που προκαλεί τις ισχυρότερες σκεδάσεις (*Mie* σκεδάσεις) από κάθε άλλο καιρικό φαινόμενο και άρα τη μεγαλύτερη εξασθένηση στην ισχύ του διαδιδόμενου οπτικού σήματος. Προφανώς οι σκεδάσεις και άρα και η εξασθένηση αυξάνεται όσο η ομίχλη πυκνώνει [Leitgeb et al. 2009].

Έτσι, στην περίπτωση κατά την οποία στην περιοχή της οπτικής ζεύξης επικρατεί ομίχλη, η εξασθένηση του σήματος, σε dB/km, υπολογίζεται είτε από το μοντέλο του Kruse ή από εκείνο του

Kim. Και στις δύο περιπτώσεις, η εξασθένηση δίνεται από την εξίσωση [Achour 2002b; Al Naboulsi et al. 2004; Kruse et al. 1962; Muhammad et al. 2005]:

$$a_{fog} = \frac{10\log V_s \%}{V_s} \left(\frac{\lambda}{\lambda_0}\right)^{-q_s}$$
(3.1)

όπου V_s είναι η ορατότητα σε km, V_s % η ορατότητα αναφοράς σε συνάρτηση με το ποσοστό καθαρού ουρανού και για μήκος κύματος αναφοράς $\lambda_0 = 550$ nm, ενώ το q_s είναι ο συντελεστής, ο οποίος προέρχεται από την κατανομή του μεγέθους των σωματιδίων της ατμόσφαιρας, και για την περίπτωση του μοντέλου του Kruse δίνεται στις [Kim et al. 2001a; Muhammad et al. 2005].

Επίσης, η ορατότητα (visibility- V_s) ορίζεται ως η απόσταση την οποία διανύει μια φωτεινή δέσμη εντός της ατμόσφαιρας μέχρι η έντασή της να πέσει στο 2% της αρχικής της τιμής [Willebrand et al. 2002].

Όταν στην περιοχή της ζεύξης επικρατούν συνθήκες βροχής, η εξασθένηση που προκαλείται, σε dB/km, δίνεται από την εξίσωση [Carbonneau et al. 1998; Achour 2002; Muhammad et al. 2005]:

$$a_{rain} = 1.076 R_{rain}^{^{2/3}} \tag{3.2}$$

όπου η τιμή της παραμέτρου R_{rain} εξαρτάται από την ένταση της βροχόπτωσης και μετράται σε mm/h.

Στην περίπτωση κατά την οποία στην περιοχή της οπτικής ζεύξης επικρατεί χιονόπτωση με ένταση *S*_{snow}, σε mm/h, τότε η εξασθένηση, σε dB/km, δίνεται από την εξίσωση [Muhammad et al. 2005]:

$$a_{snow} = a_s \cdot S_{snow}^{b_s} \tag{3.3}$$

όπου οι τιμές των *a_s* και *b_s* για την περίπτωση ξηρής χιονόπτωσης υπολογίζονται ως συνάρτηση του μήκους κύματος λειτουργίας στην [Muhammad et al. 2005].

Στην περίπτωση που δεν παρατηρείται κανένα από τα παραπάνω φαινόμενα, το σήμα εξασθενεί λόγω σκεδάσεων και απορρόφησης κατά τη διαδρομή του στην ατμόσφαιρα. Έτσι, η εξασθένηση της κανονικοποιημένης ισχύος οπτικής ακτινοβολίας της δέσμης υπολογίζεται από τον νόμο των *Beers-Lambert* και έχει τη μορφή [Andrews et al. 2005]:

$$I = I_0 \exp(-S z) \tag{3.4}$$

όπου I_0 είναι η αρχική ισχύς της οπτικής ακτινοβολίας της δέσμης, z είναι το μήκος της ζεύξης και με S συμβολίζεται η σταθερά που εξαρτάται από το μήκος κύματος λ σε nm, τη μετρούμενη ορατότητα (visibility) V_s σε km και την παράμετρο q_s , η οποία σχετίζεται με την κατανομή του μεγέθους των αιρούμενων σωματιδίων στην ατμόσφαιρα και την ορατότητα, και δίνεται από την εξίσωση [Kruse et al. 1962; Kim et al. 2001a]:

$$S = \frac{3.91}{V_s} \left(\frac{\lambda}{\lambda_0}\right)^{-q_s}$$
(3.5)

Με βάση τα παραπάνω, η φύση της σκέδασης που υφίσταται το FSO σήμα, εξαρτάται από το οπτικό μήκος κύματος και από το μέγεθος των σκεδαστών στην ατμόσφαιρα, των οποίων οι διαστάσεις διαφέρουν από καιρικό σε καιρικό φαινόμενο. Έτσι, η πυκνή ομίχλη αποτελεί το πιο καταστρεπτικό, από πλευράς σκεδάσεων, καιρικό φαινόμενο προκαλώντας συντελεστές εξασθένησης μέχρι και πάνω από 100dB/km, περιορίζοντας την ωφέλιμη εμβέλεια μιας τυπικής FSO ζεύξης έως και τα 500m [Willebrand et al. 2002; Leitgeb et al. 2006]. Αντίστοιχα, τα RF σήματα σκεδάζονται έντονα σε καιρικές συνθήκες βροχής. Σκόπιμη λοιπόν είναι η υβριδική συνεργασία της FSO με μια RF ζεύξη, η οποία θα υποκαθιστά την πρώτη κατά τη διάρκεια πυκνής ομίχλης.

Η εξασθένηση λόγω βροχής για τα οπτικά σήματα είναι πολύ μικρότερη λόγω του σημαντικά μεγαλύτερου μεγέθους των υδροσταγονιδίων (200-2000μm) σε σχέση με τα FSO μήκη κύματος [Popoola et al. 2010]. Συγκεκριμένα, μια τυπική βροχόπτωση των 2.5cm/h προκαλεί εξασθένηση περίπου 6dB/km [Kim et al. 2001b]. Αντίστοιχα, η εξασθένηση λόγω χιονιού ξεκινά περίπου από τα 3dB/km για ασθενή χιονόπτωση και μπορεί να φθάσει έως και τα 30dB/km για χιονοθύελλα [Willebrand et al. 2002]. Σε καθαρή ατμόσφαιρα τυπικής εξασθένησης 0.43dB/km εύκολα επιτυγχάνεται FSO ζεύξη μεγαλύτερης εμβέλειας του 1km [Popoola et al. 2008a; Kim et al. 2001a]. Σε ιδανικές σχεδόν συνθήκες, εξαιρετικά καθαρής ατμόσφαιρας, η εξασθένηση είναι ακόμα πιο χαμηλή, περίπου 0.2dB/km, όσο δηλαδή και στις οπτικές ίνες. Συνοπτικά λοιπόν, η εξασθένηση που υφίσταται μια δέσμη laser που διαδίδεται στην ατμόσφαιρα, μεταβάλλεται από 0.2dB/km για εξαιρετικά καθαρή ατμόσφαιρα, μεταβάλλεται από 0.2dB/km για εξαιρετικά καθαρή στιμόσφαιρα, μεταβάλλεται από 1.2002].

Παρακάτω παρουσιάζονται για διάφορες καιρικές συνθήκες κάποιες τυπικές τιμές εξασθένησης ενός FSO σήματος με μήκος κύματος λ=1550nm. Επίσης, για κάθε περίπτωση δίνεται η μέγιστη εφικτή απόσταση διάδοσης για το σήμα, δηλαδή η επιτρεπτή λόγω εξασθένησης εμβέλεια της FSO ζεύξης.

Καιρικές Συνθήκες	Εξασθένηση (dB/ km)	Επιτρεπτή εμβέλεια (km)
Σχεδόν καθαρή ατμόσφαιρα	<1.5	>6
Καταιγίδα (75mm/h)	13	1.7
Χιονοθύελλα	30	0.92
Πολύ πυκνή ομίχλη	60-100	0.35-0.55

Πίνακας 3.1: Επίδραση εξασθένησης λόγω σκεδάσεων για τυπική FSO διάδοση υπό διαφορετικές καιρικές συνθήκες [Ramasarma 2002].

II. Μοντέλα της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής (The atmospheric turbulence models)

A. Ερμηνεία και παραδοχές για τη μελέτη της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής

Ακόμα και σε εξαιρετικά καθαρή ατμόσφαιρα, όπου το φαινόμενο της εξασθένησης θεωρείται αμελητέο, το φαινόμενο της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής επηρεάζει σημαντικά την απόδοση των FSO ζεύξεων, ιδιαίτερα για αποστάσεις διάδοσης που ξεπερνούν το 1km [Kamalakis et al. 2006; Zhu et al. 2003]. Πρόκειται δηλαδή για ένα φαινόμενο που πρέπει να λαμβάνεται υπόψη στη μελέτη οποιασδήποτε επίγειας FSO ζεύξης εξωτερικού χώρου και αποτελεί έναν από τους σπουδαιότερους περιοριστικούς παράγοντες για την απόδοση και εμβέλεια κάθε τέτοιας ζεύξης.

Λόγω της ηλιακής ακτινοβολίας που απορροφά η επιφάνεια της Γης, ο αέρας γύρω από την επιφάνειά της είναι θερμότερος σε σχέση με αυτόν που βρίσκεται σε μεγαλύτερο ύψος. Αυτό το στρώμα του θερμότερου αέρα δεν παραμένει στάσιμο αλλά αντίθετα, λόγω της μικρότερης πυκνότητάς του ανυψώνεται, με αποτέλεσμα να αναμειγνύεται με τυρβώδη τρόπο με τον περιβάλλοντα ψυχρότερο αέρα (τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή) [Pratt 1969]. Με αυτόν τον τρόπο, δημιουργούνται τυχαίες διακυμάνσεις στη θερμοκρασία μιας οποιαδήποτε περιοχής της ατμόσφαιρας (κανάλι), οι οποίες οδηγούν σε αντίστοιχες διακυμάνσεις του δείκτη διάθλασης της συγκεκριμένης ατμοσφαιρικής περιοχής (κανάλι).

Οι παραπάνω ανομοιογένειες που προκαλεί το φαινόμενο της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής στο ατμοσφαιρικό κανάλι μπορούν να θεωρηθούν σαν μικροί θύλακες διαφορετικής θερμοκρασίας που δρουν ως πρίσματα διαφορετικών διαστάσεων και δεικτών διάθλασης. Η αλληλεπίδραση ανάμεσα σε αυτά και στο μήκος κύματος του εκπεμπόμενου οπτικού σήματος είναι αναπόφευκτη καθώς το τελευταίο διαδίδεται μέσα στο τυρβώδες ατμοσφαιρικό κανάλι που περιέχει μεγάλο πλήθος θυλάκων κατά μήκος της διαδιδόμενης οπτικής δέσμης. Με αυτόν τον τρόπο, το φαινόμενο της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής εξασθενεί το διαδιδόμενο οπτικό σήμα και προκαλεί

το λεγόμενο φαινόμενο του σπινθηρισμού (scintillation effect or turbulence-induced fading) δηλαδή τυχαίες, ταχύτατες και πολύ συχνά μεγάλες μεταβολές της φάσης και της αναμενόμενης κανονικοποιημένης ισχύος οπτικής ακτινοβολίας του σήματος που φτάνει στον δέκτη, (με τον όρο κανονικοποιημένη ισχύ εννοούμε το πηλίκο της πραγματικής ισχύος οπτικής ακτινοβολίας που φτάνει στον δέκτη προς τη μέση τιμή της), όπως παρόμοια συμβαίνει και στις διαλείψεις των RF συστημάτων. Εξαιτίας του φαινομένου του σπινθηρισμού λοιπόν, το οποίο προκαλείται από την τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή, η απόδοση κάθε FSO ζεύξης υποβαθμίζεται, ιδιαίτερα σε μεγάλες διαλείψεις σήματος και για μεγάλες αποστάσεις διάδοσης [Majumdar 2005; Henniger et al. 2010; Ghassemlooy et al. 2010].

Η ατμοσφαιρική τυρβώδης ροή λοιπόν συνδέεται άρρηκτα με τις τυχαίες διακυμάνσεις του ατμοσφαιρικού δείκτη διάθλασης στην περιοχή που αποτελεί το κανάλι για την FSO ζεύξη. Αυτές οι τυχαίες διακυμάνσεις της θερμοκρασίας είναι συνάρτηση της ατμοσφαιρικής πίεσης, του υψόμετρου (το ύψος ως προς το επίπεδο της θάλασσας στο οποίο είναι εγκατεστημένη η FSO ζεύξη) και της ταχύτητας του ανέμου, ενώ παριστάνονται με θύλακες διαφορετικών μεγεθών. Οι μικρότεροι και οι μεγαλύτεροι σε μέγεθος θύλακες ορίζονται ως η εσωτερική κλίμακα (inner scale), l_0 , και η εξωτερική κλίμακα (outer scale), L_0 , για την ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή. Τυπικά, η l_0 είναι της τάξης μερικών χιλιοστών (mm), ενώ η L_0 της τάξης μερικών μέτρων (m) [Zhu et al. 2002; Andrews et al. 2001].

Αυτοί οι θύλακες που μοιάζουν με μικρούς καθρέπτες ή πρίσματα απεικονίζονται γραφικά στο Σχ. 3.2. Στο ίδιο μάλιστα σχήμα φαίνεται και η επίδραση των θυλάκων αυτών στα διαδιδόμενα μέτωπα κύματος της οπτικής ακτινοβολίας. Συγκεκριμένα, οι θύλακες, ανάλογα με τις διαφορετικές διαστάσεις τους, αλλοιώνουν και διαφορετικά τα μέτωπα κύματος που συναντούν.



Σχήμα 3.2: Τυρβώδες ατμοσφαιρικό κανάλι με θύλακες διαφορετικών διαστάσεων [Ghassemlooy et al. 2012a, p.127].

Οι αλλοιώσεις των μετώπων κύματος αντιστοιχούν σε ισοδύναμες εκτροπές των, κάθετων σε αυτά, ακτινών του οπτικού κύματος. Οι εκτροπές αυτές των διαδιδόμενων ακτινών του οπτικού κύματος, δηλαδή των συνιστωσών της διαδιδόμενης οπτικής δέσμης απεικονίζονται στο παρακάτω σχήμα και ουσιαστικά αντιστοιχούν στις ταχύτατες διακυμάνσεις (σπινθηρισμούς) του οπτικού σήματος στην πλευρά του δέκτη, λόγω της ύπαρξης των θυλάκων στο ατμοσφαιρικό κανάλι, δηλαδή λόγω της ύπαρξης του φαινομένου της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Συνοπτικά λοιπόν, το παρακάτω σχήμα απεικονίζει το φαινόμενο του σπινθηρισμού που γεννά το φαινόμενο της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής.



Σχήμα 3.3: Φαινόμενο σπινθηρισμού λόγω τυρβώδους ατμοσφαιρικού καναλιού σε FSO ζεύξη [Ghassemlooy et al. 2012a, p.19].

Στην προσπάθειά μας να μοντελοποιήσουμε το σύνθετο τυρβώδες ατμοσφαιρικό κανάλι ακολουθούμε αρχικά την "υπόθεση Taylor", σύμφωνα με την οποία οι θύλακες είναι γενικά ακινητοποιημένοι σε σταθερά σημεία και μπορούν μόνο να μετακινηθούν ακολουθώντας την εγκάρσια συνιστώσα του τοπικού άνεμου, [Karp et al. 2013]. Συνεπώς, οι χρονικές διακυμάνσεις της δέσμης φωτός ή οι αντίστοιχες στατιστικές ιδιότητές της προκαλούνται από τη συνιστώσα του τοπικού ανέμου που είναι κάθετη στην κατεύθυνση διάδοσης της δέσμης. Επιπρόσθετα, λαμβάνουμε υπόψη ότι ο χρόνος συμφωνίας (coherence time), τ₀, για την ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή (δηλαδή πρακτικά το χρονικό διάστημα για το οποίο μπορεί να θεωρηθεί σταθερή) είναι της τάξης των ms (milliseconds) [Osche 2002]. Αυτή η τιμή είναι πολύ μεγάλη σε σχέση με τη διάρκεια ενός τυπικού συμβόλου δεδομένων (διάρκεια μιας χρονοθυρίδας) και συνεπώς το τυρβώδες ατμοσφαιρικό κανάλι ακολουθεί τη στατιστική αργών διαλείψεων και χαρακτηρίζεται ως ένα κανάλι αργών διαλείψεων (slow fading channel). Αντίθετα, στην περίπτωση που η συμπεριφορά του τυρβώδους ατμοσφαιρικού καναλιού δεν είναι σταθερή σε ολόκληρη τη χρονική διάρκεια του παλμού, τότε το κανάλι θεωρείται ότι ακολουθεί στατιστική γρήγορων διαλείψεων και χαρακτηρίζεται, αντίστοιχα, ως κανάλι γρήγορων διαλείψεων [Andrews et al. 1988; Kedar et al. 2004].

Η παράμετρος, η οποία μεταβάλλεται ανάλογα με την ισχύ του φαινομένου της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και για τον λόγο αυτό χρησιμοποιείται ως μέτρο της επίδρασης του στη λειτουργία του συστήματος, είναι η παράμετρος κατανομής του δείκτη διάθλασης στην ατμόσφαιρα (structure function of the refractive index of air), C_n^2 , και δίνεται από την εξίσωση [Andrews 2004; Majumdar 2005; Uysal et al. 2006; Garcia- Zambrana 2010]:

$$C_n^2 = \left(79 \times 10^{-6} \frac{P_A}{T_K}\right)^2 C_T^2$$
(3.6)

όπου με P_A συμβολίζεται η ατμοσφαιρική πίεση σε mbars, T_K η θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin και C_T^2 η σταθερά θερμοκρασιακής κατανομής (temperature structure constant), [Andrews 2004; Majumdar 2005; Uysal et al. 2006; Garcia- Zambrana 2010]. Η τιμή της C_n^2 κυμαίνεται μεταξύ $1 \times 10^{-18} \text{ m}^{-2/3}$, που αντιστοιχεί σε πολύ ασθενή τυρβώδη ροή, και $1 \times 10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$ για πολύ ισχυρή ροή [Goodman 1985].

Γνωρίζοντας την τιμή της C_n^2 , υπολογίζεται ο συντελεστής διακύμανσης του Rytov, δ^2 , μέσω του οποίου υπολογίζεται το μέτρο της διακύμανσης των τιμών της κανονικοποιημένης ισχύος

οπτικής ακτινοβολίας που φτάνει στον δέκτη διερχόμενο από περιοχή με συγκεκριμένη τιμή του C_n^2 . Ο συντελεστής διακύμανσης (δ) δίνεται από την εξίσωση [Uysal et al. 2006; Garcia- Zambrana 2010]:

$$\delta^2 = 0.5 C_n^2 k_w^{7/6} L^{11/6}$$
(3.7)

όπου με $k_w = 2\pi/\lambda$ συμβολίζεται ο κυματαριθμός (wavenumber). Σημειώνεται ότι για ασθενή τυρβώδη ροή $\delta^2 \leq 0.3$, για μέτρια $\delta^2 \approx 1$ και για ισχυρή $\delta^2 > 1$ [Strobehn 1978; Ishimaru 1997]. Επίσης, από την Εξ. (3.7) γίνεται φανερή η εξάρτηση της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής με την απόσταση διάδοσης και με το μήκος κύματος λειτουργίας της FSO ζεύξης.

Η τιμή του C_n^2 εξαρτάται από την ατμοσφαιρική πίεση, τη θερμοκρασία και τη μερική πίεση υδρατμών και είναι συνεπώς συνάρτηση του ύψους. Για τα επίγεια συστήματα ασύρματων οπτικών επικοινωνιών που λειτουργούν σε οριζόντιες ζεύξεις και σε ύψη μέχρι το πολύ 200-300 m πάνω από το έδαφος, όλες οι παραπάνω παράμετροι μπορούν να υπολογιστούν, αν γνωρίζουμε το ύψος στο οποίο λειτουργεί το συγκεκριμένο σύστημα. Για τον υπολογισμό του C_n^2 σε συνάρτηση με το ύψος, h, δύο είναι τα ακριβέστερα μοντέλα που χρησιμοποιούνται διεθνώς. Το πρώτο είναι το μοντέλο των *Hufnagel-Vally* και δίνεται από την εξίσωση [Andrews et al. 2005; Henniger et al. 2010]:

$$C_n^2(h) = 0.00594 \left(\frac{21}{27}\right)^2 \left(\frac{h}{10^5}\right) \exp\left(-\frac{h}{1000}\right) + 2.7 \times 10^{-16} \exp\left(-\frac{h}{1500}\right) + 1.7 \times 10^{-14} \exp\left(-\frac{h}{100}\right)$$
(3.8)

ενώ το δεύτερο είναι ακριβές κυρίως για περιοχές που βρίσκονται πάνω από θάλασσα [Majumdar 2005; Henniger et al. 2010]:

$$C_n^2(h) = 9.8583 \cdot 10^{-18} + 4.9877 \cdot 10^{-16} \exp\left(-\frac{h}{300}\right) + 2.9228 \cdot 10^{-16} \exp\left(-\frac{h}{1200}\right)$$
(3.9)

Στις εξισώσεις (3.8) και (3.9) η μονάδα μέτρησης του C_n^2 είναι m^{-2/3} και του h σε m. Σημειώνεται ότι οι τιμές, που υπολογίζονται από τα δύο μοντέλα, διαφέρουν ελάχιστα για ύψη έως 500 m.

Το τυρβώδες ατμοσφαιρικό μέσο διάδοσης είναι όπως είδαμε εκ φύσεως πολυσύνθετο και κατά συνέπεια η ακριβής μαθηματική του περιγραφή είναι μια πολύ δύσκολη διαδικασία. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούμε κάποιες έγκυρες υποθέσεις που απλοποιούν σε μεγάλο βαθμό την όλη εφαρμοζόμενη μαθηματική ανάλυση. Κατά πρώτο λόγο, θεωρούμε έγκυρη την "υπόθεση Taylor" και υποθέτουμε οριζόντιες FSO ζεύξεις. Επιπρόσθετα, θεωρούμε ότι κατά την απορρόφηση της διαδιδόμενης οπτικής ακτινοβολίας από την ατμόσφαιρα, η θερμότητα που εκλύεται είναι αμελητέα μπροστά στην ήδη υπάρχουσα. Πρακτικά δηλαδή θεωρούμε ότι το φαινόμενο της εξασθένησης λόγω απορρόφησης δε μεταβάλλει τη θερμοκρασία και άρα τον δείκτη διάθλασης της ατμόσφαιρας. Τέλος, θεωρούμε ότι οι σκεδάσεις του οπτικού σήματος με τους θύλακες λόγω τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής δεν οδηγούν σε απώλεια ενέργειας της οπτικής δέσμης παρουσία τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής είναι ίση με τη μέση ενέργεια της απουσία τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής είναι έγκυρη για επίπεδα κύματα (plane waves) τα οποία ταιριάζουν εν γένει και βρίσκουν εφαρμογή σε δέσμες laser οι οποίες διαδίδονται σε μεγάλες αποστάσεις [Osche 2002; Gagliardi et al. 1995]. Λαμβάνοντας υπόψη τις παραπάνω έγκυρες υποθέσεις, είμαστε πλέον σε θέση να εφαρμόσουμε τις κατανομές που περιγράφονται αμέσως παρακάτω, με απώτερο στόχο τη μελέτη του τυρβώδους ατμοσφαιρικού καναλιού, για όλες τις δυνατές του καταστάσεις.

Β. Στατιστικές κατανομές για τη μελέτη της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, οι συνεχείς ταχύτατες διακυμάνσεις της κανονικοποιημένης ισχύος οπτικής ακτινοβολίας στον δέκτη, που οφείλονται στο φαινόμενο της τυρβώδους ροής, μπορούν θα θεωρηθούν ως μια τυχαία διαδικασία και η μελέτη τους πραγματοποιείται με ακρίβεια χρησιμοποιώντας στατιστικές μεθόδους. Τα στατιστικά μοντέλα αυτά εξαρτώνται από το πόσο ισχυρό είναι το συγκεκριμένο φαινόμενο καθώς και από το πόσο επιδρά στην απόδοση του συστήματος. Οι κατανομές, οι οποίες συνήθως χρησιμοποιούνται στο πεδίο των ασύρματων οπτικών επικοινωνιακών συστημάτων, είναι οι ακόλουθες:

- Κατανομή γάμμα γάμμα (Γ-Γ) (gamma gamma distribution)
- Λογαριθμοκανονική κατανομή (LN) (log normal distribution)
- Εκθετική κατανομή (*NE*) (negative exponential distribution)
- Κατανομή I-K (*I-K*) (I-K distribution)
- Κατανομή K (*K*) (K distribution)
- Κατανομή γάμμα (Γ) (gamma distribution)

- Κατανομή Μάλαγα *M*(alaga) (Malaga distribution)
- Εκθετικοποιημένη Weibull (*EW*) (exponentiated Weibull)

Με βάση την περιοχή ισχύος της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής που μπορούν με εξαιρετική ακρίβεια να μοντελοποιήσουν, οι παραπάνω κατανομές κατατάσσονται ως εξής:

Κατανομή (μοντέλο)) Περιοχή ισχύος τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής	
LN	Πολύ ασθενής έως και ασθενής	
Γ	Ασθενής έως και μέτρια	
K	Ισχυρή έως και πολύ ισχυρή	
ΝΕ Κορεσμένη		
<i>Γ-Γ, Ι-Κ, ΕΨ, Μ</i> Ασθενής έως και ισχυρή		

Πίνακας 3.2: Περιοχές ισχύος τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και οι κατάλληλες κατανομές για την προσομοίωσή τους.

i. Η κατανομή γάμμα γάμμα

Η κατανομή αυτή είναι κατάλληλη για τη μελέτη των διακυμάνσεων της κανονικοποιημένης ισχύος οπτικής ακτινοβολίας I μέσα σε μια ευρεία περιοχή τιμών για την ισχύ της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, δηλαδή από ασθενή έως και ισχυρή ατμοσφαιρική τυρβώδη ροή. Υπενθυμίζεται ότι η τιμή του I προκύπτει ως το πηλίκο της πραγματικής ισχύος οπτικής ακτινοβολίας που φτάνει στον δέκτη, I_r , προς τη μέση τιμή της, $<I_r>$. Για τις περιπτώσεις των κατανομών που παρουσιάζονται στο κεφάλαιο αυτό, η τιμή του $<I_r>$ λαμβάνεται χωρίς βλάβη της γενικότητας ίση με τη μονάδα. Συγκεκριμένα, η κανονικοποιημένη ισχύς οπτικής ακτινοβολίας Iθεωρείται ως μια σύνθετη τυχαία μεταβλητή I=XY με τις X και Y να είναι οι τυχαίες μεταβλητές που εκφράζουν αντίστοιχα τις ισχυρές και ασθενείς διακυμάνσεις της οπτικής ακτινοβολίας. Αμφότερες ακολουθούν τη Γάμμα κατανομή, δηλαδή:

$$f_{X}\left(x\right) = \frac{a^{a}x^{a-1}}{\Gamma\left(a\right)}\exp\left(-ax\right)$$
(3.10)

$$f_Y(y) = \frac{b^b x^{b-1}}{\Gamma(b)} \exp(-by)$$
(3.11)

με τις παραμέτρους *a* και *b* να αφορούν στον αριθμό των θυλάκων μεγάλης και μικρής κλίμακας αντίστοιχα, ενώ με $\Gamma(.)$ συμβολίζεται η συνάρτηση Γάμμα [Gradshteyn et al. 2007, Εξ. (8.310.1)]. Θέτοντας στη συνέχεια *Y*=*I*/*X* η από κοινού PDF των (3.10) και (3.11) λαμβάνεται ως εξής

$$f_{I|X}\left(I|X=x\right) = \frac{b^{b}x^{b-1}}{x\Gamma(b)}\exp\left(-bI/x\right)$$
(3.12)

Έτσι, ολοκληρώνοντας την Εξ. (3.12), λαμβάνουμε τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (Probability Density Function, PDF) της Γάμμα-Γάμμα κατανομής η οποία δίνεται τελικά από την εξίσωση [Al-Habash et al. 2001; Majumdar 2005; Uysal et al. 2006; Nistazakis et al. 2009b; Epple 2010]:

$$f_{I}(I) = \frac{2(ab)^{(a+b)/2}}{\Gamma(a)\Gamma(b)} I^{\frac{(a+b)}{2}-1} \mathbf{K}_{a-b}(2\sqrt{abI}), \qquad I > 0$$
(3.13)

όπου με Γ(.) συμβολίζεται η συνάρτηση Γάμμα, ενώ οι παράμετροι a και b σχετίζονται με τον πραγματικό αριθμό των θυλάκων μεγάλης και μικρής κλίμακας, αντίστοιχα, οι οποίοι συμμετέχουν στη διαδικασία της σκέδασης. Οι τιμές των παραμέτρων a και b συνδέονται με τα χαρακτηριστικά στοιχεία της κάθε οπτικής ασύρματης ζεύξης και δίνονται από τις εξισώσεις [Uysal et al. 2006; Nistazakis et al. 2009b; Garcia-Zambrana et al. 2012b]:

$$a = \left[\exp\left(\frac{0.49\delta^2}{\left(1 + 0.18d^2 + 0.56\delta^{12/5}\right)^{-1}}\right) - 1 \right]^{-1}$$
(3.14)

$$b = \left[\exp\left(\frac{0.51\delta^2 (1+0.69\delta^{12/5})^{-5/6}}{(1+0.9d^2+0.62\delta^{12/5})^{5/6}}\right) - 1 \right]^{-1}$$
(3.15)

όπου δ ο συντελεστής διακύμανσης και $d = 10D\sqrt{5\pi(\lambda L)^{-1}}$, L το μήκος της ζεύξης σε (km), D η διάμετρος του οπτικού δέκτη σε (m) και λ το μήκος κύματος λειτουργίας της ζεύξης σε (μm) [Stassinakis et al. 2013a; Varotsos et al. 2014a]. Από την PDF προκύπτει με ολοκλήρωση η αθροιστική συνάρτηση κατανομής πιθανότητας, Cumulative Distribution Function - CDF, ως προς την κανονικοποιημένη ισχύ οπτικής ακτινοβολίας στον δέκτη, *I*, και δίνεται από την εξίσωση [Nistazakis et al. 2009b]:

$$F_{I}(I) = \frac{(abI)^{\frac{a+b}{2}}}{\Gamma(a)\Gamma(b)} G_{1,3}^{2,1} \left(abI \left| \frac{1 - \frac{a+b}{2}}{\frac{a-b}{2}, \frac{b-a}{2}, -\frac{a+b}{2}} \right. \right)$$
(3.16)

όπου με *G*[.] συμβολίζεται η συνάρτηση Meijer-G [Adamchik et al. 1990; Prudnikov et al. 1992], η οποία είναι μια συνάρτηση που μπορεί να υπολογιστεί με χρήση γνωστών πακέτων λογισμικού, ενώ μπορεί να βρεθεί και με χρήση υπεργεωμετρικών συναρτήσεων [Adamchik et al. 1990; Prudnikov et al. 1992].

ii. Η λογαριθμοκανονική κατανομή

Η κατανομή αυτή είναι κατάλληλη για τη μελέτη των διακυμάνσεων της κανονικοποιημένης ισχύος οπτικής ακτινοβολίας *Ι* λόγω πολύ ασθενούς έως και ασθενούς ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής. Σε αυτή την περίπτωση, η PDF ως προς το *Ι* δίνεται από τη σχέση [Majumdar et al. 1982; Laourine et al. 2007; Majumdar 2015; Cang et al. 2011]:

$$f_{I}(I) = \frac{1}{I\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\left(\ln(I) + \sigma^{2}/2\right)^{2}/2\sigma^{2}\right], \quad I > 0$$
(3.17)

όπου με σ^2 συμβολίζεται η διακύμανση της κατανομής και συνδέεται με τα χαρακτηριστικά της οπτικής ζεύξης μέσω της εξίσωσης [Majumdar et al. 1982; Laourine et al. 2007; Nistazakis et al. 2009b; Stassinakis et al. 2013a]:

$$\sigma^{2} = \exp\left(\frac{0.49\delta^{2}}{\left(1+0.18d^{2}+0.56\delta^{12/5}\right)^{7/6}} + \frac{0.51\delta^{2}}{\left(1+0.9d^{2}+0.62d^{2}\delta^{12/5}\right)^{5/6}}\right) - 1 \quad (3.18)$$

Αντίστοιχα, η CDF της λογαριθμοκανονικής κατανομής υπολογίζεται ολοκληρώνοντας την PDF Εξ. (3.17) και η τελική της έκφραση είναι [Nistazakis et al. 2009b]

$$F_{I}(I) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(-\frac{\left(\ln(I) + \sigma^{2}/2\right)}{\sqrt{2}\sigma}\right)$$
(3.19)

όπου με *erfc*(.) συμβολίζεται η συμπληρωματική συνάρτηση σφάλματος (complementary error function, erfc).

iii. Η κατανομή γάμμα

Η κατανομή αυτή περιγράφει με αρκετά καλή ακρίβεια τις μεταβολές της κανονικοποιημένης ισχύος οπτικής ακτινοβολίας της οριζόντιας οπτικής δέσμης που φτάνει στον δέκτη, όταν η τυρβώδης ροή της ατμόσφαιρας χαρακτηρίζεται ως ασθενής. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας για την κατανομή αυτή ως προς την κανονικοποιημένη τιμή ισχύος της οπτικής ακτινοβολίας *I* δίνεται από την εξίσωση [Epple 2010; Sandalidis et al. 2010]:

$$f_I(I) = \frac{I^{\zeta^{-1}} \zeta^{\zeta} e^{-\zeta I}}{\Gamma(\zeta)}, \qquad I > 0$$
(3.20)

όπου το ζ αποτελεί παράμετρο της κατανομής, που εξαρτάται από το πόσο ισχυρό είναι το φαινόμενο της τυρβώδους ροής και συνδέεται με τα χαρακτηριστικά του υπό μελέτη συστήματος μέσω της εξίσωσης [Epple 2010; Sandalidis et al. 2010]:

$$\zeta = \left[\frac{1}{a} + \frac{1}{b} + \frac{1}{ab}\right]^{-1} \tag{3.21}$$

όπου οι παράμετροι a και b δίνονται από τις Εξ. (3.14) και Εξ. (3.15) αντίστοιχα.

Επίσης, η αντίστοιχη αθροιστική συνάρτηση κατανομής πιθανότητας ως προς την κανονικοποιημένη ισχύ οπτικής ακτινοβολίας στον δέκτη *Ι* δίνεται από την εξίσωση [Epple 2010]:

$$F_{I}(I) = \frac{\gamma(\zeta, I\zeta)}{\Gamma(\zeta)}$$
(3.22)

όπου γ(.) είναι η ατελής συνάρτηση γάμμα η οποία έχει τη μορφή, $\gamma(u, x) = \int_{0}^{x} t^{u-1} e^{-t} dt$, [Gradshteyn et al. 2007].

iv. Η στατιστική κατανομή Ι-Κ

Η κατανομή αυτή έχει αποδειχθεί ότι είναι κατάλληλη για την περιγραφή της κανονικοποιημένης ισχύος οπτικής ακτινοβολίας που φτάνει στον δέκτη για περιπτώσεις ασθενούς έως και ισχυρής τυρβώδους ροής. Περιλαμβάνει δύο ελεύθερες παραμέτρους, τις α και ρ_y, οι οποίες εξαρτώνται από την ισχύ της τυρβώδους ροής καθώς και την ποσότητα των σκεδαστών μεγάλου μεγέθους στη συγκεκριμένη περιοχή της ατμόσφαιρας [Andrews et al. 1985]. Η PDF της συγκεκριμένης κατανομής ως συνάρτηση της κανονικοποιημένης ισχύος οπτικής ακτινοβολίας *Ι*

περιγράφεται από την εξίσωση [Andrews et al. 1985; Andrews et al. 1988; Andrews et al. 2001; Varotsos et al. 2014a]:

$$f_{I}(I) = \begin{cases} 2\alpha y \left(\frac{y}{\rho_{y}}I\right)^{\frac{\alpha-1}{2}} K_{\alpha-1}\left(2\sqrt{\alpha\rho_{y}}\right) I_{a-1}\left(2\sqrt{\alpha yI}\right) & \text{for } I < \frac{\rho_{y}}{y} \\ 2\alpha y \left(\frac{y}{\rho_{y}}I\right)^{\frac{\alpha-1}{2}} I_{\alpha-1}\left(2\sqrt{\alpha\rho_{y}}\right) K_{a-1}\left(2\sqrt{\alpha yI}\right) & \text{for } I > \frac{\rho_{y}}{y} \end{cases}$$
(3.23)

όπου $y=1+\rho_y$ ενώ με I_ν(.) και K_ν(.) συμβολίζονται, αντίστοιχα, η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους και τάξης ν και η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel δεύτερου είδους και τάξης ν [Gradshteyn et al. 2007]. Ολοκληρώνοντας την Εξ. (3.23) προκύπτει η CDF της κατανομής αυτής, η οποία δίνεται από την εξίσωση [Andrews et al. 1985; Andrews et al. 1988; Andrews et al. 2001; Varotsos et al. 2014a]:

$$F_{I}(I) = \begin{cases} 2\sqrt{\alpha\rho_{y}} \left(\frac{y}{\rho_{y}}I\right)^{\frac{\alpha}{2}} K_{\alpha-1}\left(2\sqrt{\alpha\rho_{y}}\right) I_{a}\left(2\sqrt{\alpha yI}\right) & \text{for } I < \frac{\rho_{y}}{y} \\ 1 - 2\sqrt{\alpha\rho_{y}} \left(\frac{y}{\rho_{y}}I\right)^{\frac{\alpha}{2}} I_{\alpha-1}\left(2\sqrt{\alpha\rho_{y}}\right) K_{a}\left(2\sqrt{\alpha yI}\right) & \text{for } I > \frac{\rho_{y}}{y} \end{cases}$$
(3.24)

Όπως φαίνεται από τις Εξ. (3.23) και Εξ. (3.24) οι μαθηματικές εκφράσεις τη συγκεκριμένη κατανομής είναι αρκετά πολύπλοκες. Έτσι, αν και η συγκεκριμένη κατανομή έχει αποδειχτεί ότι περιγράφει με μεγάλη ακρίβεια τις διακυμάνσεις της κανονικοποιημένης ισχύος οπτικής ακτινοβολίας στον δέκτη για ευρύ φάσμα τιμών της τυρβώδους ροής, αρκετές φορές δεν είναι εύκολο να χρησιμοποιηθεί

v. Η στατιστική κατανομή Κ

Η κατανομή αυτή περιγράφει με ακρίβεια τις διακυμάνσεις της κανονικοποιημένης ισχύος οπτικής ακτινοβολίας που φτάνει στον δέκτη ενός ασύρματου οπτικού τηλεπικοινωνιακού συστήματος στην περίπτωση ισχυρής έως και πολύ ισχυρής τυρβώδους ροής. Στην περίπτωση αυτή, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας ως συνάρτηση της κανονικοποιημένης ισχύος οπτικής ακτινοβολίας, που φτάνει στον δέκτη *I*, δίνεται από την εξίσωση [Jakeman et al. 1976; Uysal et al. 2004; Tsiftsis et al. 2009; Varotsos et al. 2015; Nistazakis et al. 2011b]

$$f_{I}(I) = \frac{2b^{\frac{b+1}{2}}}{\Gamma(b)} I^{\frac{b-1}{2}} \mathbf{K}_{b-1}(2\sqrt{bI}), \qquad I \ge 0$$
(3.25)

όπου η παράμετρος *b* εξαρτάται από το ποσοστό των διακριτών σκεδαστών, που βρίσκονται στην περιοχή της ατμόσφαιρας που μελετάται, καθώς επίσης και από την ένταση της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής. Σημειώνεται ότι για ισχυρότερη τυρβώδη ροή η τιμή του *b* μειώνεται, ενώ για ασθενέστερη αυξάνει. Από την Εξ. (3.13), με ολοκλήρωση, προκύπτει η εξίσωση CDF ως προς *I* για την κατανομή αυτή, η οποία έχει την ακόλουθη μορφή [Jakeman et al. 1976; Tsiftsis et al. 2009; Uysal et al. 2004; Nistazakis et al. 2011b].

$$F_{I}(I) = \frac{(bI)^{\frac{b+1}{2}}}{\Gamma(b)} G_{1,3}^{2,1} \left(bI \left| \frac{\frac{1-b}{2}}{\frac{1-b}{2}}, \frac{b-1}{2}, -\frac{1+b}{2} \right| \right)$$
(3.26)

vi. Η εκθετική κατανομή

Η κατανομή αυτή χρησιμοποιείται στην περίπτωση της κορεσμένης τυρβώδους ροής κι επομένως στις ισχυρότερες δυνατές συνθήκες του φαινομένου αυτού. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας ως προς το *Ι* δίνεται από την εξίσωση [Nistazakis et al. 2011a; Garcia-Zambrana et al. 2010; Nistazakis et al. 2011b; Nistazakis 2013; Popoola et al. 2008b]:

$$f_I(I) = e^{-I} \tag{3.27}$$

Ολοκληρώνοντας την Εξ. (3.28), προκύπτει η ακόλουθη CDF της κατανομής [Nistazakis et al. 2011a]:

$$F_I(I) = 1 - e^{-I} \tag{3.28}$$

vii. Η εκθετικοποιημένη Weibull κατανομή

Η κατανομή αυτή καλύπτει μια ευρεία περιοχή τιμών, δηλαδή από ασθενείς έως και ισχυρές συνθήκες κορεσμένης τυρβώδους ροής. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας ως προς το *Ι* δίνεται από την εξίσωση

$$f_{I}(I) = \frac{ab}{\eta_{w}} \left(\frac{I}{\eta_{w}}\right)^{b-1} \exp\left[-\left(\frac{I}{\eta_{w}}\right)\right] \left\{1 - \exp\left[-\left(\frac{I}{\eta_{w}}\right)^{b}\right]\right\}^{a-1}$$
(3.29)

όπου οι *a*, *b* οι θετικές παράμετροι που σχετίζονται με το πλήθος των σκεδαστών και η_w μια επίσης θετική παράμετρος που σχετίζεται εν γένει με τη μέση τιμή της οπτικής σκεδαζόμενης ακτινοβολίας [Barrios et al. 2012]

Ολοκληρώνοντας την Εξ. (3.29), προκύπτει η ακόλουθη CDF της κατανομής [Barrios et al. 2012]

$$F_{I}(I) = \left\{1 - \exp\left[-\left(\frac{I}{\eta_{w}}\right)^{b}\right]\right\}^{a}$$
(3.30)

viii. Η κατανομή Μάλαγα

Η κατανομή αυτή αν και έχει παρουσιαστεί αρκετά πρόσφατα και αποτελεί ένα γενικευμένο στατιστικό μοντέλο, το οποίο περιγράφει τις διακυμάνσεις της κανονικοποιημένης ισχύος οπτικής ακτινοβολίας στον δέκτη σε κανάλι ασθενούς έως και ισχυρής τυρβώδους ροής. Το σημαντικότερο πλεονέκτημά της είναι ότι για συγκεκριμένες τιμές των παραμέτρων της προκύπτουν σχεδόν όλες οι θεμελιώδεις κατανομές, που περιγράφηκαν παραπάνω.

Σύμφωνα με το μοντέλο αυτό, το συνολικό πεδίο που παρατηρούμε στην πλευρά του δέκτη αποτελείται από τρεις συνιστώσες: Η πρώτη είναι η LOS συνιστώσα (LOS component, U_L), η δεύτερη είναι η συζευγμένη με τη LOS (coupled to LOS, U^C_s) συνιστώσα η οποία σχεδόν σκεδάζεται από τους θύλακες που συναντά πάνω στον άξονα διάδοσης, ενώ η τρίτη συνιστώσα είναι η στατιστικά ανεξάρτητη από τις δυο προηγούμενες συνιστώσες (independent scatter component, U^G_s) και οφείλεται στην ενέργεια που σκεδάζεται στον δέκτη λόγω των εκτός του άξονα διάδοσης σκεδαστών (θυλάκων). Η εισαγωγή αυτής της συζευγμένης με τη LOS συνιστώσα είναι μια βασική καινοτομία της Μάλαγα κατανομής, που μάλιστα αποδεικνύεται βάσιμη λόγω της εξαιρετικά υψηλής κατευθυντικότητας και της στενής εγκάρσιας διατομής που διαθέτουν οι δέσμες laser των επίγειων ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Το οπτικό πεδίο με τις κατά Μάλαγα συνιστώσες του απεικονίζεται στο Σχήμα 3.4.


Σχήμα 3.4: Διαδιδόμενη οπτική ακτινοβολία και οι συνιστώσες της σε μοντελοποιημένο κατά Μάλαγα τυρβώδες ατμοσφαιρικό κανάλι [Jurado-Navas et al. 2011a].

Με βάση τα παραπάνω η κανονικοποιημένη ισχύς της οπτικής ακτινοβολίας στον δέκτη Iείναι συνάρτηση τριών τυχαίων διαδικασιών, των U_L , U_S^C και U_S^G , όπου οι δύο τελευταίες είναι στατιστικά ανεξάρτητες μεταξύ τους, όπως μάλιστα και οι U_L και U_S^G . Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της κατανομής αυτής ως προς την κανονικοποιημένη ισχύ οπτικής ακτινοβολίας στον δέκτη I δίνεται από την εξίσωση [Jurado-Navas et al. 2011a; Jurado-Navas et al. 2011b; Jurado-Navas et al. 2012; Varotsos et al. 2017a; Varotsos et al. 2017b]:

$$f_{I}(I) = A_{(\aleph \text{ or } \Re)} \sum_{(\aleph \text{ or } \Re)} a_{k(\aleph \text{ or } \Re)} I^{\frac{a+k-2}{2}} K_{a-k} \left(2\sqrt{B_{(\aleph \text{ or } \Re)}} I \right)$$
(3.31)

όπου ο εκθέτης { \aleph or \Re } δηλώνει ουσιαστικά ότι η παράμετρος *b* που σχετίζεται με τις επιδράσεις των σκεδαστών μπορεί να είναι είτε φυσικός είτε πραγματικός αριθμός. Συγκεκριμένα στην πρώτη περίπτωση, όπου δηλαδή *b* \in \aleph , ισχύει ότι:

$$\sum_{\{\aleph\}} [.] = \sum_{k=1}^{b} [.], \ a_{k\{\aleph\}} = \binom{b-1}{k-1} \frac{(bc+\Omega')^{\frac{2-k}{2}}}{(k-1)!} \left(\frac{\Omega'}{c}\right)^{k-1} \left(\frac{\alpha}{b}\right)^{\frac{k}{2}}, \ B_{(\aleph)} = ab/(bc+\Omega'), \text{ for integral of the set of th$$

 $A_{(\aleph)} = \frac{2a^{\frac{a}{2}}(bc)^{b+\frac{a}{2}}}{c^{\frac{a+2}{2}}\Gamma(a)(bc+\Omega')^{b+\frac{a}{2}}}.$ Αντίστοιχα, στη δεύτερη περίπτωση, όπου δηλαδή $b \in \Re$, ισχύει ότι:

$$\sum_{\{\Re\}} [.] = \sum_{k=1}^{\infty} [.], \qquad a_{k(\Re)} = (b)_{k-1} (ac)^{k/2} c^{1-k} (\Omega' + cb)^{1-k} [(k-1)!]^{-2}, \qquad B_{(\Re)} = a/c, \qquad \text{kat} \qquad \text{ótt}$$

$$A_{(\Re)} = \frac{2a^{a/2} (bc)^{b}}{c^{a+b/2} \Gamma(a) (bc + \Omega')^{b}}.$$
 Και στις δυο περιπτώσεις, ισχύει ότι

 $\Omega' = \Omega + 2b_0 \rho + 2\sqrt{2b_0 \Omega \rho} \cos(\phi_A - \phi_B)$ και ότι $c = 2b_0 (1 - \rho)$, όπου η μέση ισχύς όλων συνολικά των συνιστωσών δηλώνεται με $2b_0 = E\left[\left|U_s^c\right|^2 + \left|U_s^o\right|^2\right]$, η παράμετρος Ω παριστάνει τη μέση ισχύ της LOS συνιστώσας, δηλαδή $\Omega = E\left[\left|U_t\right|^2\right]$, και οι ϕ_A , ϕ_B είναι οι ντετερμινιστικές φάσεις της LOS και της συζευγμένης στη LOS συνιστώσας, αντίστοιχα. Επίσης, η παράμετρος ρ ανήκει στο διάστημα [0,1] και εκφράζει το ποσό της σκεδαζόμενης ισχύος της συζευγμένης στη LOS συνιστώσας. Έτσι, η παράμετρος ρ εξαρτάται από την απόσταση διάδοσης L, την ένταση της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, το οπτικό μήκος κύματος λειτουργίας για τη ζεύξη λ , τη διάμετρο της δέσμης, τη μέση κλίμακα των ανομοιογενειών $l = \sqrt{\lambda L}$, το άνοιγμα της δέσμης καθώς εξαπλώνεται κατά τη διάδοσή της και από την απόσταση μεταξύ των διαφορετικών διαδρομών που ακολουθούν η LOS συνιστώσα, διότι αν η απόσταση ανάμεσα σε αυτές τις διαδρομές είναι μεγαλύτερη από το μήκος συσχέτισης των διαλείψεων, τότε ο σπινθηρισμός λόγω της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής είναι ασυσχέτιστος. Τέλος, το $(b)_k$ δηλώνει το σύμβολο Pochhammer, [Jurado-Navas et al. 2011a].

Η CDF ως προς I της κατανομής M για την περίπτωση όπου το b, όπως και το a, είναι φυσικός αριθμός, προκύπτει με την ολοκλήρωση της παραπάνω αντίστοιχης PDF και έχει τη μορφή [Jurado-Navas et al. 2011a]:

$$F_{I}(I) = \frac{A}{I^{a/2+1}} \sum_{k=1}^{b} \frac{\alpha_{k}}{I^{k/2}} \left\{ 2^{-(a-k)-1} \left(\frac{2I^{-1/2}}{k+1} \sqrt{\frac{ab}{\gamma b + \Omega'}} \right)^{-(a-k)} \right.$$

$$\times \Gamma(\alpha - k)_{1} F_{2} \left(k + 1; 1 - a + k, k + 2; \frac{ab}{(cb + \Omega')I} \right)$$

$$+ 2^{-(a-k)-1} \left(\frac{2I^{-1/2}}{a+1} \sqrt{\frac{ab}{cb + \Omega'}} \right)^{(a-k)} \Gamma(k - a)_{1} F_{2} \left(\alpha + 1; 1 - k + \alpha, a + 2; \frac{ab}{(cb + \Omega')I} \right) \right\}$$

$$(3.32)$$

όπου χάριν συντομίας $A = A_{\{\aleph\}}$ και $a_k = a_{k(\aleph)}$, ενώ η ${}_1F_2(.;.,.;.)$ υποδηλώνει μια γενικευμένη υπεργεωμετρική συνάρτηση [Jurado-Navas et al. 2011a].

Αντίστοιχα, για την περίπτωση όπου το *b*, όπως και το *a*, είναι πραγματικός αριθμός, η CDF ως προς το *I* δίνεται από την εξίσωση [Jurado-Navas et al. 2011a]:

$$F_{I}(I) = \frac{A}{I^{a/2+1}} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\alpha_{k}}{I^{k/2}} \left\{ 2^{-(a-k)-1} \left(2I^{-1/2} \sqrt{\frac{a}{c}} \right)^{-(a-k)} \frac{\Gamma(\alpha-k)}{k+1} {}_{1}F_{2}\left(k+1;1-a+k,k+2;\frac{a}{cI}\right) + 2^{-(a-k)-1} \left(2I^{-1/2} \sqrt{\frac{a}{c}} \right)^{(a-k)} \frac{\Gamma(k-a)}{\alpha+1} {}_{1}F_{2}\left(\alpha+1;1-k+c,a+2;\frac{a}{cI}\right) \right\}$$
(3.33)

όπου ισχύει $A = A_{\{\mathfrak{R}\}}$ και $a_k = a_{k(\mathfrak{R})}$.

Από τις παραπάνω PDF και CDF γίνεται φανερό ότι οι μαθηματικές εκφράσεις που περιγράφουν τη συγκεκριμένη κατανομή είναι αρκετά πολύπλοκες. Όμως, όπως προαναφέρθηκε, ανάλογα με τις τιμές που λαμβάνουν οι παράμετροι της μπορεί να απλοποιηθούν και να δημιουργήσουν σχεδόν όλες τις βασικές κατανομές που παρουσιάστηκαν παραπάνω. Έτσι, η μελέτη της απόδοσης των ασύρματων οπτικών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων με τη Μάλαγα κατανομή, μπορεί εύκολα να αναχθεί στη μελέτη σχεδόν οποιασδήποτε άλλης κατανομής. Οι μετασχηματισμοί αυτοί της Μάλαγα κατανομής στις ειδικές περιπτώσεις της, καθώς και οι μετασχηματισμοί μεταξύ των υπόλοιπων προαναφερθέντων κατανομών παρουσιάζονται στην αμέσως παρακάτω ενότητα.

Γ. Μετασχηματισμοί μεταξύ διαφορετικών μοντέλων τυρβώδους ροής

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται οι μετασχηματισμοί μεταξύ των βασικότερων κατανομών που αφορούν στην τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή.

Τιμές Παραμέτρων Μάλαγα Κατανομής	Ισοδύναμη Στατιστική Κατανομή
$\rho = 0$, $\operatorname{Var} U_L = 0$, $c \to 0$	Λογαριθμοκανονική (LN)
ho=0,c=0	Γάμμα (Γ)
$\Omega=0, ho=0$ $ec{\eta}$ $b=1$	Κάππα (Κ)
$\Omega = 0, \rho = 0, a \to \infty$	Εκθετική (ΝΕ)
$\rho = 1, c = 0, \Omega = 1$	Γάμμα- Γάμμα (Γ-Γ)

Πίνακας 3.3: Επιλογές παραμέτρων της Μάλαγα κατανομής και οι αντίστοιχες, απλούστερες κατανομές στις οποίες μετασχηματίζεται [Varotsos et al. 2018a].

Όπως φαίνεται στον Πίνακα 3.3, θέτοντας τις κατάλληλες τιμές παραμέτρων, η κατανομή Μάλαγα μπορεί να εξειδικευτεί σχεδόν σε όλες τις κατανομές που αφορούν στην τυρβώδη ροή.

Τιμές Παραμέτρων <i>Γ-Γ</i> Κατανομής	Ισοδύναμη Στατιστική Κατανομή
b = 1	Κάππα (Κ)
$b=1, a \rightarrow \infty$	Εκθετική (ΝΕ)

Πίνακας 3.4: Επιλογές παραμέτρων της Γ-Γ κατανομής και οι αντίστοιχες, απλούστερες κατανομές στις οποίες μετασχηματίζεται.

Επίσης, όπως φαίνεται στον Πίνακα 3.4, οι *K* και οι *NE* κατανομές είναι ειδικές περιπτώσεις της *Γ*-*Γ* κατανομής [Jakeman et al. 1976; Al-Habash et al. 2001; Song et al. 2012].

ΙΙΙ. Μελέτη σφαλμάτων σκόπευσης (The Pointing errors models)

Α. Στατιστικές μοντέλα για τη μελέτη των σφαλμάτων σκόπευσης

Όπως εξηγήθηκε στο πρώτο κεφάλαιο, εκτός από το φαινόμενο της τυρβώδους ροής, σημαντικό ρόλο στις μεταβολές της έντασης του σήματος που φτάνει στον δέκτη παίζουν τα σφάλματα σκόπευσης, λόγω της στενής και εντοπισμένης οπτικής δέσμης που χρησιμοποιούν τα συγκεκριμένα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Τα σφάλματα σκόπευσης προκαλούν σημαντική εκτροπή της ωφέλιμης διατομής της οπτικής δέσμης στον δέκτη, η οποία με τη σειρά της προκαλεί ταχύτατες και συνεχείς διακυμάνσεις, *I_p*, στην ένταση του πληροφοριακού σήματος που ανιχνεύει ο δέκτης. Συνεπώς, για να μελετηθούν οι διακυμάνσεις αυτές χρειάζεται να χρησιμοποιηθεί κάποιο κατάλληλο στατιστικό μοντέλο [Sandalidis et al. 2009; Gappmair et al. 2010; Varotsos et al. 2017a; Stassinakis et al. 2016; Peppas et al. 2013].

i. Στατιστική κατανομή για τη μελέτη των σφαλμάτων σκόπευσης μη μηδενικής μετατόπισης/ απόκλισης (Nonzero Boresight Pointing Error Model)

Ένα γενικευμένο και ρεαλιστικό στατιστικό μοντέλο που περιγράφει επακριβώς τα σφάλματα σκόπευσης, λαμβάνοντας υπόψη το πλάτος της διατομής της οπτικής δέσμης, τις διαστάσεις του ανιχνευτή, τις διαφορετικές κατά τον οριζόντιο και τον κατακόρυφο άξονα τυχαίες μετατοπίσεις/ αποκλίσεις του κέντρου της δέσμης στο επίπεδο του ανιχνευτή (jitters) καθώς και τη

σταθερή μετατόπιση/ απόκλιση του κέντρου της δέσμης από το κέντρο του ανιχνευτή (boresight), είναι η στατιστική κατανομή Beckmann της οποίας η pdf είναι η παρακάτω [Ansari et al. 2015b; Yang et al 2014b; Varotsos et al. 2017a]:

$$f_r(r) = \frac{r}{2\pi\sigma_x\sigma_y}$$

$$\times \int_{0}^{2\pi} \exp\left\{-\left[\left(r\cos\theta - \mu_x\right)^2 / 2\sigma_x^2\right] - \left[\left(r\sin\theta - \mu_y\right)^2 / 2\sigma_y^2\right]\right\} d\theta$$
(3.34)

όπου θ είναι η γωνία απόκλισης της μεταδιδόμενης Gaussian οπτικής δέσμης η οποία περιγράφει προφανώς την αύξηση της ακτίνας της δέσμης με την αύξηση της απόστασης L από τον πομπό. Σημειώνεται ότι το πλάτος της διατομής της οπτικής δέσμης (beamwidth, w_L) προσεγγίζεται ικανοποιητικά ως w_L $\approx \theta L$, για σχετικά μεγάλες αποστάσεις διάδοσης [Yang et al 2014b; Varotsos et al. 2017a]. Επίσης με r συμβολίζεται η στιγμιαία ακτινική μετατόπιση της δέσμης (δηλαδή η στιγμιαία ακτινική μετατόπιση ανάμεσα στο κέντρο της δέσμης και στο κέντρο του ανιχνευτή) που ισούται με $r = |\vec{r}| = \sqrt{r_x^2 + r_y^2}$, δηλαδή με το μέτρο του διανύσματος ακτινικής μετατόπισης $\vec{r} = [r_x, r_y]^T$, με τα r_x και r_y να παριστάνουν τις επιμέρους μετατοπίσεις (ακτινικές συνιστώσες) πάνω στον οριζόντιο και τον κατακόρυφο άξονα στο επίπεδο του ανιχνευτή, αντίστοιχα. Οι r_x και r_y μετατοπίσεις θεωρούνται ως ανεξάρτητες Gaussian τυχαίες μεταβλητές μη μηδενικής μέσης τιμής, δηλαδή $r_x \sim N(\mu_x, \sigma_x^2)$ και $r_y \sim N(\mu_y, \sigma_y^2)$, όπου μ_x , μ_y είναι οι μέσες τιμές και σ_x , σ_y οι μετατοπίσεις του κέντρου της δέσμης στο επίπεδο του ανιχνευτή (jitters) ανά άζονα x, y αντίστοιχα [Boluda-Ruiz et al. 2016a]. Βάσει τον παραπάνω η μη μηδενική μετατόπιση (Boresight displacement), s_B , ισούται με $s_B = \sqrt{\mu_x^2 + \mu_y^2}$, [Yang et al 2014b; Boluda-Ruiz et al. 2016a; Varotsos et al. 2017a].

Επίσης, καθώς η *Gaussian* δέσμη διαδίδεται σε απόσταση *L* από τον πομπό προς τον ανιχνευτή κυκλικής διατομής και ακτίνας *r_a*, το μέρος (κλάσμα) της ισχύος που συλλέγεται στην πλευρά του δέκτη, προσεγγίζεται ως [Farid et al. 2007; Boluda-Ruiz et al. 2016a]:

$$I_p(r,L) \approx A_0 \exp\left(-2r^2/w_{Leq}^2\right), \qquad r \ge 0$$
 (3.35)

όπου η παράμετρος A_0 είναι το κλάσμα της ισχύος που συγκεντρώνεται για r = 0, το οποίο ισούται με $A_0 = \left[erf(v) \right]^2$, με $v = \sqrt{\pi} r_a / \sqrt{2} w_L$ και την erf(.) να παριστάνει τη συνάρτηση σφάλματος (error function), δηλαδή $erf(x) = (2/\sqrt{\pi}) \int_{0}^{t} \exp(-t) dt$ [Yang et al 2014b; Gradshteyn et al. 2000, (8.250.1)]. Επίσης, η παράμετρος w_{Leq} είναι το ισοδύναμο πλάτος της διατομής της οπτικής δέσμης, το οποίο υπολογίζεται από τη σχέση $w_{Leq}^2 = w_L^2 \left[\sqrt{\pi} erf(\upsilon) / 2\upsilon \exp(-\upsilon^2) \right]$ [Yang et al 2014b; Farid et al. 2007; Varotsos et al. 2017b; Varotsos et al. 2017a]. Σημειώνεται επίσης ότι η προσέγγιση της Εξ. (3.35) είναι ακριβής για $w_L/r_a > 6$, το οποίο ισχύει στα τυπικά FSO τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Με βάση την παραδοχή αυτή και την ανάλυση στην [Boluda-Ruiz et al. 2016a], η *Beckmman* κατανομή μπορεί επακριβώς να προσεγγιστεί μέσω της τροποποιημένης *Rayleigh* κατανομής, και συνεπώς, η Εξ. (3.34) προσεγγίζεται με ακρίβεια ως, [Boluda-Ruiz et al. 2016a]:

$$f_r(r) = \frac{r}{\sigma_{\text{mod}}^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_{\text{mod}}^2}\right), \quad r \ge 0$$
(3.36)

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

Συνδυάζοντας τις Εξ. (3.35) και Εξ. (3.36), η pdf της κανονικοποιημένης ισχύος ακτινοβολίας λόγω των σφαλμάτων σκόπευσης I_p εκφράζεται ως [Farid et al. 2007; Boluda-Ruiz et al. 2016a]:

$$f_{I_p}(I_p) = \frac{\psi^2}{\left(A_0 g\right)^{\psi^2}} I_p^{\psi^2 - 1}, \qquad 0 \le I_p \le A_0 g \tag{3.37}$$

όπου $\psi = w_{Leq}/2\sigma_{mod}$, με τις συνιστώσες της παραμέτρου ψ στον οριζόντιο και τον κατακόρυφο άξονα να είναι αντίστοιχα $\psi_x = w_{Leq}/2\sigma_x$ και $\psi_y = w_{Leq}/2\sigma_y$, ενώ επίσης $g = \exp\left(\frac{1}{\psi^2} - \frac{1}{\psi_x^2} - \frac{1}{\psi_y^2} - \frac{\mu_x^2}{2\sigma_x^2\psi_x^2} - \frac{\mu_y^2}{2\sigma_y^2\psi_y^2}\right)$, [Boluda-Ruiz et al. 2016a; Yang et al 2014b; Varotsos et al. 2017b; Boluda-Ruiz et al. 2016b]. Σημειώνεται ότι η παράμετρος ψ συνδέεται άρρηκτα με την

ισχύ του φαινομένου των σφαλμάτων σκόπευσης, αφού μειωμένες τιμές της παραμέτρου αυτής αντιστοιχούν σε σημαντικότερα σφάλματα σκόπευσης [Varotsos et al. 2017a].



Σχήμα 3.5: Απεικόνιση jitter και boresight μετατοπίσεων λόγω σφαλμάτων σκόπευσης για διαδιδόμενη Gaussian FSO δέσμη [Borah et al. 2007].



Σχήμα 3.6: Αποτύπωμα της οπτικής δέσμης (κύκλος ακτίνας w_z) πάνω στο επίπεδο του δέκτη (κύκλος ακτίνας a) λόγω nonzero boresight σφαλμάτων σκόπευσης [Boluda-Ruiz et al. 2016a].

Στατιστική κατανομή για τη μελέτη των σφαλμάτων μηδενικής μετατόπισης/ απόκλισης (Zero Boresight Pointing Error Model)

Θεωρώντας αμελητέα τη σταθερή μετατόπιση/ απόκλιση του κέντρου της δέσμης από το κέντρο του ανιχνευτή (boresight) αυτή τη φορά, δηλαδή ότι το κέντρο της οπτικής δέσμης του laser είναι πλήρως ευθυγραμμισμένο με το κέντρο του ανιχνευτή και λαμβάνοντας ξανά υπόψη το πλάτος της διατομής της οπτικής δέσμης, τις διαστάσεις του ανιχνευτή και τις διαφορετικές κατά τον οριζόντιο και τον κατακόρυφο άξονα τυχαίες μετατοπίσεις/ αποκλίσεις του κέντρου της δέσμης στο

επίπεδο του ανιχνευτή (jitters), μηδενίζουμε ουσιαστικά την boresight μετατόπιση θέτοντας $s_B = \sqrt{\mu_x^2 + \mu_y^2} = 0$, (δηλαδή $\mu_x = \mu_y = 0$) και $\sigma_x = \sigma_y$. Έτσι, στην περίπτωση αυτή, η Beckmann κατανομή για τα μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης απλοποιείται στη Raleigh κατανομή, δηλαδή στο γνωστό και ευρέως αποδεκτό στατιστικό μοντέλο για τα μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης που παρουσιάστηκε στη [Farid et al. 2007]. Πιο συγκεκριμένα, η Εξ. (3.36), απλοποιείται στην [Farid et al. 2007, Εξ.(10)] και γράφεται πλέον ως:

$$f_r(r) = \frac{r}{\sigma_J^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_J^2}\right), \quad r \ge 0$$
(3.38)

όπου η παράμετρος σ_J^2 είναι αποκλειστικά και μόνο η διακύμανση των μετατοπίσεων του κέντρου της δέσμης στο επίπεδο του ανιχνευτή (jitter variance) στην πλευρά του δέκτη, ενώ στο ίδιο πλαίσιο, η Εξ. (3.37), απλοποιείται στην [Farid et al. 2007, Εξ. (11); Ninos et al. 2017, Εξ. (3)] και γράφεται πλέον ως:

$$f_{I_p}(I_p) = \frac{\psi^2}{A_0^{\psi^2}} I_p^{\psi^2 - 1}, \qquad 0 \le I_p \le A_0$$
(3.39)

Διαπιστώνουμε λοιπόν ότι το zero boresight μοντέλο σφαλμάτων σκόπευσης που παρουσιάστηκε στην ενότητα αυτή είναι πράγματι μια ειδική περίπτωση του γενικευμένου και πιο ρεαλιστικού nonzero boresight μοντέλου σφαλμάτων σκόπευσης που παρουσιάστηκε στην αμέσως προηγούμενη ενότητα. Αξίζει να σημειωθεί ότι η αρχική υπόθεση πως το κέντρο της οπτικής δέσμης του laser είναι πλήρως ευθυγραμμισμένο με το κέντρο του ανιχνευτή είναι πρακτικά αρκετά έγκυρη μόνο για SISO οπτική ζεύξη. Έτσι το zero boresight μοντέλο σφαλμάτων σκόπευσης που εξάχθηκε υπό την προϋπόθεση αυτή, μπορεί να χρησιμοποιηθεί στη μελέτη της απόδοσης SISO FSO ζεύξεων ή/ και μιας και μοναδικής ζεύξης σε περιπτώσεις που εκπέμπεται το ίδιο σήμα σε πολλαπλούς κόμβους. Για τις υπόλοιπες περιπτώσεις, για να είμαστε πιο ακριβείς, οφείλουμε να χρησιμοποιήσουμε το πιο σύνθετο αλλά και πιο ρεαλιστικό nonzero boresight μοντέλο σφαλμάτων σκόπευσης της προηγούμενης ενότητας.

Αμέσως παρακάτω απεικονίζονται σχηματικά οι κυριότερες περιπτώσεις που αφορούν στα zero boresight σφάλματα σκόπευσης. Διευκρινίζεται ότι όπως και στο προηγούμενο σχήμα, έτσι και στις παρακάτω περιπτώσεις, το αποτύπωμα της οπτικής δέσμης αντιστοιχεί στον κύκλο ακτίνας w_z , ενώ το επίπεδο του ανιχνευτή στην πλευρά του δέκτη, αντιστοιχεί στον κύκλο ακτίνας *a*.



Σχήμα 3.7: Περίπτωση μηδαμινών σφαλμάτων σκόπευσης, ιδανική περίπτωση τέλειας ευθυγράμμισης πομπού και δέκτη [Al-Quwaiee et al. 2016; Djordjevic et al. 2016].



Σχήμα 3.8: Περίπτωση zero boresight σφαλμάτων σκόπευσης με πανομοιότυπα jitters (x=y) [Farid et al. 2007].



Σχήμα 3.9: Περίπτωση zero boresight σφαλμάτων σκόπευσης με jitter μιας μόνο κατεύθυνσης (στον οριζόντιο άζονα) [Farid et al. 2012].



Σχήμα 3.10: Περίπτωση zero boresight σφαλμάτων σκόπευσης με διαφορετικά jitters [Al-Quwaiee et al. 2016].

IV. Εκτίμηση της διασποράς ομαδικής ταχύτητας (Group Velocity Dispersion estimation)

Το προς μετάδοση οπτικό σήμα αποτελείται από πολλές και διαφορετικές φασματικές συνιστώσες. Οι συνιστώσες αυτές δε διαδίδονται στον χώρο με την ίδια ταχύτητα, αλλά η κάθε μια από αυτές οδεύει προς τον δέκτη με τη δική της ταχύτητα διάδοσης [Agrawal 2001]. Έτσι, ο παλμός που περιέχει όλες αυτές τις συνιστώσες παραμορφώνεται σχηματικά κατά τη διάδοσή του και το φαινόμενο αυτό ονομάζεται χρονική διασπορά (time dispersion effect) ή αλλιώς διασπορά ομαδικής ταχύτητας (group velocity dispersion effect- GVD).

Α. Δείκτης διάθλασης της τροπόσφαιρας

Για να εκτιμήσουμε τη διασπορά ομαδικής ταχύτητας και τις επιπτώσεις της στη διαδιδόμενη οπτική ακτινοβολία, το πρώτο βήμα είναι να εκτιμήσουμε τον δείκτη διάθλασης του μέσου διασποράς, που δεν είναι άλλο στην προκειμένη περίπτωση από την τροπόσφαιρα.

Λόγω της αέριας μορφής της ατμόσφαιρας, η σύστασή της δεν παραμένει αμετάβλητη. Κατά συνέπεια, η ατμόσφαιρα παρουσιάζει μεταβολές σε θερμοκρασία και πίεση, συναρτήσει του υψόμετρου. Για χαμηλά σχετικά ύψη, μικρότερα των 10 km (εντός δηλαδή της τροπόσφαιρας), οι μεταβολές αυτές εκφράζονται με ακρίβεια συναρτήσει του ύψους από τις παρακάτω σχέσεις [Stassinakis et al. 2013a; Varotsos et al. 2014a; Varotsos et al. 2016a; www. NASA]:

$$\begin{bmatrix} T_A(h) \\ P_A(h) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 288.19 - 649h \times 10^{-3} \\ 2.23 \times 10^{-6} (44.41 - h \times 10^{-3})^{5.256} \end{bmatrix}$$
(3.40)

όπου h είναι το ύψος από την επιφάνεια της θάλασσας σε μέτρα, $T_A(h)$ είναι η θερμοκρασία της ατμόσφαιρας συναρτήσει του ύψους σε βαθμούς Kelvin και $P_A(h)$ είναι η πίεση της ατμόσφαιρας σε millibars.

Οι μεταβολές αυτές της θερμοκρασίας και πίεσης σε μια περιοχή της ατμόσφαιρας, προκαλούν αντίστοιχες μεταβολές στον δείκτη διάθλασης (refractive index) της ίδιας ατμοσφαιρικής περιοχής. Ο δείκτης διάθλασης της ατμόσφαιρας συναρτήσει του διαδιδόμενου μήκους κύματος, $n(\lambda)$, για δεδομένο ύψος εγκατάστασης της οριζόντιας ζεύξης *h* σε μέτρα, δίνεται από την ακόλουθη σχέση [Lu et al. 2012; Karp et al. 2013; Andrews et al. 2005; Popoola et al. 2010; Stassinakis et al. 2013b]:

$$n(\lambda) = 1 + 77.6 \left(1 + 7.52 \times 10^{-3} \lambda^{-2}\right) \frac{P_A(h)}{T_A(h)} 10^{-6}$$
(3.41)

η οποία λόγω της (3.6.1) γράφεται [Stassinakis et al. 2013a; Varotsos et al. 2014a; Lu et al. 2012; Karp et al. 2013; Popoola et al. 2010]:

$$n(\lambda) = 1 + \frac{\left(1 + 7.52 \times 10^{-3} \lambda^{-2}\right) \left(44.41 - h \times 10^{-3}\right)}{166.54 - 3.75h \times 10^{-3}} 10^{-10}$$
(3.42)

με το μήκος κύματος, *λ*, να εκφράζεται σε μικρόμετρα (μm).

Αντικαθιστώντας το $\omega = 2\pi v/\lambda$ στην Εξ. (3.41), ο δείκτης διάθλασης συναρτήσει της αντίστοιχης στο οπτικό μήκος κύματος λ γωνιακής συχνότητας ω θα γράφεται αντίστοιχα ως:

$$n(\omega) = 1 + 77.6 \left[1 + 7.52 \times 10^{-15} \left(\frac{\omega}{2\pi \nu} \right) \right] \frac{P_A(h)}{T_A(h)} 10^{-6}$$
(3.43)

όπου *ν* η ταχύτητα διάδοσης της οπτικής συνιστώσας μήκους κύματος, *λ*, και *ω* η αντίστοιχη σε αυτό γωνιακή συχνότητα.

Συνεπώς, η Εξ. (3.42) εκτιμά με ακρίβεια τον δείκτη διάθλασης της τροπόσφαιρας συναρτήσει του μήκους κύματος, $n(\lambda)$, για οπτικά και υπέρυθρα μήκη κύματος καθώς και για ύψη οριζόντιας ζεύξης έως και 10 km από την επιφάνεια της Γης. Στο ίδιο πλαίσιο, η Εξ. (3.43) εκτιμά με ακρίβεια τον δείκτη διάθλασης της τροπόσφαιρας συναρτήσει της τιμής του ω .

B. Σταθερά διάδοσης της τροπόσφαιρας

Αφού λοιπόν εκφράσαμε τον δείκτη διάθλασης της τροπόσφαιρας, το αμέσως επόμενο βήμα για την εκτίμηση της διασποράς ομαδικής ταχύτητας είναι ο υπολογισμός της σταθεράς διάδοσης της τροπόσφαιρας. Έτσι, αντικαθιστώντας τη γνωστή έκφραση της σταθεράς διάδοσης $\beta(\omega) = \omega n(\omega) c_0^{-1}$ στην Εξ. (3.43), προκύπτει η παρακάτω έκφραση για τη σταθερά διάδοσης της τροπόσφαιρας συναρτήσει της γωνιακής συχνότητας ω :

$$\beta(\omega) = \frac{\omega}{c_0} \left\{ 1 + 77.6 \left[1 + 7.52 \times 10^{-15} \left(\frac{\omega}{2\pi \nu} \right) \right] \frac{P_A(h)}{T_A(h)} 10^{-6} \right\}$$
(3.44)

όπου, όπως προαναφέρθηκε, *ν* είναι η ταχύτητα της εκάστοτε οπτικής φασματικής συνιστώσας του διαδιδόμενου σήματος ενώ, *c*₀ είναι η ταχύτητα του φωτός στο κενό.

Επεκτείνοντας στη συνέχεια τη σταθερά διάδοσης σε σειρά Taylor γύρω από τη γωνιακή φέρουσα συχνότητα ω_0 , προκύπτει ότι [Agrawal 2001]:

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \dots$$
(3.45)

με τις παραμέτρους β_0 , β_1 , β_2 ,... να αντιστοιχούν στις ακόλουθες παραγώγους [Agrawal 2001]:

$$\beta_{i} = \left(\frac{d^{i}\beta}{d\omega^{i}}\right)_{\omega=\omega_{0}} \gamma \iota \alpha \quad i = 1, 2, \dots$$
(3.46)

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει ο υπολογισμός των παραμέτρων β_1 και β_2 , μέσω της Εξ. (3.46) για i=1 και i=2, αντίστοιχα, αφού οι παράμετροι β_1^{-1} και β_2 παριστάνουν την ομαδική ταχύτητα (group velocity) του διαδιδόμενου οπτικού παλμού (κυματοπακέτου) και την παράμετρο της διασποράς ομαδικής ταχύτητας (GVD parameter), αντίστοιχα [Agrawal 2001; Varotsos et al. 2014a]. Η τελευταία παράμετρος μάλιστα, εκφράζοντας το φαινόμενο της GVD, είναι υπεύθυνη για τη σχηματική παραμόρφωση που υφίσταται ο διαδιδόμενος *Gaussian* οπτικός παλμός (κυματοπακέτο), λόγω διασποράς, επηρεάζοντας τόσο το μέγιστο πλάτος του, όσο και το εύρος του [Agrawal 2001; Lu et al. 2012; Stassinakis et al. 2013a]. Συνεπώς, μέσω των Εξ. (3.44) και Εξ. (3.46) καταλήγουμε στην ακόλουθη σχέση υπολογισμού της παραμέτρου που εκφράζει τη διασπορά ομαδικής ταχύτητας, β_2 , για την εκάστοτε οπτική συνιστώσα FSO ζεύξης εγκατεστημένης σε ύψος *h*, [Varotsos et al. 2014a]:

$$f_{I}(I) = \frac{\xi^{2} \zeta}{\Gamma(\zeta) A_{0}} G_{1,2}^{2,0} \left(\frac{\zeta I}{A_{0}} \middle|_{\xi^{2} - 1, \zeta - 1}^{\xi^{2}} \right)$$
(3.47)

όπου η παράμετρος β₂ μετριέται σε (ps²/km), η ταχύτητα της εκάστοτε διαδιδόμενης συνιστώσας του κυματοπακέτου v σε (m/s), το υψόμετρο h σε (mb), η πίεση στη συγκεκριμένη ατμοσφαιρική περιοχή P_A σε (m), η θερμοκρασία στη συγκεκριμένη ατμοσφαιρική περιοχή T_A σε (K), ενώ υπενθυμίζεται επίσης για την ταχύτητα του φωτός ότι $c_0 \approx 3 \cdot 10^8$ m/s και για τη γωνιακή συχνότητα ότι ω=2πv/λ, σε (rad/s) όταν το λ εκφράζεται σε (m) και η v σε (m/s), αντίστοιχα, [Lu et al. 2012; Stassinakis et al. 2013a; Varotsos et al. 2016a].

Γ. Επίδραση της GVD στους Gaussian οπτικά παλμούς

Αφού εκφράσθηκε ποσοτικά μέσω της αντίστοιχης παραμέτρου β_2 η διασπορά ομαδικής ταχύτητας για μέσο διασποράς το τροποσφαιρικό κανάλι, το επόμενο βήμα της ανάλυσης αποβλέπει στην ποσοτική εκτίμηση των επιπτώσεων του φαινομένου αυτού στα χαρακτηριστικά του διαδιδόμενου οπτικού σήματος που μεταφέρει την πληροφορία κατά μήκος της ασύρματης οριζόντιας οπτικής ζεύξης.

Έτσι, αν υποθέσουμε οριζόντια ασύρματη οπτική ζεύξη εντός της τροπόσφαιρας η οποία χρησιμοποιεί διαμήκεις *Gaussian* (longitudinal *Gaussian*) οπτικούς παλμούς με μέγιστο πλάτος ισχύος αρχικού παλμού (initial peak power), P_0 , τότε το πλάτος του διαδιδόμενου κυματοπακέτου (pulse envelope) ή πιο απλά, παλμού που μεταφέρει την πληροφορία, A_{pe} , θα δίνεται από τη σχέση [Agrawal 2001]:

$$A_{pe}(L,T) = \sqrt{P_0} \exp\left[-a_A(L)/2\right] U(L,T)$$
(3.48)

όπου *L* είναι η απόσταση διάδοσης του *Gaussian* παλμού (κοινώς το μήκος της οπτικής ζεύξης) σε km, $T = t - \beta_1 L$ σε psec, (retarded time), όπως άλλωστε ορίζεται για πολλά φυσικά φαινόμενα, [Agrawal 2001; Nistazakis et al. 2002; Nistazakis et al. 2008; Hasegawa 1995], και U(L,T) είναι το κανονικοποιημένο πλάτος του παλμού. Στην περίπτωση αυτή, η εξέλιξη του κανονικοποιημένου πλάτους του παλμού κατά τη διάδοσή του στο τροποσφαιρικό μέσο διασποράς (κανάλι) θα καθορίζεται από την ακόλουθη μερική διαφορική εξίσωση [Agrawal 2001; Marcuse 1980; Marcuse 1981]:

$$i\frac{\partial U}{\partial L} - \frac{\beta_2}{2}\frac{\partial^2 U}{\partial T^2} = 0$$
(3.49)

Στο σημείο αυτό, δεν πρέπει να παραληφθεί το γεγονός ότι οι διαδιδόμενοι παλμοί που μεταφέρουν την πληροφορία είναι chirped παλμοί, που σημαίνει ότι μεταβάλλουν την οπτική τους συχνότητα με το χρόνο [Agrawal 2001; Nistazakis et al. 2002]. Στην περίπτωσή μας μάλιστα, δηλαδή στην περίπτωση εκπομπής οπτικών παλμών από πηγή laser, η μεταβολή αυτή είναι γραμμική. Έτσι, το chirp του παλμού είναι μια παράμετρος που πρέπει να εξετάζεται αν αναλογιστούμε ότι οι απ' ευθείας διαμορφωμένοι παλμοί που εκπέμπουν τα laser ημιαγωγών θεωρούνται chirped παλμοί (παλμοί με chirp). Επίσης, δεν πρέπει να μας διαφεύγει ότι διάφορα μη γραμμικά φαινόμενα μπορεί να προκαλέσουν chirp σε αρχικά unchirped (χωρίς chirp) παλμούς [Agrawal 2001].

Κατά συνέπεια, με βάση τα παραπάνω, το διάμηκες *Gaussian* κυματοπακέτο στην αρχική του μορφή, δηλαδή στην πλευρά του πομπού της FSO ζεύξης όπου *L*=0, περιγράφεται ως προς το κανονικοποιημένο πλάτος του ως [Agrawal 2001; Marcuse 1980; Marcuse 1981]:

$$U(0,T) = \exp\left[-\frac{(1+iC)T^2}{2T_0^2}\right]$$
(3.50)

όπου η παράμετρος T_0 είναι ανάλογη με το εύρος του παλμού, αφού αναπαριστά το εύρος του "μισού" παλμού στο e^{-I} της έντασης της ακτινοβολίας του παλμού, ενώ η παράμετρος C είναι η παράμετρος του chirp του παλμού που εκφράζει τον ρυθμό με τον οποίο μεταβάλλεται γραμμικά με τον χρόνο η στιγμιαία συχνότητα κάθε ημιτονοειδούς συνιστώσας του οπτικού παλμού. Σημειώνεται πως η παράμετρος C μπορεί να λάβει τόσο θετικές τιμές (για παλμούς θετικού chirp που σημαίνει για γραμμική αύξηση της συχνότητας με τον χρόνο), όσο και αρνητικές τιμές (για παλμούς αρνητικού chirp που σημαίνει για γραμμική μείωση της συχνότητας με τον χρόνο). Στην ειδική περίπτωση όπου η παράμετρος C λαμβάνει την τιμή μηδέν, ο παλμός προφανώς δεν παρουσιάζει chirp, δηλαδή δεν υπάρχουν μεταβολές της συχνότητας με τον χρόνο. Παρακάτω, με τη βοήθεια του ΜΑΤLAB απεικονίζονται σχηματικά οι περιπτώσεις των Gaussian παλμών με ή χωρίς chirp.



Σχήμα 3.11: Gaussian παλμός χωρίς chirp, για τον οποίο δηλαδή C=0.



Σχήμα 3.12: Gaussian παλμός με θετικό chirp, για τον οποίο δηλαδή C>0.



Σχήμα 3.13: Gaussian παλμός με αρνητικό chirp, για τον οποίο δηλαδή C < 0.

Γίνεται φανερό λοιπόν από τα παραπάνω σχήματα ότι το θετικό chirp (C>0) εκφράζει την αύξηση της συχνότητας με τον χρόνο και για το λόγο αυτό συντελεί στη διεύρυνση του διαδιδόμενου παλμού υπό συνθήκες διασποράς. Αντίστοιχα, φανερώνεται ότι το αρνητικό chirp (C<0) εκφράζει τη γραμμική μείωση της συχνότητας με τον χρόνο, συμβάλλοντας έτσι στην αρχική συρρίκνωση του εύρους του διαδιδόμενου παλμού υπό συνθήκες διασποράς. Μάλιστα, η

παράμετρος chirp, *C*, επηρεάζει το εύρος του "μισού" φάσματος συχνοτήτων στο *e*⁻¹ της έντασης της ακτινοβολίας του παλμού, σύμφωνα με την ακόλουθη μαθηματική έκφραση [Agrawal 2001]:

$$\Delta \omega = \frac{\sqrt{1+C^2}}{T_0} \tag{3.51}$$

Από τις Εξ. (3.49) και Εξ. (3.50) λοιπόν, καταλήγουμε στην ακόλουθη εξίσωση που περιγράφει την εξέλιξη του πλάτους του κανονικοποιημένου chirped παλμού καθώς ο τελευταίος ταξιδεύει υπό συνθήκες ατμοσφαιρικής διασποράς, κατά μήκος της ασύρματης οπτικής ζεύξης:

$$p_{I} = \int_{0}^{\infty} p_{I}(I) f_{I}(I) dI = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\infty} \int_{0}^{\pi - \pi/M} \exp\left[-\frac{I^{2} \mu \left(1 + \xi^{-2}\right)^{2} \sin^{2} \frac{\pi}{M}}{A_{0}^{2} \sin^{2} \varphi}\right] f_{I}(I) d\varphi dI$$
(3.52)

Στο ίδιο πλαίσιο, η κανονικοποιημένη ακτινοβολία που φθάνει στην πλευρά του δέκτη δίνεται από τη σχέση:

$$I = \frac{|u(L,T)|^{2}}{|U(L,T)|^{2}}$$
(3.53)

όπου οι νόρμες $|U(L,T)|^2$ και $|u(L,T)|^2$ είναι καθαροί αριθμοί που εκφράζουν την αναμενόμενη και τη στιγμιαία ένταση ακτινοβολίας, αντίστοιχα. Σύμφωνα με την Εξ. (3.52), η πρώτη νόρμα εξαρτάται από το φαινόμενο της διασποράς ομαδικής ταχύτητας και μάλιστα γράφεται ως [Stassinakis et al. 2013a; Varotsos et al. 2014a; Varotsos et al. 2016a]:

$$\left|U(L,T)\right|^{2} = \frac{\exp\left[-\frac{T^{2}}{T_{0}^{-2} + 2\beta_{2}LC + T_{0}^{-2}\beta_{2}^{2}L^{2}\left(C^{2} + 1\right)}\right]}{\sqrt{1 + 2T_{0}^{-2}\beta_{2}LC + T_{0}^{-4}\beta_{2}^{2}L^{2}\left(C^{2} + 1\right)}}$$
(3.54)

Η Εξ. (3.54) δείχνει ότι το υπόριζο ισούται περίπου με τη μονάδα για μικρές τιμές της παραμέτρου διασποράς ομαδικής ταχύτητας, β_2 , για μικρές τιμές του μήκους της οπτικής ζεύξεις, L, και για μεγάλες τιμές της παραμέτρου που εκφράζει το αρχικό εύρους του παλμού, T_0 [Varotsos et al. 2016a]. Λαμβάνοντας υπόψη λοιπόν μόνο αυτή καθαυτή την πολύ μικρή τιμή της παραμέτρου β_2 που είναι της τάξης μόλις των 10⁻² ps²/km, [Varotsos et al. 2014a], (μικρότερη δηλαδή από την αντίστοιχη παράμετρο β_2 για τις οπτικές ίνες), υπήρχε η πεποίθηση ότι το φαινόμενο της GVD επηρεάζει μόνο τη διάδοση παλμών που διαδίδονται μέσω οπτικών ινών και ότι είναι αμελητέο κατά τη διάδοση των οπτικών παλμών μέσα από το ατμοσφαιρικό κανάλι. Πράγματι, σύμφωνα με την Εξ. (3.54), κάτι τέτοιο ίσχυε για τις αρχικές FSO ζεύξεις οι οποίες όμως διέθεταν μικρά μήκη, L, και υποστήριζαν αναγκαστικά χαμηλούς ρυθμούς δεδομένων (bit rates), εφόσον μπορούσαν να μεταδώσουν μόνο παλμούς μεγάλου σχετικά εύρους, Τ₀. Για τις μεγάλες σχετικά αποστάσεις διάδοσης που καλύπτουν οι σημερινές FSO ζεύξεις (μεγάλα μήκη, L) σε συνδυασμό με τους υψηλούς ρυθμούς δεδομένων που υποστηρίζουν (παλμούς μικρού εύρους, T₀), η ίδια εξίσωση μας φανερώνει ότι παρά τη μικρή τιμή της παραμέτρου β_2 εντός της ατμόσφαιρας, το φαινόμενο της διασποράς ομαδικής ταχύτητας παύει να είναι αμελητέο για τους διαδιδόμενους οπτικούς παλμούς που μεταφέρουν την πληροφορία κατά μήκος μιας σύγχρονης, τυπικής ασύρματης οπτικής ζεύξης [Varotsos et al. 2014a; Varotsos et al. 2016a]. Προφανώς, όσο η τεχνολογία των FSO εξελίσσεται, δηλαδή όσο η ωφέλιμη εμβέλεια των ζεύξεων και οι ρυθμοί δεδομένων που υποστηρίζουν αυξάνονται, η επίδραση του φαινομένου της διασποράς ομαδικής ταχύτητας θα γίνεται ολοένα και ισχυρότερη. Επίσης, η Εξ. (3.54) φανερώνει την επίδραση της παραμέτρου C στη σχεδίαση των σύγχρονων FSO ζεύξεων, και συγκεκριμένα το πώς και κατά πόσο επιδρά η χρήση chirped οπτικών παλμών στην σχηματική παραμόρφωσή τους μέχρι να φτάσουν στον δέκτη. Το τελικό σχήμα του παλμού στην πλευρά του δέκτη μας ενδιαφέρει σε μεγάλο βαθμό γιατί συνδέεται άρρηκτα με την ευκολία ή τη δυσκολία του τελευταίου να ανιχνεύσει ορθά τον παλμό που έφτασε. Πράγματι, όπως φαίνεται από την Εξ. (3.54), για chirped παλμούς θετικού chirp με C>0, η τιμή της νόρμας $\left| U(L,T)
ight|^2$ μειώνεται, για μια συγκεκριμένη τιμή T, με την απόσταση διάδοσης, ενώ για την ίδια τιμή

T, και για chirped παλμούς αρνητικού chirp με *C*<0, η τιμή της νόρμας $|U(L,T)|^2$ αυξάνει, μέχρι μία συγκεκριμένη απόσταση *L*_{max}, με τη μέγιστη αύξηση του πλάτους να επιτυγχάνεται σε μια συγκεκριμένη απόσταση *L*=*L*_{th}. Σημειώνεται ότι οι τιμές αυτών των κρίσιμων αποστάσεων για τις οποίες ο παλμός στενεύει και αυξάνει το πλάτος του εξαρτώνται από τα χαρακτηριστικά των παλμών και του ατμοσφαιρικού καναλιού, [Stassinakis et al. 2013a]. Επομένως, διαπιστώνουμε ότι χρησιμοποιώντας αρνητικού chirp παλμούς, ενδέχεται κάτω από ορισμένες προϋποθέσεις να λάβουμε υψηλότερου πλάτους παλμό στον δέκτη από τον αρχικό στην πλευρά του πομπού. Το γεγονός αυτό φυσικά διευκολύνει τον ανιχνευτή στην πλευρά του τελικά, θα απέχει περισσότερο από την τιμή του πλάτους κατωφλίου, δηλαδή από τη στάθμη ορθής ανίχνευσης που χρησιμοποιεί ο δέκτης. Αντίθετα, η χρήση θετικού chirp παλμών δυσχεραίνει το έργο ανίχνευσης στην πλευρά του δέκτη, λόγω της μείωσης πλάτους που υψηλόταται ο κάθε διαδιδόμενος θετικού chirp παλμός.

και χωρίς βλάβη της γενικότητας, είθισται να θεωρούμε σε κάθε περίπτωση (θετικού, αρνητικού ή χωρίς chirp) ότι η ανίχνευση του *Gaussian* παλμού συντελείται στο κέντρο του, δηλαδή την *T*=0 ps, όπου το πλάτος του παλμού είναι το μέγιστο δυνατό. Υπό αυτή τη συνθήκη, η Εξ. (3.54) απλοποιείται ως:

$$\left|U(L,0)\right|^{2} = \frac{1}{\sqrt{1 + 2T_{0}^{-2}\beta_{2}LC + T_{0}^{-4}\beta_{2}^{2}L^{2}(C^{2}+1)}}$$
(3.55)

και συνεπώς, αντικαθιστώντας την Εξ. (3.55) στην Εξ. (3.53), προκύπτει ότι η κανονικοποιημένη ακτινοβολία που φθάνει στην πλευρά του δέκτη γράφεται ως:

$$I = \left| u(L,0) \right|^2 \sqrt{1 + 2T_0^{-2}\beta_2 LC + T_0^{-4}\beta_2^2 L^2 \left(C^2 + 1\right)}$$
(3.56)

Από την άλλη πλευρά, η εξέλιξη του εύρους του διαδιδόμενου *Gaussian* chirped οπτικού παλμού μετά από απόσταση διάδοσης *L*, περιγράφεται από τη σχέση:

$$T_{1} = T_{0} \sqrt{\left(1 + \frac{C\beta_{2}L}{T_{0}^{2}}\right)^{2} + \left(\frac{\beta_{2}L}{T_{0}^{2}}\right)^{2}}$$
(3.57)

όπου υπενθυμίζεται πως η παράμετρος T_0 είναι ανάλογη με το εύρος του παλμού, αφού αναπαριστά το εύρος του "μισού" παλμού στο e^{-I} της έντασης της ακτινοβολίας του παλμού ενώ η παράμετρος T_1 εκφράζει το αντίστοιχο εύρος του παλμού μετά από απόσταση διάδοσης L. Επίσης, όπως δείχθηκε παραπάνω, όταν η παράμετρος C είναι θετική, οι γρήγορες συνιστώσες βρίσκονται στο μπροστινό μέρος του παλμού ενώ οι αργές στο πίσω μέρος του. Έτσι, καθώς ο παλμός διαδίδεται, υφίσταται ευκολότερα και γρηγορότερα τόσο τη διεύρυνση, όσο και τη μείωση στο πλάτους του. Πράγματι, για θετικές τιμές της παραμέτρου C, η Εξ. (3.57) μας δίνει ότι $T_1 > T_0$ που σημαίνει ότι μετά από απόσταση διάδοσης L ο παλμός διευρύνθηκε. Η διεύρυνση αυτή συνεπάγεται με μείωση της χρονικής απόστασης μεταξύ δύο διαδοχικών μεταδιδόμενων παλμών και άρα με αύξηση της πιθανότητας εμφάνισης της διαφωνίας μεταξύ αυτών. Στη θεωρητική περίπτωση που η παράμετρος C είναι ίση με το μηδέν, ο παλμός πάλι θα διευρυνθεί και θα υποστεί μείωση στο πλάτος του αλλά σε πολύ μικρότερο βαθμό και σε αρκετά μεγαλύτερη απόσταση διάδοσης αυτή τη φορά. Πράγματι, θέτοντας στην Εξ. (3.57) όπου C το μηδέν, μηδενίζεται ο πρώτος όρος της τετραγωνικής ρίζας. Ο δεύτερος όρος που απομένει, λόγω της μικρής τιμής που λαμβάνει η παράμετρος $β_2$, μας φανερώνει ότι για μεγάλες μόνο αποστάσεις διάδοσης z θα ισχύει πρακτικά ότι $T_1 > T_0$. Άρα ο παλμός θα διατηρήσει αρχικά το σχήμα του καθώς διαδίδεται, ενώ μετά από αρκετά μεγάλη απόσταση διάδοσης, θα διευρυνθεί ελάχιστα. Τέλος, όταν η παράμετρος C είναι αρνητική, οι αργές συνιστώσες βρίσκονται στο μπροστινό μέρος του παλμού και οι γρήγορες στο πίσω μέρος του. Έτσι καθώς ο παλμός διαδίδεται, θα αρχίσει να στενεύει και να αυξάνει το πλάτος του. Αυτό βέβαια θα συμβαίνει μέχρι την απόσταση στην οποία το αρχικό chirp και το chirp λόγω διάδοσης αλληλοαναιρεθούν. Στην απόσταση αυτή ακριβώς ο παλμός στενεύει στο μέγιστο δυνατό βαθμό και στη συνέχεια αρχίζει σταδιακά να διευρύνεται. Πράγματι, για αρνητικές τιμές της παραμέτρου C, η Εξ. (3.57) μας δίνει ότι $T_1 < T_0$ που σημαίνει ότι μετά από απόσταση διάδοσης L το εύρος του παλμού μικραίνει. Βέβαια, όταν η απόσταση L μεγαλώσει πολύ, λόγω του δεύτερου όρου της ρίζας στην Εξ. (3.57), ο παλμός θα αρχίσει να διευρύνεται. Άρα για ορισμένες αρχικές αποστάσεις διάδοσης, η συρρίκνωση αυτή του εύρους των παλμών συνεπάγεται με την αύξηση της χρονικής απόστασης της διαφωνίας μεταξύ αυτών και άρα με τη βελτίωση της απόσταση της διαφωνίας μεταξύ αυτών και άρα με τη βελτίωση της απόσταση της ζεύξης.

Συνοπτικά λοιπόν διαπιστώνουμε ότι το φαινόμενο της διασποράς ομαδικής ταχύτητας πρέπει να λαμβάνεται υπόψη στη μελέτη της απόδοσης των σύγχρονων ασύρματων οπτικών ζεύξεων, αφού οι τελευταίες καλύπτουν μεγάλες αποστάσεις διάδοσης και χρησιμοποιούν μικρού εύρους παλμούς, προσφέροντας έτσι πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων. Μάλιστα, το φαινόμενο της διασποράς ομαδικής ταχύτητας κάτω από συγκεκριμένες προϋποθέσεις και χαρακτηριστικά των οπτικών ζεύξεων μπορεί να βελτιώσει την απόδοση και την αξιοπιστία της συνολικής ασύρματης οπτικής ζεύξης. Συγκεκριμένα, η σχηματική παραμόρφωση που υφίσταται ο διαδιδόμενος παλμός λόγω του φαινομένου της διασποράς ομαδικής ταχύτητας, τόσο κατά πλάτος όσο και κατά εύρος, περιγράφεται και υπολογίζεται από τις Εξ. (3.54) και Εξ. (3.57), αντίστοιχα. Επίσης, από τις εξισώσεις αυτές συμπεραίνουμε ότι το πρόσημο της παραμέτρου C συνδέεται άρρηκτα με την απόδοση ενός ασύρματου οπτικού συστήματος. Συγκεκριμένα, από την Εξ. (3.57) προέκυψε ότι για αρνητικές τιμές της παραμέτρου C η πιθανότητα εμφάνισης διαφωνίας μειώνεται, ενώ αντίθετα αυξάνεται για θετικές της τιμές. Έτσι, για να γίνει αποδοτικότερο ως προς τη διαφωνία το ασύρματο οπτικό σύστημα, θα πρέπει να επιλέξουμε αρχικούς παλμούς αρνητικής παραμέτρου C. Αντίστοιχα, η Εξ. (3.57) δείχνει ότι η διαδικασία της ανίχνευσης του πλάτους του παλμού στην πλευρά του δέκτη απλουστεύεται με την επιλογή αρχικών παλμών αρνητικής παραμέτρου C λόγω της αύξησης του πλάτους τους καθώς διαδίδονται για ορισμένες αποστάσεις. Αντίθετα, το πλάτος των παλμών θετικής παραμέτρου C μειώνεται με την απόσταση διάδοσης, δυσχεραίνοντας τη

διαδικασία της ανίχνευσης κατά τη λήψη. Συνεπώς, οι δυο αυτές εξισώσεις δείχνουν ότι για ορισμένες αποστάσεις διάδοσης η παραμόρφωση του σχήματος αρνητικής παραμέτρου C παλμών αντιστοιχεί πρακτικά στο στένεμα του αρχικού παλμού σύμφωνα με την Εξ. (3.57) το οποίο αναγκαστικά με την αντίστοιχη αύξηση στο ύψος (πλάτους) του παλμού που συνοδεύεται περιγράφει η Εξ. (3.54), ώστε το εμβαδόν του παλμού, δηλαδή το φάσμα της πληροφορίας, να παραμένει πάντα σταθερό. Οι επιμέρους αυτές παραμορφώσεις (καθώς και η συνολική παραμόρφωση) κρίνονται στην προκειμένη περίπτωση ωφέλιμες για την ορθή λήψη του παλμού και της πληροφορίας που μεταφέρει. Αντίθετα, όπως πάλι δείχνουν οι ίδιες εξισώσεις, η διεύρυνση του παλμού που συνοδεύεται αναγκαστικά με την αντίστοιχη πτώση πλάτους κατά τη διάδοση των παλμών με θετικές τιμές της παραμέτρου C, εμποδίζει τη διαδικασία της ορθής ανίχνευσης του παλμού και ανασύστασης της πληροφορίας που μεταφέρει. Έτσι, καταλήγουμε στο γενικό συμπέρασμα ότι μελετώντας τα εκάστοτε συγκεκριμένα χαρακτηριστικά και τις προδιαγραφές της υπό σχεδίασης ασύρματης οπτικής ζεύξης, μπορούμε μέσω των παραπάνω εξισώσεων να αποφανθούμε για το κατά πόσο το φαινόμενο της διασποράς ομαδικής ταχύτητας επηρεάζει την απόδοση της συγκεκριμένης ζεύξης, και συνεπώς, για το κατά πόσο η χρησιμοποίηση αρνητικού chirp Gaussian οπτικών παλμών για τη μεταφορά της πληροφορίας βελτιώνει την απόδοση, την αξιοπιστία και τη διαθεσιμότητα της υπό σχεδίασης ζεύξης.

V. Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό δόθηκαν τα μαθηματικά μοντέλα και οι κατάλληλες εξισώσεις για την ακριβή περιγραφή του φαινομένου της εξασθένησης, του φαινομένου του σπινθηρισμού λόγω διαφορετικών συνθηκών της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, των σφαλμάτων σκόπευσης και του φαινομένου της διασποράς ομαδικής ταχύτητας. Τα παραπάνω μοντέλα και εξισώσεις θα συνδυαστούν κατάλληλα μεταξύ τους σε επόμενα κεφάλαια, ώστε να εξαχθούν, νέα, συνδυαστικά μοντέλα και εξισώσεις που θα περιγράφουν με ακρίβεια τη συνδυαστική πλέον επίδρασή τους στη διάδοση του οπτικού σήματος που μεταφέρει την πληροφορία. Η ίδια διαδικασία θα ακολουθηθεί και για το φαινόμενο του θορύβου φάσης που δεν εκτιμήθηκε σκόπιμα στο κεφάλαιο αυτό, καθώς πρόκειται για φαινόμενο που παρουσιάζεται για συγκεκριμένα σχήματα διαμόρφωσης φάσης. Έτσι, κρίνεται σκόπιμο να συζητηθούν πρώτα αναλυτικότερα στο αμέσως επόμενο κεφάλαιο όλες οι κυριότερες τεχνικές διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται στα FSO συστήματα και στη συνέχεια να μοντελοποιηθεί και να ενσωματωθεί στη συνδυαστική μελέτη των φαινομένων που επιδρούν στην απόδοση των FSO συστημάτων και το φαινόμενο του θορύβου φάσης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Τεχνικές διαμόρφωσης στα FSO συστήματα

Ι. Εισαγωγή

Το κεφάλαιο αυτό επικεντρώνεται στις κυριότερες τεχνικές διαμόρφωσης που εφαρμόζονται στα FSO συστήματα, δηλαδή στις OOK, PPM, SIM (QAM/ PSK) και OFDM. Γενικά, εφόσον η μέση οπτική ισχύς εκπομπής είναι περιορισμένη, λόγω των θεσμοθετημένων ορίων προστασίας για τα μάτια και το δέρμα, η απόδοση των τεχνικών διαμόρφωσης είθισται να αξιολογείται, ή/ και να μελετάται συγκριτικά, υπό όρους της λαμβανόμενης μέσης οπτικής ισχύος που απαιτείται για να πετύχουμε κάποιον επιθυμητό BER (ή αντίστοιχα ABER, ASER, ABEP ή ASEP), για συγκεκριμένο βέβαια ρυθμό δεδομένων. Είναι σαφέστατα επιθυμητό για οποιοδήποτε σχήμα διαμόρφωσης να είναι αποδοτικό από πλευράς ισχύος (power efficient), αλλά κάτι τέτοιο δεν αποτελεί πανάκεια για την επιλογή του προς χρησιμοποίηση. Υπάρχουν κι άλλοι, εξίσου σημαντικοί παράγοντες, συχνά αντικρουόμενοι με την απόδοση ισχύος, όπως η απόδοση ως προς το εύρος ζώνης ή η κυκλωματική πολυπλοκότητα για τη σχεδίαση του πομπού ή/ και του δέκτη που απαιτεί το εκάστοτε σχήμα διαμόρφωσης. Στο σημείο αυτό διευκρινίζεται ότι παρ' όλο που το οπτικό φέρον διαθέτει άφθονο εύρος ζώνης, εντούτοις, η απόδοση εύρους ζώνης που προσφέρει το υποψήφιο προς χρήση σχήμα διαμόρφωσης κάθε άλλο παρά αδιάφορη είναι, αφού οι οπτικο-ηλεκτρονικές συσκευές που επεξεργάζονται το λαμβανόμενο σήμα δε μπορούν να εκμεταλλευτούν και να γειριστούν ολόκληρο το οπτικό φάσμα του φέροντος, αλλά λειτουργούν σε αρκετά περιορισμένο φασματικό μέρος του.

ΙΙ. Η διαμόρφωση ΟΟΚ

Η On-Off Keying (OOK) είναι η κυρίαρχη τεχνική διαμόρφωσης στο χώρο των FSO συστημάτων, κυρίως λόγω της απλότητάς της και της ανθεκτικότητάς της στη μη γραμμικότητα του laser [Ghassemlooy et al. 2010]. Πρόκειται για μια απλούστατη τεχνική διαμόρφωσης της έντασης της ακτινοβολίας κατά την οποία το φως της πηγής (φέρον) ανοίγει, δηλαδή μεταβαίνει στην κατάσταση "On", για να μεταδώσει το λογικό "1" και κλείνει, δηλαδή μεταβαίνει στην κατάσταση "Off", για να μεταδώσει το λογικό "0" [Henniger et al. 2010]. Συνεπώς παρουσία οπτικού παλμού μεταδίδεται το λογικό "1", ενώ απουσία του οπτικού παλμού μεταδίδεται το λογικό "0"

[Ghassemlooy et al. 2007b]. Τα δυο κυριότερα σχήματα σηματοδοσίας της ΟΟΚ διαμόρφωσης είναι το NRZ (non-return-to-zero) και το RZ (return-to-zero). Στο NRZ-OOK σχήμα διαμόρφωσης, ένας οπτικός παλμός διάρκειας ίσης με αυτή του ενός bit μεταδίδεται για την αναπαράσταση του λογικού "1", ενώ στο RZ-OOK σχήμα διαμόρφωσης αντίστοιχα, ο οπτικός παλμός απασχολεί μέρος της διάρκειας του bit [Ghassemlooy et al. 2012a, p.168]. Έτσι, ο παλμός για την ΟΟΚ διαμόρφωση εκφράζεται ως [Ghassemlooy et al. 2012a, p.168]:

$$p(t) = \begin{cases} 2P_r & \text{for } t \in [0, T_b] \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$
(4.1)

όπου P_r είναι η μέση ισχύς του λαμβανόμενου σήματος στην πλευρά του δέκτη και T_b η διάρκεια του bit.

Με βάση τα παραπάνω όταν το διαμορφωμένο ΟΟΚ σήμα μαζί με τον θόρυβο φτάνουν στην είσοδο του δέκτη, υπάρχουν δύο πιθανοί τρόποι οι οποίοι μπορεί να οδηγήσουν σε εσφαλμένη ανίχνευση του σήματος πληροφορίας. Είτε ο δέκτης να αποφασίσει ότι στάλθηκε "0" ενώ στην πραγματικότητα έχει σταλεί "1", είτε αντίστροφα, να αποφασίσει δηλαδή ο δέκτης ότι στάλθηκε "1" ενώ στην πραγματικότητα έχει σταλεί "0". Έτσι η πιθανότητα σφάλματος, δηλαδή το BER, P_e , εκφράζεται ως [Majumdar 2005, p.369]:

$$P_{e} = P(1|0)P(0) + P(0|1)P(1)$$
(4.2)

όπου P(0) και P(1) οι πιθανότητες να στείλει ο πομπός "0" και "1" αντίστοιχα, ενώ P(1|0) και P(0|1)οι δεσμευμένες πιθανότητες των ενδεχόμενων {δεδομένου ότι στην πραγματικότητα στάλθηκε "0" να αποφασίσει εσφαλμένα ο δέκτης ότι στάλθηκε "1"} και {δεδομένου ότι στην πραγματικότητα στάλθηκε "1" να αποφασίσει εσφαλμένα ο δέκτης ότι στάλθηκε "0"}, αντίστοιχα.

Χωρίς βλάβη της γενικότητας, και για λόγους απλότητας θεωρούμε τα ενδεχόμενα αποστολής "0" και "1" ισοπίθανα, δηλαδή ότι P(0) = P(1) = 1/2. Έτσι η Εξ. (4.1.2) γράφεται:

$$P_{e} = \frac{1}{2} P(1|0) + \frac{1}{2} P(0|1)$$
(4.3)

Υποθέτοντας επίσης ότι ο θόρυβος είναι AWGN, ο στιγμιαίος ρυθμός μετάδοσης σφαλμάτων (BER) συναρτήσει του στιγμιαίου ηλεκτρικού SNR ανά bit, γ, για τα NRZ-OOK και RZ-OOK σχήματα,

χρησιμοποιώντας και τη γνωστή σχέση $Q(x) = \frac{1}{2} erfc(x/\sqrt{2})$ υπολογίζεται αντίστοιχα ως, [Elganimi 2013]:

$$P_{e,_{NRZ-OOK}}(\gamma) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{\gamma}}{2\sqrt{2}}\right) = Q\left(\frac{\sqrt{\gamma}}{2}\right)$$
(4.4)

και

$$P_{e,RZ-OOK}\left(\gamma\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{2}\sqrt{\gamma}\right) = Q\left(\frac{\sqrt{2\gamma}}{2}\right)$$
(4.5)

όπου γ είναι το SNR δηλαδή ο λόγος σήματος προς θόρυβο στην πλευρά του δέκτη.

Από τις Εξ. (4.4) και Εξ. (4.5) λοιπόν, προκύπτει ότι η RZ-OOK σηματοδοσία απαιτεί το μισό SNR (-3dB) από τη NRZ-OOK σηματοδοσία για να πετύχει το ίδιο ακριβώς BER. Σημειώνεται όμως, πως αυτό συμβαίνει θυσιάζοντας διπλάσιο εύρος ζώνης [Elganimi 2013]. Πράγματι το απαιτούμενο εύρος ζώνης (required bandwidth- B_{req}) για τη NRZ-OOK σηματοδοσία είναι ίσο με το bit rate (R_b) ενώ για τη RZ-OOK σηματοδοσία είναι ίσο με το διπλάσιό του, δηλαδή:

$$B_{req,NRZ-OOK} = R_b \tag{4.6}$$

και

$$B_{req,RZ-OOK} = 2R_b \tag{4.7}$$

Συνεπώς, το NRZ-OOK είναι αποδοτικότερο από πλευράς εύρους ζώνης, ενώ το RZ-OOK αποδοτικότερο από πλευράς ισχύος. Όμως, η OOK διαμόρφωση παρά την απλότητα και την ευρύτατη χρήση της στα FSO συστήματα υποφέρει από την ανάγκη οριοθέτησης ενός προκαθορισμένου κατωφλίου ισχύος στην πλευρά του δέκτη για την ορθή αποδιαμόρφωση του σήματος πληροφορίας, το οποίο θα πρέπει μάλιστα να αναπροσαρμόζεται ανάλογα με τις μεταβολές του καναλιού. Έτσι, αναζητούνται κι άλλες τεχνικές διαμόρφωσης συμβατές με τη λειτουργία των FSO.

III. PPM (Pulse Position Modulation)

Η διαμόρφωση θέσης του παλμού (Pulse Position Modulation- PPM) είναι μια ορθογωνική μέθοδος διαμόρφωσης κατά την οποία η πληροφορία ανιχνεύεται από τον δέκτη μέσω της θέσης της χρονοθυρίδας (time slot) εντός της οποίας βρίσκεται. Στη γενική περίπτωση ενός *L*-PPM σχήματος διαμόρφωσης, αλλιώς *L* τάξης, όπου δηλαδή τα προς μετάδοση πιθανά σύμβολα είναι πλήθους *L*, το κάθε σύμβολο αποτελείται από *L* χρονοθυρίδες από τις οποίες κάθε φορά ενεργοποιείται μόνο μια συγκεκριμένη ενώ οι υπόλοιπες *L*-1 παραμένουν κενές. Η θέση της ενεργοποιημένης χρονοθυρίδας, δηλαδή της χρονοθυρίδας που περιέχει τον παλμό με την πληροφορία προσδιορίζει το ποιο από τα *L* πιθανά σύμβολα μεταδόθηκε, δεδομένου του ότι το κάθε σύμβολο αντιστοιχεί σε διαφορετική ενεργοποιημένη χρονοθυρίδα. Συνεπώς, κατά την *L*-PPM διαμόρφωση, κάθε μπλοκ των log₂*L* bits δεδομένων αντιστοιχίζεται σε κάποιο από τα πιθανά *L* σύμβολα, με τη θέση του παλμού να αντιστοιχεί στη δεκαδική τιμή των log₂*L* bits δεδομένων. Με τον τρόπο αυτό, η πληροφορία κωδικοποιείται μέσω της θέσης του παλμού (χρονοθυρίδας) εντός του συμβόλου. Η διάρκεια της χρονοθυρίδας, *T*_s, σχετίζεται με την τη διάρκεια του bit, *T*_b, σύμφωνα με τη σχέση [Ghassemlooy et al. 2010]:

$$T_s = \frac{T_b \log_2 L}{L} \tag{4.8}$$

δηλαδή ο ρυθμός δεδομένων εκφράζεται ως [Elganimi 2013]:

$$R_b = B_{req} \frac{\log_2 L}{L} \tag{4.9}$$

Επίσης το BER ενός L-PPM εκφράζεται ως [Manea et al. 2011; Elganimi 2013]:

$$P_{e,L-PPM}\left(\gamma\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{2\sqrt{2}}\sqrt{\gamma \frac{L}{2}\log_2 L}\right)$$
(4.10)

ενώ η σχέση μεταξύ των BER για L-PPM και ΟΟΚ συνοψίζεται ως [Manea et al. 2011]

$$P_{e,L-PPM} = \frac{P_{e,OOK}}{\sqrt{\frac{L}{2}\log_2 L}}$$
(4.11)

Διαπιστώνουμε λοιπόν ότι η χρήση L-PPM σχημάτων διαμόρφωσης αντί των ΟΟΚ μειώνει την απαιτούμενη κατανάλωση μέσης ισχύος, καθώς μόνο μια χρονοθυρίδα απαιτεί κατανάλωση ισχύος κάθε φορά. Όμως αυτό συμβαίνει εις βάρος της χρήσης μεγαλύτερου εύρους ζώνης, καθώς η μετάδοση κάθε συμβόλου θυσιάζει *L*-1 άδειες θέσεις χρονοθυρίδων [Manea et al. 2011; Varotsos et al. 2017a]. Έτσι, για *L*>2, η *L*-PPM είναι αποδοτικότερη από την ΟΟΚ από πλευράς ισχύος, αλλά παράλληλα, λιγότερο αποδοτική από πλευράς εύρους ζώνης. Επιπρόσθετα, η *L*-PPM δεν απαιτεί τη γνώση της εκάστοτε κατάστασης του μεταβαλλόμενου καναλιού [Kiasaleh 2005; Gappmair et al. 2010], και συνεπώς, υπερτερεί της ΟΟΚ στο ότι δε χρειάζεται κάποιο αναπροσαρμοζόμενο κατώφλι ισχύος κατά τη διαδικασία της ανίχνευσης [Yi et al. 2010]. Βέβαια, η ΟΟΚ υπερτερεί σε απλότητα αφού η *L*-PPM απαιτεί πιο πολύπλοκους κυκλωματικά πομποδέκτες.



Σχήμα 4.1: Κυματομορφές πλάτους-χρόνου για 4-bit NRZ-OOK, 4-bit RZ-OOK και 16-PPM αντίστοιχα [Ghassemlooy et al. 2012a, p.93].

Σχήμα	Απαιτούμενο εύρος ζώνης	Απαιτούμενη ισχύς
ООК	R_{b}	P_r
L-PPM	$R_b(L/\log_2 L)$	$P_r/\sqrt{(L/2)\log_2 L}$

Πίνακας 4.1: Συγκριτικός πίνακας απόδοσης ισχύος και απόδοσης εύρους ζώνης για τα σχήματα διαμόρφωσης ΟΟΚ και L-PPM [Manea et al. 2011].

IV. SIM (Subcarrier Intensity Modulation)

Όπως προαναφέρθηκε μια ιδιαίτερα αποδοτική εναλλακτική των ΟΟΚ και PPM στο χώρο των FSO συστημάτων είναι η SIM τεχνική διαμόρφωσης, η οποία κερδίζει ολοένα και μεγαλύτερη αποδοχή και πραγματοποιείται κυρίως είτε με τη βοήθεια κάπου σχήματος διαμόρφωσης φάσης (Phase Shift Keying-PSK), είτε με τη βοήθεια κάποιου σχήματος ορθογωνικής διαμόρφωσης πλάτους (Quadrature Amplitude Modulation-QAM). Τα πλεονεκτήματα της SIM διαμόρφωσης συνοψίζονται αναφορικά παρακάτω:

Επιτρέπει σε πολλές υποφέρουσες να μεταφέρουν δεδομένα διαφορετικών χρηστών, γεγονός
 που αυξάνει το μέγιστο ρυθμό μεταφοράς δεδομένων.

Σε συνθήκες τυρβώδους ροής παρουσιάζει χαμηλότερους ρυθμούς εσφαλμένων δεδομένων κατά τη λήψη.

Δεν απαιτεί προσαρμοσμένο κατώφλι ισχύος για να βελτιστοποιήσει την απόδοσή της όπως η ΟΟΚ.

Απαιτεί συγκριτικά χαμηλότερο εύρος ζώνης από την PPM.

 Είναι συμβατή με τις ήδη επιτυχημένες αντίστοιχες SIM εφαρμογές σε δίκτυα οπτικών ινών που μεταφέρουν RF σήματα και χρησιμοποιούν την WDM τεχνική.

Αξιοποιεί τα οφέλη της προόδου της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος και της ωρίμανσης
 των RF συσκευών.

Παρόλα αυτά η SIM διαμόρφωση μειονεκτεί στα εξής:

Χρησιμοποιώντας PSK σχήματα εμφανίζει θόρυβο φάσης.

 Απαιτεί αυστηρούς συγχρονισμούς στην πλευρά του δέκτη που οδηγεί σε πιο ακριβά και πολύπλοκα κυκλώματα.

 Ενδέχεται να παρουσιάσει παραμορφώσεις σήματος λόγω μη γραμμικότητας του laser ή λόγω υπερ-διαμόρφωσης.

• Απαιτεί συγκριτικά υψηλή απαιτούμενη μέση ισχύ εκπομπής. Πράγματι, αντίθετα με την ΟΟΚ, η οπτική πηγή πρέπει να παραμένει στην κατάσταση 'on' τόσο κατά τη μετάδοση του "1" όσο

και του "0". Επίσης, οι υποφέρουσες είναι ημιτονικά σήματα τα οποία λαμβάνουν, εκτός από θετικές και αρνητικές τιμές. Έτσι το άθροισμά τους, δηλαδή το σύνθετο ηλεκτρικό σήμα διαμορφωμένων ημιτόνων που πρόκειται να διαμορφώσει με τη σειρά του το οπτικό σήμα, μπορεί να λάβει και αρνητικές τιμές, γεγονός που είναι μη αποδεκτό στη διαμόρφωση της ακτινοβολίας laser. Έτσι, για την αποφυγή του τελευταίου απαιτείται dc τροφοδοσία, που θα ανυψώσει ολόκληρο το σύνθετο ηλεκτρικό φέρον σήμα σε θετικές τιμές. Προφανώς, όσο μεγαλύτερο όγκο πληροφορίας θέλουμε να διακινήσουμε, τόσο περισσότερο θα αυξηθεί και ο αριθμός των υποφερουσών και άρα και η ισχύς της dc τροφοδοσίας [You et al. 2001].

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.2, στην πλευρά του πομπού, κάθε RF σήμα προ-διαμορφώνεται από τα δεδομένα πληροφορίας της πηγής. Στη συνέχεια, το υπό-φέρον διαμορφωμένο ηλεκτρικό σήμα *m*(*t*), διαμορφώνει με τη σειρά του το οπτικό σήμα του laser, αφού βέβαια έχει προηγουμένως κατάλληλα πολωθεί. Τέλος, στην πλευρά του δέκτη το διαμορφωμένο οπτικό σήμα μετατρέπεται σε ηλεκτρικό και αποδιαμορφώνεται.



Σχήμα 4.2: Μπλοκ διάγραμμα ενός τυπικού SIM PSK FSO συστήματος.

Στο ίδιο πλαίσιο, απεικονίζεται στη συνέχεια τόσο το αναλυτικότερο μπλοκ διάγραμμα της πλευράς του πομπού, όσο και του δέκτη για ένα τέτοιο τυπικό SIM PSK FSO σύστημα.

Όπως βλέπουμε στην πλευρά του πομπού τα δεδομένα πληροφορίας διαμορφώνουν N σε πλήθος RF φάσεις αντίστοιχων υποφερουσών. Συγκεκριμένα, πριν τη διαμόρφωση της

ακτινοβολίας του laser, τα δεδομένα πληροφορίας της πηγής d(t) διαμορφώνουν αρχικά τις RF υποφέρουσες. Για την εικονιζόμενη N-PSK διαμόρφωση ο κωδικοποιητής (encoder) αντιστοιχεί κάθε σύμβολο στο κατάλληλο πλάτος συμβόλου $\{a_{ic}, a_{is}\}_{i=1}^{N}$ που αντιστοιχεί στον αστερισμό PSK που χρησιμοποιείται. Το συνολικό, σύνθετο διαμορφωμένο ηλεκτρικό σήμα m(t), επειδή μπορεί να λάβει και αρνητικές τιμές, τροφοδοτείται με μία κατάλληλη συνεχή τάση b_0 , ώστε να αποφευχθεί ενδεχόμενος ανεπιθύμητος ψαλιδισμός του σήματος (signal clipping).



Σχήμα 4.3: Μπλοκ διάγραμμα της πλευράς του πομπού ενός τυπικού SIM FSO συστήματος.

Συνεπώς, για ένα Ν υποφερουσών SIM FSO σύστημα ισχύει ότι

$$m(t) = \sum_{i=1}^{N} m_i(t)$$
(4.12)

όπου κατά τη διάρκεια ενός συμβόλου, κάθε RF υποφέρον σήμα εκφράζεται ως:

$$m_i(t) = g(t)a_{ic}\cos(\omega_{ci}t + \phi_i) + g(t)a_{is}\cos(\omega_{si}t + \phi_i)$$
(4.13)

με την g(t) να παριστάνει τη συνάρτηση του σχήματος του παλμού, ενώ οι γωνιακές συχνότητες και οι φάσεις των υποφερουσών παριστάνονται αντίστοιχα από το σετ $\{\omega_{ci}, \phi_i\}_{i=1}^N$. Έτσι λοιπόν, κάθε υποφέρουσα μπορεί να διαμορφωθεί είτε με κάποιο σχήμα QAM ή PSK.

Αντίστοιχα, στην πλευρά του δέκτη, η εισερχόμενη οπτική ακτινοβολία μετατρέπεται σε ηλεκτρικό σήμα στον φωτοδέκτη (photodetector). Στη συνέχεια, το ηλεκτρικό σήμα αποδιαμορφώνεται βάσει των N φάσεων των αντίστοιχων υποφερουσών και τελικά, το αποδιαμορφωμένο σήμα αποκωδικοποιείται ώστε να παραχθεί το αρχικό σήμα δεδομένων πληροφορίας που στάλθηκε $\hat{d}(t)$.



Σχήμα 4.4: Μπλοκ διάγραμμα της πλευράς του δέκτη SIM FSO συστήματος.

Στο σημείο αυτό υπενθυμίζεται επίσης ότι σε αντιστοιχία με τα προηγούμενα σχήματα διαμόρφωσης, η πιθανότητα εσφαλμένης μετάδοσης συμβόλου για το *L*-PSK προσεγγίζεται επακριβώς για υψηλά στιγμιαία SNR ανά bit, *γ*, ως:

$$P_{e,L-PSK}(\gamma) \cong 2Q\left[\sqrt{2\gamma}\sin(\pi/L)\right]$$
(4.14)

ενώ για το L-QAM ως:

$$P_{e,L-QAM}\left(\gamma\right) = 1 - \left\{ \left[1 - \frac{2\left(\sqrt{L} - 1\right)}{\sqrt{L}}\right] Q\left(\sqrt{\frac{3E[\gamma]}{L-1}}\right) \right\}^2$$
(4.15)

V. Η τεχνική OFDM

Η τεχνική OFDM έχει αποδειχθεί ότι είναι μια αποτελεσματική τεχνική πολυπλεξίας, στην οποία πραγματοποιείται μετάδοση πολλαπλών φερόντων σήματος πληροφορίας (multi-carrier), στην οποία τα δεδομένα μεταδίδονται παράλληλα και όχι σειριακά, χωριζόμενα σε πολλαπλές υποφέρουσες πολύ στενού εύρους ζώνης (multiple narrow band subcarriers) σε σχέση με το συνολικό εύρος ζώνης. Κάθε υπο-φέρουσα διαμορφώνεται και στη συνέχεια τοποθετείται σε φέρουσα υψηλότερης συχνότητας, όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα, όπου παρατηρούμε τις υπο-φέρουσες του σήματος, 4 υπο-φέρουσες, οι οποίες είναι γνωστές a priori στον δέκτη (pilot sub-carriers) καθώς και υπο-φέρουσες ασφαλείας για το σήμα.



Σχήμα 4.5: Υπό-φέρουσες OFDM στο πεδίο συχνοτήτων [http://www.ni.com/white-paper/3740/en/].

Οι υπο-φέρουσες μπορούν να διαμορφωθούν με διάφορες τεχνικές, αλλά συνήθως στα συστήματα οπτικών επικοινωνιών χρησιμοποιείται όπως και στην περίπτωση της SIM, είτε η τεχνική PSK ή η QAM. Η διαφορά της τεχνικής OFDM από την απλή πολυπλεξία στη συχνότητα (Frequency Division Multiplexing, FDM) έγκειται στην απαίτηση για ορθογωνιότητα μεταξύ των υπο-φερουσών του σήματος. Η ορθογωνιότητα αυτή έχει ως στόχο την ελαχιστοποίηση του φαινομένου της διασυμβολικής παρεμβολής (InterSymbol Interference, ISI).

Για την εφαρμογή της πολυπλεξίας OFDM, τα ψηφιακά δεδομένα αρχικά διαμορφώνονται με την επιθυμητή μέθοδο διαμόρφωσης. Έπειτα, το διαμορφωμένο σήμα μετασχηματίζεται με τη μέθοδο του αντίστροφου γρήγορου μετασχηματισμού Fourier (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) και στη συνέχεια μετατρέπεται σε αναλογικό με τη βοήθεια ενός μετατροπέα σήματος από ψηφιακό σε αναλογικό (Digital to Analog Converter, DAC) και "φορτώνεται" στη φέρουσα. Το πληροφοριακό αυτό σήμα φτάνοντας στον δέκτη ακολουθεί την αντίστροφη διαδικασία, ώστε να ληφθούν τα αρχικά δεδομένα. Έτσι, πρώτα μετατρέπεται σε ψηφιακό σήμα και στη συνέχεια μετασχηματίζεται με τη μέθοδο του γρήγορου μετασχηματισμού Fourier (Fast Fourier Transform, FFT). Ακολουθεί η αποδιαμόρφωση του σήματος και τα δεδομένα του σήματος πληροφορίας φτάνουν στον τελικό δέκτη. Το σχηματικό block διάγραμμα του πομπού και του δέκτη του OFDM συστήματος δίνεται στο επόμενο σχήμα:



Σχήμα 4.6: Μπλοκ διάγραμμα της πλευράς του πομπού και του δέκτη ενός τυπικού OFDM συστήματος [Nistazakis et al. 2015b].

Η χρήση της τεχνικής OFDM στα οπτικά συστήματα δημιουργεί μη γραμμικότητες στο σήμα της κάθε υπο-φέρουσας, δεδομένου ότι δεν είναι εφικτό να μεταδοθεί από τον πομπό (laser) σήμα που να έχει αρνητικές τιμές. Επομένως θα πρέπει είτε να ψαλιδιστούν οι τιμές αυτές είτε να προστεθεί μια κατάλληλη DC συνιστώσα στο σήμα. Στην περίπτωση αυτή όμως η μέγιστη τιμή του σήματος είναι πιθανό να ψαλιδιστεί λόγω μη επαρκούς ισχύος του πομπού [Tsonev et al. 2013].

Το OFDM σήμα ως συνάρτηση των *N*-υποφερουσών, πριν φτάσει στη δίοδο laser, δίνεται από την εξίσωση [Al-Raweshidy et al. 2002; Bekkali et al. 2010]:

$$s_{OFDM}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{[i(\omega_n + 2\pi f_c)t]} = \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp\left[i2\pi \left(\frac{n}{T_s} + f_c\right)t\right], \quad 0 \le t \le T_s$$
(4.16)

όπου ω_n είναι η κάθε ορθογώνια κυκλική συχνότητα, T_s είναι η χρονική διάρκεια του κάθε OFDM συμβόλου και $X_n = a_n + ib_n$ είναι το μιγαδικό σήμα πληροφορίας της *n*-οστής υπο-φέρουσας. Το

παραπάνω σήμα διαμορφώνει την οπτική ισχύ της διόδου laser του πομπού, η οποία λόγω της μη γραμμικότητάς της, προκαλεί τη δημιουργία αρμονικών καθώς και ενδοδιαμορφωτική παραμόρφωση (intermodulation distortion).

Το σήμα που εκπέμπει ο πομπός laser P(t), δηλαδή το σήμα που θα υποστεί τη διαμόρφωση από το παραπάνω OFDM σήμα, ακολουθεί έναν μη γραμμικό νόμο από τη θεωρία *Volterra* και δίνεται από την εξίσωση [Bekkali et al. 2010; Nistazakis et al. 2014; Varotsos et al. 2017b]:

$$P(t) = P_t \left[1 + \sum_{n=0}^{N-1} m_n s_n(t) + a_3 \left(\sum_{n=0}^{N-1} m_n s_n(t) \right)^3 \right]$$
(4.17)

όπου P_t είναι η μέση μεταδιδόμενη οπτική ισχύς, α_3 είναι ο μη γραμμικός συντελεστής 3^{ης} τάξης και η παράμετρος m_n είναι ο οπτικός δείκτης διαμόρφωσης του σήματος (Optical Modulation Index, OMI) κάθε υποφέρουσας, της οποίας η μέση τιμή δίνεται από την εξίσωση [Bekkali et al. 2010; Nistazakis et al. 2014]:

$$m_{tot} = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} m_n^2}$$
(4.18)

Από την άλλη πλευρά, η ισχύς που φτάνει στη φωτοδίοδο του δέκτη του FSO συστήματος, δίνεται από την εξίσωση [Bekkali et al. 2010; Nistazakis et al. 2014]

$$P_{r,FSO}(t) = P(t)L_{tot,FSO}I + n_{FSO}(t)$$
(4.19)

όπου L_{tot} είναι οι απώλειες διάδοσης μέσα στην ατμόσφαιρα, I η κανονικοποιημένη ισχύς οπτικής ακτινοβολίας που φτάνει στον δέκτη και n_{FSO} ο AWGN θόρυβος. Από τις παραπάνω σχέσεις υπολογίζεται το ρεύμα στην έξοδο της φωτοδιόδου του δέκτη, που δίνεται από την εξίσωση [Bekkali et al. 2010; Nistazakis et al. 2014]:

$$i(t,I) = I_{DC} \left[1 + \sum_{n=0}^{N-1} m_n s_n(t) + a_3 \left(\sum_{n=0}^{N-1} m_n s_n(t) \right)^3 \right] + n_{opt}(t)$$
(4.20)

όπου $I_{\rm DC} = \eta L_{tot} P_t I$ είναι η DC συνιστώσα του ρεύματος *i*, η είναι η αποκρισιμότητα της φωτοδιόδου και n_{opt} ο θόρυβος, ο οποίος μπορεί να θεωρηθεί ως AWGN με μηδενική μέση τιμή και διακύμανση $\sigma = N_0/2$, δηλαδή το μισό της ισχύος του θορύβου. Η ισχύς του θορύβου δίνεται από την εξίσωση [Bekkali et al. 2010; Nistazakis et al. 2014]:

$$N_0 = \frac{4K_B T_K F}{R_L} + 2q_e I_{DC} + I_{DC}^2 (RIN)$$
(4.21)

όπου K_B είναι η σταθερά του Boltzmann, T_K η θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin, F η εικόνα θορύβου του δέκτη, R_L το ωμικό φορτίο της φωτοδιόδου, q_e το φορτίο του ηλεκτρονίου, ενώ με *RIN* (relative intensity noise, *RIN*) συμβολίζεται ο θόρυβος που εξαρτάται από την οπτική ισχύ του σήματος και είναι ανάλογος του τετραγώνου αυτής.

Επιπρόσθετα ένας εξίσου σημαντικός παράγοντας που μειώνει την απόδοση ενός OFDM FSO συστήματος είναι το φαινόμενο της παραμόρφωσης του σήματος λόγω ενδοδιαμόρφωσης (inter-modulation distortion, *IMD*), που οφείλεται στη μη γραμμική απόκριση της διόδου laser, η οποία επηρεάζει την $ω_n$ της καθεμίας από τις N υπο-φέρουσες του OFDM συστήματος και εξαρτάται κυρίως από τον συντελεστή μη γραμμικότητας τρίτης τάξης $α_3$ καθώς και από την παράμετρο *OMI* της κάθε υπο-φέρουσας. Αυτός, ο *IMD* θόρυβος παραμόρφωσης λοιπόν εκφράζεται για τις N υπο-φέρουσες ως [Bekkali et al. 2010; Nistazakis et al. 2014; Varotsos et al. 2017b]:

$$\sigma_{IMD,n}^{2} = \frac{9a_{3}^{2}m_{n}^{6}I_{DC}^{2}}{128} \left[2n(N-n+1)+N(N-5)+2-\frac{(-1)^{n}-(-1)^{2N+n}}{2}\right]^{2}$$
(4.22)

Συνεπώς, λαμβάνοντας υπόψη τις Εξ. (4.20) και Εξ. (4.22), ο συνολικός θόρυβος (οπτικός και παραμόρφωσης *IMD* ή πιο απλά θόρυβος και παραμόρφωση) θα είναι *Gaussian*. Έτσι, ο στιγμιαίος λόγος της ισχύος της φέρουσας προς την ισχύ του θορύβου μαζί με την παραμόρφωση του σήματος στον δέκτη (Carrier to Noise plus Distortion Ratio, *CNDR*) για κάθε υπο-φέρουσα δίνεται από την εξίσωση [Bekkali et al. 2010; Nistazakis et al. 2014; Varotsos et al. 2017b]:

$$CNDR_n(I) \approx \frac{\left(m_n \eta L_{tot} P_i I\right)^2}{2\left(N_0 / T_s + \sigma_{IMD}^2\right)}$$
(4.23)

Στο ίδιο πλαίσιο, αν η μέση τιμή του οπτικού θορύβου και της παραμόρφωσης λόγω ενδοδιαμόρφωσης υπολογιστούν με το κανονικοποιημένο I και την αναμενόμενη τιμή του, το αναμενόμενο *CNDR* για καθεμία από τις υπο-φέρουσες του συνολικού σήματος, *CNDR_{n,EX}*, μπορεί να βρεθεί με αρκετά μεγάλη ακρίβεια από την εξίσωση [Bekkali et al. 2010; Nistazakis et al. 2014; Varotsos et al. 2017b]:

$$CNDR_{n,EX} \approx \frac{\left(m_n \eta L_{tot} P_t E[I]\right)^2}{2\left(\left[N_0 / T_s\right]_{AV} + \left[\sigma_{IMD}^2\right]_{AV}\right)}$$
(4.24)

όπου το σύμβολο [.]_{AV} παριστάνει τη μέση (average) τιμή, ενώ το E[.] την αναμενόμενη.

Επίσης, σε αντιστοιχία με τα προηγούμενα σχήματα διαμόρφωσης, όταν το OFDM FSO σύστημα N υπό-φερουσών χρησιμοποιεί L-QAM, ο στιγμιαίος ρυθμός μετάδοσης σφαλμάτων BER ως συνάρτηση του στιγμιαίου ηλεκτρικού SNR ανά bit, γ, δίνεται από την εξίσωση [Dimitrov et al. 2012; Li et al. 2008]:

$$P_{e,OFDM}^{L-QAM}(\gamma) = \frac{4(\sqrt{L}-1)}{\sqrt{M}\log_{2}(L)}Q\left(\sqrt{\frac{3\gamma\log_{2}(L)}{L-1}}\right) + \frac{4(\sqrt{L}-2)}{\sqrt{L}\log_{2}(L)}Q\left(3\sqrt{\frac{3\gamma\log_{2}(L)}{L-1}}\right)$$
(4.25)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Συνδυαστική επίδραση τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και GVD στην απόδοση των FSO

Α. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης σε FSO ζεύξεις με GVD και τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή που μελετάται με τη Γ-Γ ή την Ι-Κ κατανομή

Ι. Εισαγωγή

Σε αυτό το υποκεφάλαιο μελετάται συνδυαστικά η επίδραση των φαινομένων της διασποράς ομαδικής ταχύτητας και της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής στην απόδοση μιας τυπικής OOK-IM/DD FSO ζεύξης που χρησιμοποιεί διαμήκεις *Gaussian* παλμούς ως φορείς πληροφορίας δυαδικών δεδομένων. Το φαινόμενο του σπινθηρισμού, μελετάται μέσω της *Γ-Γ* κατανομής ή εναλλακτικά μέσω της *I-K* κατανομής, οι οποίες, και οι δύο, είναι κατάλληλες για να προσομοιώσουν με μεγάλη ακρίβεια τις διακυμάνσεις της οπτικής ακτινοβολίας που πηγάζουν από ασθενείς έως και ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Επιπρόσθετα, εκτιμάται η επίδραση του φαινομένου της διασποράς ομαδικής ταχύτητας στη διάδοση chirped παλμών. Λαμβάνοντας υπόψη και τα δυο φαινόμενα αυτά, εξάγονται μαθηματικές εκφράσεις κλειστής μορφής που αξιολογούν με ακρίβεια την πιθανότητα διάλειψης της εξεταζόμενης FSO ζεύξης.

ΙΙ. Το μοντέλο του καναλιού

Η κανονικοποιημένη ακτινοβολία, *Ι*, που φτάνει στην πλευρά του δέκτη, ορίζεται ως [Stassinakis et al. 2013a]

$$I = \frac{I_i}{I_n} \tag{5.1}$$

όπου οι παράμετροι I_i και I_n υποδηλώνουν τη στιγμιαία και τη μέση ακτινοβολία στην πλευρά του δέκτη, αντίστοιχα.

Η PDF και η CDF του *I-K* μοντέλου κατανομής, ως συνάρτησης του, *I*, δίνονται από τις Εξ. (3.23) και Εξ. (3.24), αντίστοιχα, όπου στα πλαίσια του παρόντος κεφαλαίου θέτουμε $\rho_y = \rho$.
Η αντίστοιχη PDF για την κανονικοποιημένη ακτινοβολία, *I*, για την περίπτωση της *Γ*-*Γ* κατανομής, δίνεται από την Εξ. (3.13), όπου για το παρόν κεφάλαιο θέτουμε $\alpha=q$ και b=w, με τις παραμέτρους αυτές της *Γ*-*Γ* κατανομής να δίνονται από τις Εξ. (3.14) και Εξ. (3.15), αντίστοιχα. Επίσης, η παράμετρος, δ^2 , που παριστάνει τον συντελεστή διακύμανσης *Rytov*, δίνεται από την Εξ. (3.7), όπου η απόσταση διάδοσης *L*=*z*, για το παρόν κεφάλαιο. Η αντίστοιχη CDF για τη *Γ*-*Γ* κατανομή δίνεται από την Εξ. (3.16) όπου και πάλι $\alpha=q$ και b=w για το παρόν κεφάλαιο.

ΙΙΙ. Το φαινόμενο της GVD για διάδοση Gaussian παλμών στις FSO ζεύξεις

Λόγω της αέριας φύσης της ατμόσφαιρας, η σύστασή της δεν παραμένει αμετάβλητη, και συνεπώς, η ατμοσφαιρική θερμοκρασία και πίεση μεταβάλλονται συναρτήσει του υψόμετρου. Για χαμηλά υψόμετρα, αυτές οι μεταβαλλόμενες τιμές μπορούν επακριβώς να εκφραστούν ως, [Stassinakis et al. 2013a]:

$$\begin{bmatrix} \Theta(h) \\ P(h) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 288.19 - 649h \times 10^{-3} \\ 2.23 \times 10^{-6} \left(44.41 - h \times 10^{-3} \right)^{5.256} \end{bmatrix}$$
(5.2)

όπου h, $\Theta(h)$ και P(h), το υψόμετρο σε m, η ατμοσφαιρική θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin και η ατμοσφαιρική πίεση σε millibars, αντίστοιχα. Οι διακυμάνσεις τους επηρεάζουν τον δείκτη διάθλασης της ατμόσφαιρας, $n(\lambda)$, και συνεπώς, η μαθηματική έκφραση για την εκτίμηση του τελευταίου, συναρτήσει του μήκους κύματος, λ (σε μm), μπορεί να εξαχθεί από τις [Lu et al. 2012; Stassinakis et al. 2013a; Popoola et al. 2010] και την Εξ (5.2), ως:

$$n(\lambda) = 1 + \frac{\left(1 + 7.52 \times 10^{-3} \lambda^{-2}\right) \left(44.41 - h \times 10^{-3}\right)}{166.54 - 3.75h \times 10^{-3}} 10^{-10}$$
(5.3)

Συνεπώς, εκφράζοντας τον δείκτη διάθλασης ως συνάρτηση της γωνιακής συχνότητας, ω , η σταθερά διάδοσης, δηλαδή $\beta(\omega)=\omega n(\omega)c^{-1}$, δίνεται ως, [Lu et al. 2012; Stassinakis et al. 2013a]:

$$\beta(\omega) = \frac{\omega}{c} \left\{ 1 + \frac{\left[1 + 7.52 \times 10^{-12} \left(\omega/2\pi\upsilon\right)^2 \left(44.41 - h \times 10^{-3}\right)\right]}{166.54 - 3.75h \times 10^{-3}} 10^{-10} \right\}$$
(5.4)

με την παράμετρο *v* να αντιπροσωπεύει την ταχύτητα της εκάστοτε φασματικής συνιστώσας του σήματος και την παράμετρο *c*, την ταχύτητα του φωτός στο κενό.

Από την [Agrawal 2001] και τις Εξ. (5.2)-(5.4), η παράμετρος για τη GVD, β_2 (σε ps²/km), δίνεται από την ακόλουθη έκφραση:

$$\beta_{2} = \frac{3.5P(h)}{2\pi\lambda c^{2}\Theta(h)}10^{15} + \frac{135.8}{\pi\lambda}\frac{P^{2}(h)}{c\Theta^{2}(h)}10^{9} + \frac{255.3}{\pi\lambda}\left(\frac{P(h)\omega}{\pi c\Theta(h)\upsilon}\right)^{2}10^{-6}$$
(5.5)

Συνεπώς, υποθέτοντας ότι η ανίχνευση του παλμού πραγματοποιείται στην τιμή του μέγιστου πλάτους του, δηλαδή στο κέντρο του παλμού (*T*=0 ps), [Stassinakis et al. 2013a], η κανονικοποιημένη ακτινοβολία στο κέντρο του διάμηκες *Gaussian* παλμού στην πλευρά του δέκτη της FSO ζεύξης, δίνεται από την Εξ. (3.56) για z=L στο παρόν κεφάλαιο.

Από την Εξ. (3.56) και λαμβάνοντας υπόψη ότι η παράμετρος της GVD, β_2 , είναι σχετικά μικρή στην ατμόσφαιρα, της τάξης των 10^{-2} ps²/km, όπως προκύπτει από την Εξ. (5.5), μπορεί να υποτεθεί ότι η ατμοσφαιρική διασπορά δε λογίζεται ως μια σημαντική παράμετρος για τις πρώτες FSO ζεύξεις που απέδιδαν χαμηλούς ρυθμούς δυαδικών δεδομένων (bit rates) και μικρές αποστάσεις διάδοσης. Αντίστροφα, η επίδραση της διασποράς στην αξιοπιστία των μοντέρνων FSO ζεύξεων που αποδίδουν υψηλότερους ρυθμούς δυαδικών δεδομένων, δηλαδή που χρησιμοποιούν στενότερους παλμούς και μεγαλύτερες αποστάσεις διάδοσης, είναι αρκετά σημαντική, και συνεπώς, θα πρέπει να λαμβάνεται υπόψη κατά τη σχεδίαση τέτοιων συστημάτων.

IV. Πιθανότητα διάλειψης (Probability of fade)

Μια ιδιαιτέρως σημαντική μετρική για την εκτίμηση της διαθεσιμότητας μιας οποιασδήποτε FSO ζεύξης, είναι η πιθανότητα διάλειψης (probability of fade). Η ποσότητα αυτή παριστάνει την πιθανότητα η κανονικοποιημένη ακτινοβολία, *I*, να είναι μικρότερη από το κατώφλι του δέκτη, *I*_{th}, [Stassinakis et al. 2013a; Vetelino et al. 2007a; Vetelino et al. 2007b]. Έτσι, η πιθανότητα διάλειψης, *P*_F, της FSO ζεύξης, δίνεται από τη σχέση:

$$P_F = \Pr\left(I \le I_{th}\right) = F_I\left(I_{th}\right) \tag{5.6}$$

Συνεπώς, η πιθανότητα διάλειψης, χρησιμοποιώντας το I-K μοντέλο κατανομής για την τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή, προκύπτει αντικαθιστώντας την Εξ. (3.24) στην Εξ. (5.6), δηλαδή ως [Varotsos et al. 2014a]:

$$P_{F,IK}(I_{th}) = F_{IK,I}(I) = \begin{cases} 2\sqrt{\alpha\rho} \left(\frac{y}{\rho}I_{th}\right)^{\frac{\alpha}{2}} K_{\alpha-1} \left(2\sqrt{\alpha\rho}\right) I_{a} \left(2\sqrt{\alpha}yI_{th}\right) & \text{for } I_{th} < \frac{\rho}{y} \\ 1 - 2\sqrt{\alpha\rho} \left(\frac{y}{\rho}I_{th}\right)^{\frac{\alpha}{2}} I_{\alpha-1} \left(2\sqrt{\alpha\rho}\right) K_{a} \left(2\sqrt{\alpha}yI_{th}\right) & \text{for } I_{th} > \frac{\rho}{y} \end{cases}$$
(5.7)

Της, για την περίπτωση του Γ - Γ μοντέλου κατανομής, η πιθανότητα διάλειψης, προκύπτει αντίστοιχα από της Εξ. (3.16), Εξ. (Π.12) για απλοποίηση της Εξ. (3.16), και Εξ. (5.6) ως [Varotsos et al. 2014a]:

$$P_{F,G-G}(I_{th}) = F_{G-G,I}(I_{th}) = \frac{(qwI_{th})^{\frac{q+w}{2}}}{\Gamma(q)\Gamma(w)}$$

$$\times G_{1,3}^{2,1} \left(qwI_{th} \middle| \frac{1 - \frac{q+w}{2}}{\frac{q-w}{2}, \frac{q-w}{2}, -\frac{q+w}{2}} \right)$$
(5.8)

Αντικαθιστώντας την έκφραση της Εξ. (3.56) στις Εξ. (5.6) και Εξ. (5.7), η πιθανότητα της διάλειψης για το Ι-Κ μοντέλο κατανομής, σαν συνάρτηση του κατωφλίου της στιγμιαίας κανονικοποιημένης έντασης στον δέκτη, δίνεται ως [Varotsos et al. 2014a]:

$$P_{F,I-K}\left(\left|u(z,0)\right|_{th}\right) = \begin{cases} 2\Omega \left|u(z,0)\right|_{th}^{a} \left(\frac{y\Psi}{\rho}\right)^{\frac{\alpha}{2}} K_{\alpha-1}(2\Omega) I_{a}(2\left|u(z,0)\right|_{th}\sqrt{\alpha y\Psi}) &, \left|u(z,0)\right|_{th}^{2} < \frac{\rho}{y} \\ 1-2\Omega \left|u(z,0)\right|_{th}^{a} \left(\frac{y\Psi}{\rho}\right)^{\frac{\alpha}{2}} I_{\alpha-1}(2\Omega) K_{a}(2\left|u(z,0)\right|_{th}\sqrt{\alpha y\Psi}) &, \left|u(z,0)\right|_{th}^{2} > \frac{\rho}{y} \end{cases}$$
(5.9)

όπου $\Psi = \sqrt{1 + 2\Xi C + \Xi^2 (C^2 + 1)}$, $\Xi = T_0^{-2} \beta_2 z$ και $\Omega = \sqrt{a\rho}$. Εξάλλου, η αντίστοιχη πιθανότητα διάλειψης, για το *Γ-Γ* μοντέλο κατανομής, δίνεται αντίστοιχα από τις της Εξ. (3.56), Εξ. (5.6) και Εξ. (5.8), ως:

$$P_{F,G-G}\left(\left|u(z,0)\right|_{th}\right) = \frac{\left(qw\left|u(z,0)\right|_{th}^{2}\Psi\right)^{\frac{q+w}{2}}}{\Gamma(q)\Gamma(w)}$$

$$\times G_{1,3}^{2,1}\left(qw\Psi\left|u(z,0)\right|_{th}^{2}\left|\frac{1-\frac{q+w}{2}}{2},\frac{q-w}{2},-\frac{q+w}{2}\right)$$
(5.10)

V. Αριθμητικά αποτελέσματα (Numerical results)

Τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στην ενότητα αυτή απεικονίζουν την συνδυαστική επίδραση της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και της διασποράς ομαδικής ταχύτητας στη διαθεσιμότητα της FSO ζεύξης. Η ισχύς της τυρβώδους ροής έχει μοντελοποιηθεί είτε με το *Γ*-*Γ* είτε με το Ι-Κ μοντέλο κατανομής, τα οποία είναι ακριβέστατα από ασθενείς έως και ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ροής. Συνεπώς, από τις εκφράσεις που εξήχθησαν στις Εξ. (5.9) και Εξ. (5.10) εκτιμούμε τη πιθανότητα διάλειψης της ζεύξης, η οποία και αποτελεί μια πολύ σημαντική μετρική για τη διαθεσιμότητά της ζεύξης. Αυτό σημαίνει πως για συγκεκριμένες τιμές του κατωφλίου του δέκτη και για συγκεκριμένα χαρακτηριστικά της ζεύξης (δηλαδή ύψος της ζεύξης, μήκος της ζεύξης, εύρος διαμηκών παλμών και τιμές chirp για τον *Gaussian* παλμό) εκτιμούμε την πιθανότητα αυτή για ποικίλες, διαφορετικές περιπτώσεις διασποράς και τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Επομένως, επιλέγοντας τις κατάλληλες παραμέτρους για το chirp, το εύρος του παλμού και το κατώφλι του δέκτη, είναι εφικτό να αυξήσουμε τη διαθεσιμότητα της ζεύξης, μειώνοντας την υποβάθμισή της λόγω της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής εκμεταλλευόμενοι παράλληλα το φαινόμενο της διασποράς ομαδικής ταχύτητας στην ατινόσφαιρα.

Θεωρούμε μια επίγεια οριζόντια ασύρματη ζεύξη, η οποία χρησιμοποιεί διαμήκεις Gaussian παλμούς και είναι εγκατεστημένη σε ύψος h=30m, το οποίο είναι μια κοινά αποδεκτή τιμή για τις επίγειες ζεύξεις. Για το συγκεκριμένο σύστημα, η πιθανότητα διάλειψης του εκτιμάται για μήκος ζεύξης z=10km, εύρος διαμηκών παλμών $T_0=5$ ps και $T_0=8$ ps, παράμετρο chirp C=-20 και 20, με το κανονικοποιημένο αδιάστατο κατώφλι έντασης στον δέκτη, $|u(z,T)|^2$, να μεταβάλλεται μεταξύ των τιμών 0.01 και 0.1. Επίσης, το μήκος κύματος λειτουργίας λ είναι ίσο με 1.55μm και η διάμετρος του ανοίγματος στον δέκτη, έχει τεθεί ίση με D=0.001m. Στην περίπτωση του I-K μοντέλου κατανομής, παρουσιάζονται αριθμητικά αποτελέσματα για ασθενή και ισχυρή τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή με $C_n^2 = 10^{-15}$ m^{-2/3} και $C_n^2 = 10^{-14}$ m^{-2/3}, αντίστοιχα.

Συνεπώς, στο Σχήμα 5.1, βλέπουμε τη διαθεσιμότητα που προκύπτει από τα αποτελέσματα για το I-K μοντέλο κατανομής με διαμήκεις Gaussian παλμούς εύρους T_0 =5ps. Η παράμετρος a αναπαριστά το πλήθος των σκεδαστών εντός της διαδρομής ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη και αυξάνει την τιμή της καθώς η τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή εξασθενεί. Τα λαμβανόμενα αποτελέσματα για την πιθανότητα διάλειψης είναι μεγαλύτερα σε τιμή για ισχυρότερες συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, υψηλότερες τιμές κατωφλίου στο δέκτη και θετικές τιμές chirp. Από την άλλη πλευρά, όταν εφαρμόζονται διαμήκεις Gaussian παλμοί αρνητικού chirp, η διαθεσιμότητα του συστήματος βελτιώνεται, ακόμα και κάτω από ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Στο ίδιο πλαίσιο, υψηλότεροι ρυθμοί βελτίωσης μπορούν να επιτευχθούν, καθώς η τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή εξασθενεί.



Σχήμα 5.1: Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης συναρτήσει του κατωφλίου έντασης για το I-K μοντέλο κατανομής με $T_0=5ps$ και παράμετρο $\rho=1$ για θετικό, δηλαδή C=20 και αρνητικό, δηλαδή C=-20, chirp διαμηκών Gaussian παλμών [Varotsos et al. 2014a].

Στο Σχήμα 5.2 παρουσιάζουμε τα αντίστοιχα αποτελέσματα με το Σχήμα 5.1, αλλά για την περίπτωση που το εύρος του παλμού είναι T_0 =8ps αυτή τη φορά. Είναι και πάλι φανερό ότι η πιθανότητα διάλειψης για αρνητικά chirp είναι μικρότερη για τις αντίστοιχες περιπτώσεις όπου το πρόσημο του chirp είναι θετικό. Όμως, κατά την προηγούμενη περίπτωση (Σχήμα 5.1), εξαιτίας του ότι για στενότερους παλμούς η επίδραση της παραμέτρου του chirp είναι και σημαντικότερη, παρατηρούμε ότι χρησιμοποιώντας αρνητικού chirp παλμούς στην παρούσα περίπτωση (Σχήμα 5.2), η πιθανότητα διάλειψης μειώνεται κατά αντιστοιχία λιγότερο αυτή τη φορά.



Σχήμα 5.2: Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης συναρτήσει του κατωφλίου έντασης για το I-K μοντέλο κατανομής με $T_0=8ps$ και παράμετρο $\rho=1$ για θετικό, δηλαδή C=20 και αρνητικό, δηλαδή C=-20, chirp διαμηκών Gaussian παλμών [Varotsos et al. 2014a].

Το Σχήμα 5.3, απεικονίζει την πιθανότητα διάλειψης όταν η ισχύς της τυρβώδους ροής μελετάται σύμφωνα με τη Γ - Γ κατανομή, ενώ το εύρος του παλμού είναι παρουσιάζουμε τα αντίστοιχα αποτελέσματα με το Σχήμα5.1, αλλά για την περίπτωση που το εύρος του παλμού είναι T_0 =5ps. Μπορεί εύκολα να παρατηρηθεί ότι για ασθενή τυρβώδη ροή, δηλαδή για C_n^2 =10⁻¹⁵ m^{-2/3}, καθώς επίσης και για χαμηλότερες τιμές κατωφλίου έντασης στο δέκτη, λαμβάνουμε χαμηλότερες τιμές πιθανότητας διάλειψης. Επιπρόσθετα, όπως εξάλλου και προηγουμένως, λαμβάνουμε και πάλι ενισχυμένη διαθεσιμότητα του συστήματος, όταν, αντί για θετικούς chirped παλμούς, εφαρμόζονται αρνητικοί chirped παλμοί, υπό τις ίδιες βέβαια συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής.



Σχήμα 5.3: Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης συναρτήσει του κατωφλίου έντασης για το Γ-Γ μοντέλο κατανομής με $T_0=5ps$ και δυο διαφορετικές τιμές της C_n^2 για θετικό, δηλαδή C=20 και αρνητικό, δηλαδή C=-20, chirp διαμηκών Gaussian παλμών, [Varotsos et al. 2014a].

Τέλος, το Σχήμα 5.4 απεικονίζει τα αντίστοιχα αποτελέσματα με αυτά του Σχήματος 5.3, αλλά για T_0 =8ps αυτή τη φορά. Για ασθενούς ισχύος τυρβώδη ροή, όπου δηλαδή C_n^2 =10⁻¹⁵ m^{-2/3}, καθώς επίσης και για χαμηλότερες τιμές κατωφλίου έντασης στο δέκτη, λαμβάνουμε ξανά χαμηλότερες τιμές πιθανότητας διάλειψης. Όμως, λόγω του μεγαλύτερου εύρους παλμών, T_0 , που χρησιμοποιείται αυτή τη φορά, η πιθανότητα διάλειψης στην προκειμένη περίπτωση, μειώνεται σε λιγότερο βαθμό, και συνεπώς, λαμβάνει υψηλότερες τιμές συγκριτικά με τις αντίστοιχες του Σχήματος 5.3, όπου και χρησιμοποιήθηκε στενότερο εύρος παλμών.



Σχήμα 5.4: Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης συναρτήσει του κατωφλίου έντασης για το Γ-Γ μοντέλο κατανομής με $T_0=8ps$ και δυο διαφορετικές τιμές της C_n^2 για θετικό, δηλαδή C=20 και αρνητικό, δηλαδή C=-20, chirp διαμηκών Gaussian παλμών, [Varotsos et al. 2014a].

VI. Συμπεράσματα

Στο παραπάνω υποκεφάλαιο μελετήθηκε η συνδυαστική επίδραση της GVD μαζί με το φαινόμενο της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Η ατμοσφαιρική τυρβώδης ροή μοντελοποιήθηκε είτε μέσω της I-K, είτε μέσω της Γ-Γ κατανομής. Επίσης, διερευνήθηκαν οι συνθήκες κάτω από τις οποίες το φαινόμενο της GVD μπορεί να επηρεάσει ισχυρά το σχήμα του παλμού, και συνεπώς, τα χαρακτηριστικά του FSO συστήματος. Έτσι, εξήχθησαν μαθηματικές εκφράσεις κλειστής μορφής για την εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης και για τα δυο μοντέλα κατανομών, λαμβάνοντας υπόψη την επίδραση του φαινομένου της GVD. Χρησιμοποιώντας τις εκφράσεις αυτές, διερευνήθηκε η επίδραση των σημαντικότερων παραμέτρων του FSO συστήματος πάνω στη διαθεσιμότητά του. Επιπρόσθετα, καταδείχθηκε η δυνατότητα βελτίωσης της πιθανότητας διάλειψης, χρησιμοποιώντας αρνητικού chirp *Gaussian* παλμούς ως φορείς της πληροφορίας. Τα λαμβανόμενα αποτελέσματα δείχνουν ότι η παραμόρφωση του παλμού εξαιτίας του φαινομένου της GVD, επηρεάζεται σημαντικά από το πρόσημο του chirp του, το οποίο, σε περίπτωση αρνητικής τιμής αυξάνει τη διαθεσιμότητα του συστήματος, ενώ σε περίπτωση θετικής τιμής, την ελαττώνει. Κατά συνέπεια, οι μαθηματικές εκφράσεις κλειστής μορφής που εξήχθησαν μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως ένα χρήσιμο εργαλείο για την εκτίμηση της διαθεσιμότητας, κατά τη σχεδίαση των FSO συστημάτων.

B. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης για FSO ζεύξεις με GVD και ΝΕ τυρβώδη ατμοσφαιρική ροη

Ι. Εισαγωγή

Στο υποκεφάλαιο αυτό, για την ίδια ασύρματη οπτική ζεύξη, διερευνάται η επίδραση της GVD υπό κορεσμένες συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής αυτή τη φορά, στην απόδοσή της. Έτσι, η μοναδική διαφορά σε σχέση με το προηγούμενο υποκεφάλαιο έγκειται στη διαφορετική κατανομή που χρησιμοποιείται για την προσομοίωση του φαινομένου του σπινθηρισμού, η οποία στην προκειμένη περίπτωση είναι η κατάλληλη για κορεσμένες συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, ΝΕ κατανομή. Συνεπώς, στο τέλος του κεφαλαίου θα έχουμε μελετήσει συνδυαστικά την επίδραση της GVD και σπινθηρισμού σε όλο το φάσμα συνθηκών τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής [Varotsos et al. 2014b].

ΙΙ. Το κανάλι

Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) του ΝΕ μοντέλου ως συνάρτηση της κανονικοποιημένης λαμβανόμενης ακτινοβολίας, *Ι*, δίνεται από την Εξ. (3.27) και η αντίστοιχη CDF του από την Εξ. (3.28).

ΙΙΙ. Πιθανότητα διάλειψης

Εφαρμόζοντας την ίδια ανάλυση με το προηγούμενο υποκεφάλαιο, αλλά χρησιμοποιώντας για PDF και CDF τις Εξ. (3.27) και Εξ. (3.28), αντίστοιχα, καταλήγουμε στην ακόλουθη έκφραση για την πιθανότητα διάλειψης, *P_F*, της FSO ζεύξης με μέσο διασποράς το κορεσμένο τυρβώδες ατμοσφαιρικό κανάλι [Varotsos et al. 2014b]:

$$P_{F,NE}\left(\left|u(z,0)\right|_{th}\right) = 1 - \exp\left[-\left|u(z,0)\right|_{th}^{2}\sqrt{1 + 2T_{0}^{-2}\beta_{2}zC + T_{0}^{-4}\beta_{2}^{2}z^{2}(C^{2}+1)}\right]$$
(5.11)

IV. Αριθμητικά αποτελέσματα

Για να δείξουμε την επίδραση του κορεσμένου σε ισχύ τυρβώδους ατμοσφαιρικού καναλιού και της διασποράς ομαδικής ταχύτητας που αυτό προκαλεί, στη διαθεσιμότητα κάθε FSO συστήματος, θεωρούμε ότι διαθέτουμε την ίδια ακριβώς οριζόντια FSO ζεύξη που εξετάστηκε στο προηγούμενο υποκεφάλαιο, με τα ίδια προφανώς χαρακτηριστικά, δηλαδή: μήκος ζεύξης, ύψος, εύρος διαμηκών *Gaussian* (chirped) παλμών, μήκος κύματος λειτουργίας και τιμές κατωφλίου αδιάστατης κανονικοποιημένης έντασης στο δέκτη. Έτσι, χρησιμοποιώντας την Εξ. (5.11), λαμβάνουμε τα ακόλουθα αποτελέσματα.

Το Σχήμα 5.5 απεικονίζει τα αποτελέσματα για τη διαθεσιμότητα όταν χρησιμοποιείται το ΝΕ μοντέλο για διαμήκεις Gaussian παλμούς εύρους $T_0=5$ ps και τρεις διαφορετικές τιμές παραμέτρων chirp. Τα αποτελέσματα αυτά δείχνουν ότι η πιθανότητα διάλειψης της ζεύξης αυξάνει σημαντικά με την αύξηση της τιμής του κατωφλίου στον δέκτη, γεγονός που ισοδύναμα σημαίνει, ότι η διαθεσιμότητα της ζεύξης μειώνεται σημαντικά με την αύξηση της απόστασης διάδοσης και την αύξηση της ισχύος της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Είναι επίσης αξιοσημείωτο ότι για θετικούς chirped παλμούς με παράμετρο C=20, η πιθανότητα διάλειψης της ζεύξης είναι σημαντικά μεγαλύτερη από την αντίστοιχη πιθανότητα για C=-20. Άρα, κάτω από τις κατάλληλες προϋποθέσεις, το φαινόμενο της GVD μπορεί να βελτιώσει σημαντικά τη διαθεσιμότητα της FSO ζεύξης ακόμα και στις δυσμενέστατες συνθήκες κορεσμένης σε ισχύ τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Πράγματι, στην περίπτωση των θετικού chirp παλμών, λόγω της εξάπλωσης (δηλαδή του ανοίγματος στο εύρος, με ταυτόχρονη μείωση στο πλάτος) του παλμού με την απόσταση διάδοσης, το φαινόμενο της GVD είναι καταστρεπτικό για τη διαθεσιμότητα της ζεύξης. Αντίστροφα, στην περίπτωση των αρνητικού chirp παλμών, λόγω της συρρίκνωσης του διαδιδόμενου παλμού, (δηλαδή του στενέματος στο εύρος, με ταυτόχρονη αύξηση στο πλάτος) του παλμού, το φαινόμενο της GVD δρα εποικοδομητικά στη διαθεσιμότητα της ζεύξης, και για το λόγο αυτό εξάλλου, λαμβάνουμε βελτιωμένα αποτελέσματα στο Σχήμα 5.5 κατά την περίπτωση αυτή. Επίσης, στην περίπτωση που η ζεύξη χρησιμοποιεί unchirped παλμούς, δηλαδή παλμούς χωρίς chirp ή αλλιώς παλμούς μηδενικής παραμέτρου chirp, C=0, παρατηρούμε μια ενδιάμεση ως προς τη διαθεσιμότητα της ζεύξης κατάσταση, αφού το εύρος του παλμού παραμένει πρακτικά αμετάβλητο με την αύξηση της απόστασης διάδοσης. Τέλος, συγκρίνοντας το Σχήμα 5.5 με τις ακριβώς αντίστοιχές της (για T_0 =5ps) στο προηγούμενο υποκεφάλαιο, δηλαδή τόσο με το Σχήμα 5.1 όσο και με το Σχήμα 5.3, διαπιστώνουμε ότι το Σχήμα 5.5 παρουσιάζει αρκετά υψηλότερες τιμές πιθανότητας διάλειψης. Το γεγονός αυτό είναι απόλυτα φυσιολογικό καθώς το Σχήμα 5.5 αφορά σε NE κορεσμένες, ισχυρότερες δηλαδή, συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, οι οποίες προφανώς και εμποδίζουν αρκετά περισσότερο τη διαθεσιμότητα της FSO ζεύξης.



Σχήμα 5.5: Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης συναρτήσει του κατωφλίου έντασης για το NE μοντέλο κατανομής στην περίπτωση διαμηκών Gaussian παλμών με T_0 =5ps και τρεις διαφορετικές τιμές παραμέτρου chirp, δηλαδή C=20, C=0 και C=-20 [Varotsos et al. 2014b].

Στη συνέχεια, για τα ίδια χαρακτηριστικά της ζεύξης, αλλά εφαρμόζοντας παλμούς μεγαλύτερου εύρους αυτή τη φορά, δηλαδή T_0 =8ps, το Σχήμα 5.6 απεικονίζει τα αντίστοιχα αποτελέσματα για τη διαθεσιμότητα που προκύπτουν. Παρατηρούμε και πάλι ότι η διαθεσιμότητα της ζεύξης υποβαθμίζεται δραματικά για υψηλότερες τιμές κατωφλίου στο δέκτη. Επιπρόσθετα, είναι φανερό ότι η GVD δρα με παρόμοιο τρόπο συγκριτικά με την αμέσως προηγούμενη περίπτωση. Εφόσον όμως το αρχικό εύρος του παλμού είναι μεγαλύτερο αυτή τη φορά, το φαινόμενο της GVD επιδρά λιγότερο στο σχήμα του διαδιδόμενου αυτού. Πράγματι, η ισχνότερη επίδραση της GVD στην προκριμένη περίπτωση αντανακλάται από το γεγονός ότι σε αντίθεση με το Σχήμα 5.5, στο Σχήμα 5.6, οι καμπύλες που αφορούν unchirped και chirped παλμούς βρίσκονται σε πολύ κοντινότερη απόσταση μεταξύ τους. Στο ίδιο πλαίσιο, συγκρίνοντας για παράδειγμα τις αντίστοιχες περιπτώσεις του Σχήματος 5.5 και Σχήματος 5.6 για C=20, λαμβάνουμε τώρα ελαφρώς μειωμένες τιμές πιθανότητα διάλειψης της ζεύξης. Αντίστροφα, για την επιθυμητή εν γένει περίπτωση όπου C=-20, η πιθανότητα διάλειψης της ζεύξης γραφικές των T_0 =8ps στο προηγούμενο

υποκεφάλαιο, δηλαδή με το Σχήμα 5.2 και το Σχήμα 5.4, διαπιστώνουμε ότι το Σχήμα 5.6 παρουσιάζει αρκετά υψηλότερες τιμές πιθανότητας διάλειψης, λόγω του ότι απεικονίζει συνθήκες ισχυρότερων, κορεσμένων για την ακρίβεια, συνθηκών τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής.



Σχήμα 5.6: Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης συναρτήσει του κατωφλίου έντασης για το NE μοντέλο κατανομής στην περίπτωση διαμηκών Gaussian παλμών με T_0 =8ps και τρεις διαφορετικές τιμές παραμέτρου chirp, δηλαδή C=20, C=0 και C=-20 [Varotsos et al. 2014b].

V. Συμπεράσματα

Στο παρόν υποκεφάλαιο διερευνήθηκε η επίδραση του φαινομένου της διασποράς ομαδικής ταχύτητας κατά μήκος ενός κορεσμένου σε ισχύ τυρβώδους ροής ατμοσφαιρικού καναλιού, μοντελοποιημένου μέσω της NE κατανομής. Για το σκοπό αυτό, και για την περίπτωση διαμηκών Gaussian μεταδιδόμενων παλμών, εξήχθηκε μαθηματική έκφραση κλειστής μορφής για την πιθανότητα διάλειψης του συστήματος, η οποία αποτελεί μια πολύ αξιόπιστη μετρική για τη διαθεσιμότητα και την απόδοση της ζεύξης. Δείχθηκε ότι η κορεσμένη τυρβώδης ροή υποβαθμίζει σημαντικά την απόδοση και τη διαθεσιμότητα της ζεύξης, ιδιαίτερα με την αύξηση της απόστασης διάδοσης. Συγκριτικά μάλιστα με το προηγούμενο υποκεφάλαιο που μελετά έως και συνθήκες ισχυρής τυρβώδους ροής, καταδείχθηκε η σημαντικά μεγαλύτερη αύξηση που προκαλεί η κορεσμένη τυρβώδης ροή στην πιθανότητα διάλειψης της ζεύξης. Επιπρόσθετα, δείχθηκε ότι, ακόμα και σε συνθήκες κορεσμένης τυρβώδους ροής, το φαινόμενο της διασποράς ομαδικής ταχύτητας δρα

προς όφελος της απόδοσης και της διαθεσιμότητας της ζεύξης στην περίπτωση που διαδίδονται αρνητικού chirp παλμοί. Στο ίδιο πλαίσιο επίσης, δείχθηκε ότι η επίδραση της διασποράς ομαδικής ταχύτητας είναι σημαντικότερη για στενότερους σε εύρος παλμούς και για μεγαλύτερες αποστάσεις διάδοσης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

Συνδυαστική επίδραση τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, σφαλμάτων σκόπευσης και GVD στην απόδοση των επίγειων FSO συστημάτων που χρησιμοποιούν τεχνικές διαφορικής λήψης

A. FSO ζεύξεις με διαφορική λήψη, σφάλματα σκόπευσης και χρονική διεύρυνση ή συρρίκνωση των παλμών σε κανάλια_ασθενούς έως και ισχυρής τυρβώδους ροής

Ι. Εισαγωγή

Στο παρόν υποκεφάλαιο παρουσιάζουμε μια μελέτη της απόδοσης ενός τυπικού OOK-IM/DD FSO συστήματος που μεταδίδει διαμήκεις Gaussian παλμούς ως φορείς της πληροφορίας με διαφορική λήψη και εξάγουμε μαθηματικές εκφράσεις κλειστής μορφής για την εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης του, για Γάμμα ή Γ-Γ μοντελοποιημένα τυρβώδη ατμοσφαιρικά κανάλια, λαμβάνοντας υπόψη τα μηδενικής σταθερής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης και το φαινόμενο της διασποράς ομαδικής ταχύτητας (GVD), το οποίο επηρεάζει σημαντικά τα χαρακτηριστικά της απόδοσης του συστήματος, ιδιαίτερα για μεγάλα μήκη ζεύξεων και υψηλού ρυθμού δεδομένων μεταδόσεις. Επίσης, οι εξαγόμενες μαθηματικές εκφράσεις χρησιμοποιούνται κατάλληλα έτσι ώστε να παρουσιάσουμε αποτελέσματα για την απόδοση, χρησιμοποιώντας βέβαια κοινώς αποδεκτές τιμές παραμέτρων για τα χαρακτηριστικά τόσο του καναλιού όσο και του συστήματος.

ΙΙ. Το μοντέλο του καναλιού

Για το ασύρματο οπτικό σύστημα με διαφορική λήψη, υποθέτουμε ότι ο πομπός εκπέμπει *M* αντίγραφα από το ίδιο κομμάτι του σήματος πληροφορίας προς *M* δέκτες για τις περιπτώσεις σχημάτων διαφορικής λήψης στο χώρο ή στο μήκος κύματος, ή σε *M* διαφορετικές χρονικές στιγμές στον ίδιο δέκτη, για το σχήμα της διαφορικής λήψης στον χρόνο. Κάθε αντίγραφο του σήματος πληροφορίας που εκπέμπεται από τον πομπό, διαδίδεται μέσω διαφορετικής ή της ίδιας ασύρματης διαδρομής (ή διαδρομών), με τα χαρακτηριστικά της διαδρομής (ή των διαδρομών) να είναι διαφορετικά μεταξύ τους, και συνεπώς, το συνολικό σήμα πληροφορίας που φτάνει στην πλευρά του δέκτη (ή των δεκτών) να αποτελείται από διαφορετικές εκδόσεις του ίδιου, αρχικού, σήματος [Nistazakis et al. 2012a]. Συνεπώς, το υπό εξέταση ασύρματο οπτικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα, μπορεί να προσομοιωθεί ως ένα μοναδικής εισόδου και πολλαπλών εξόδων (SIMO) σχήμα, με έναν

δηλαδή πομπό και πολλούς δέκτες, για όλες τις παραπάνω αναφερθείσες περιπτώσεις σχημάτων διαφορικής λήψης [Navidpour et al. 2007; Tsiftsis et al. 2009; Nistazakis et al. 2012a].

Κάθε αντίγραφο του οπτικού σήματος πληροφορίας διαδίδεται μέσω ενός τυρβώδους ατμοσφαιρικού καναλιού υπό την παρουσία λευκού προσθετικού *Gaussian* θορύβου (AWGN) και σφαλμάτων σκόπευσης [Gappmair et al. 2010; Sandalidis et al. 2009; Garcia-Zambrana et al. 2012a; Nistazakis 2013]. Το κανάλι, ανάμεσα στον πομπό και τον εκάστοτε δέκτη, θεωρείται ότι είναι στατικό, χωρίς μνήμη και εργοδικό με ανεξάρτητα και ομοιόμορφα κατανεμημένα στατιστικά γρήγορων διαλείψεων για την ένταση. Επίσης, υποθέτουμε πως ο πομπός του υπό εξέταση OOK/IM-DD συστήματος, εκπέμπει διαμήκεις *Gaussian* οπτικούς παλμούς, ως φορείς των δυαδικών δεδομένων της πληροφορίας [Stassinakis et al. 2013a; Varotsos et al. 2014a; Brandenburg et al. 2009; Jurado-Navas et al. 2009]. Υπό τις παραπάνω προϋποθέσεις, το στατιστικό μοντέλο του εκάστοτε καναλιού δίνεται ως [Navidpour et al. 2007; Tsiftsis et al. 2009; Nistazakis et al. 2012a]:

$$y_m = \eta_m x I_m + n, \qquad m = 1, ..., M$$
 (6.1)

όπου y_m είναι το εκάστοτε αντίγραφο, εκ των M συνολικών αντίγραφων του σήματος στην πλευρά του δέκτη (ή των δεκτών), η_m είναι ο ενεργός λόγος μετατροπής φωτονίων σε ηλεκτρικό ρεύμα, I_m είναι η λαμβανόμενη ακτινοβολία του m-οστού αντίγραφου του οπτικού σήματος, x είναι το διαμορφωμένο σήμα το οποίο λαμβάνει τις δυαδικές τιμές "0" ή "1", ενώ η παράμετρος nαναπαριστά τον λευκό προσθετικό *Gaussian* θόρυβο (AWGN) με μηδενική μέση τιμή και με διακύμανση ίση με $N_0/2$, [Nistazakis et al. 2009b].

Υποθέτοντας ότι η ακτινοβολία, *I_m*, η οποία καταφθάνει στην πλευρά του δέκτη (ή των δεκτών), παρουσιάζει διακυμάνσεις εξαιτίας της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης, συνάγεται πως αυτή μπορεί να γραφτεί ως, [Gappmair et al. 2011a]:

$$I_m = I_{a,m} I_{p,m} \tag{6.2}$$

όπου $I_{a,m}$ και $I_{p,m}$ αναπαριστούν την εξάρτηση της τιμής της ακτινοβολίας λόγω της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και του φαινομένου των σφαλμάτων σκόπευσης, αντίστοιχα, για κάθε ένα από τα M αντίγραφα του σήματος.

Πολλά και διαφορετικά στατιστικά μοντέλα έχουν προταθεί που αναπαριστούν με ακρίβεια τις διακυμάνσεις της ακτινοβολίας λόγω του φαινομένου της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Στο συγκεκριμένο υποκεφάλαιο, παρουσιάζουμε αποτελέσματα χρησιμοποιώντας είτε τη Γ-Γ είτε τη Γ κατανομή. Η πρώτη, έχει αποδειχθεί ότι μοντελοποιεί επακριβώς τις διακυμάνσεις της ακτινοβολίας για περιπτώσεις από ασθενείς έως και ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής [Al-Habash et al. 2001; Selvi et al. 2012; Nistazakis et al. 2012a; Si et al. 2002; Yang et al 2014c], ενώ η δεύτερη παρέχει ένα πολύ λιγότερο πολύπλοκο μοντέλο, σε σχέση πάντα με τη Γ - Γ κατανομή, και έχει αποδειχθεί ότι είναι ιδιαίτερα ακριβής για ασθενείς συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής [Epple 2010; Sandalidis et al. 2010; Dat et al. 2011].

Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf), για τη Γ - Γ κατανομή, ως συνάρτηση της παραμέτρου, $I_{a,m}$, δίνεται ως [Al-Habash et al. 2001]:

$$f_{\Gamma-\Gamma,I_{a,m}}(I_{a,m}) = \frac{2(\alpha_m\beta)^{(\alpha_m+\beta_m)/2}}{\Gamma(\alpha_m)\Gamma(\beta_m)} I_{a,m}^{[(\alpha_m+\beta_m)/2]-1} \times K_{\alpha_m-\beta_m}\left(2\sqrt{\alpha_m\beta_mI_{a,m}}\right)$$
(6.3)

όπου οι παράμετροι α_m και β_m , δίνονται ως, Εξ. (3.14), Εξ. (3.15), [Nistazakis et al. 2012a]:

$$\alpha_{m} = \left\{ \exp\left[\frac{0.49\delta_{m}^{2}}{\left(1+0.18d_{m}^{2}+0.56\delta_{m}^{12/5}\right)^{7/6}}\right] - 1 \right\}^{-1}$$

$$\beta_{m} = \left\{ \exp\left[\frac{0.51\delta_{m}^{2}\left(1+0.69\delta_{m}^{12/5}\right)^{-5/6}}{\left(1+0.9d_{m}^{2}+0.62\delta_{m}^{12/5}\right)^{5/6}}\right] - 1 \right\}^{-1}$$
(6.4)

όπου $d_m = 10D_m\sqrt{5\pi\lambda_m^{-1}z_m^{-1}}$ με D_m να είναι η διάμετρος του *m*-οστού δέκτη σε m, λ_m το οπτικό μήκος κύματος λειτουργίας και z_m το μήκος της *m*-οστής οπτικής ζεύξης σε μm και σε km, αντίστοιχα [Stassinakis et al. 2013a; Varotsos et al. 2014a]. Επίσης, η παράμετρος, δ_m^2 , παριστάνει τον συντελεστή διακύμανσης Rytov της *m*-οστής ζεύξης, που δίνεται ως Εξ. (3.7), [Stassinakis et al. 2013a; Varotsos et al. 2014a]:

$$\delta_m^2 = 0.5C_n^2 \kappa_m^{7/6} \left(z_m \times 10^3 \right)^{11/6}$$
(6.5)

όπου $\kappa_m = 2 \times 10^6 \pi / \lambda_m$ είναι ο οπτικός κυματαριθμός της *m*-οστής ασύρματης ζεύξης [Majumdar 2015].

Επίσης, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf), για τη λιγότερο πολύπλοκη Γ κατανομή, ως συνάρτηση της παραμέτρου, $I_{a,m}$, δίνεται ως, Εξ. (3.20), [Epple 2010; Sandalidis et al. 2010; Dat et al. 2011]:

$$f_{\Gamma,I_{a,m}}\left(I_{a,m}\right) = \frac{I_{a,m}^{\zeta_m^{-1}} \zeta_m^{\zeta_m} e^{-\zeta_m I_{a,m}}}{\Gamma(\zeta_m)} \tag{6.6}$$

όπου το ζ_m αποτελεί την παράμετρο της Γάμμα κατανομής για τη *m*-οστή ζεύξη, ενώ συνδέεται με τις παραμέτρους της συγκεκριμένης ζεύξης καθώς και με την παράμετρο C_n^2 , ως εξής, Εξ. (3.21), [Epple 2010; Dat et al. 2011]:

$$\zeta_m = \left[\frac{1}{\alpha_m} + \frac{1}{\beta_m} + \frac{1}{\alpha_m \beta_m}\right]^{-1}$$
(6.7)

Για να εκτιμήσουμε όμως τη συμπεριφορά όλων των παραμέτρων της Εξ. (6.2), θα πρέπει να μοντελοποιηθούν επίσης οι διακυμάνσεις της ακτινοβολίας λόγω των σφαλμάτων σκόπευσης. Έτσι, η pdf για τις διακυμάνσεις της τυχαίας μεταβλητής, $I_{p,m}$, λόγω μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης στη *m*-οστή ζεύξη (τα οποία οφείλονται δηλαδή στη jitter συνιστώσα, δηλαδή στην τυχαία απόκλιση του κέντρου της δέσμης στο επίπεδο του εκάστοτε ανιχνευτή), δίνεται ως Εξ. (3.39), [Farid et al. 2007; Gappmair 2011b; Sandalidis et al. 2009; Garcia-Zambrana et al. 2012a]:

$$f_{I_{p,m}}(I_{p,m}) = \frac{\xi_m^2}{A_{0,m}^{\xi_m^2}} I_{p,m}^{\xi_m^2 - 1}, \qquad 0 \le I_{p,m} \le A_{0,m}$$
(6.8)

όπου η παράμετρος ζ_m εκφράζει το λόγο της ισοδύναμης ακτίνας της δέσμης στην πλευρά του mοστού δέκτη προς την τυπική απόκλιση της μετατόπισης του κέντρου της δέσμης στο επίπεδο του ανιχνευτή του αντίστοιχου δέκτη. Συνεπώς, ζ_m=W_{z,eq,m}/2σ_{s,m} όπου σ_{s,m} είναι η προαναφερθείσα τυπική απόκλιση και W_{z,eq,m} είναι το ισοδύναμο εύρος της δέσμης, για το οποίο, $W_{z,eq,m}^2 = \sqrt{\pi} erf(v_m) W_{z,m}^2/2v_m \exp(-v_m^2)$, με $A_{0,m} = \left[erf(v_m) \right]^2$ και $v_m = \sqrt{\pi} r_m / \sqrt{2} W_{z,m}$. Υπενθυμίζεται ότι erf (.) είναι η συνάρτηση σφάλματος (error function), r_m είναι η ακτίνα του m-οστού δέκτη, και συνεπώς, $r_m = D_m/2$, ενώ η παράμετρος $W_{z,m}$ αναπαριστά το αντίστοιχο πλάτος της διατομής της δέσμης, κατά το Gaussian προφίλ έντασης που αυτή ακολουθεί, [Sandalidis et al. 2009; Farid et al. 2007; Gappmair 2011b]. Όπως προαναφέρθηκε, τα φαινόμενα της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης επιδρούν ταυτόχρονα στην ακτινοβολία που φτάνει στο δέκτη της εκάστοτε FSO ζεύξης. Έτσι, η από κοινού pdf , *f_{comb,Im}(I_m*), ως συνάρτηση της τυχαίας μεταβλητής, *I_m*, η οποία περιλαμβάνει και τα δυο φαινόμενα, δίνεται μέσω του ακόλουθου ολοκληρώματος

$$f_{comb,I_{m}}(I_{m}) = \int f_{I_{m}|I_{a,m}}(I_{m}|I_{a,m}) f_{I_{a,m}}(I_{a,m}) dI_{a,m}$$
(6.9)

όπου $f_{I_m|I_{a,m}}(I_m|I_{a,m})$ αναπαριστά την υπό συνθήκη pdf, δεδομένης της $I_{a,m}$, και ισούται με $f_{I_m|I_{a,m}}(I_m|I_{a,m}) = (1/I_{a,m}I_{p,m})f_{I_{p,m}}(I_m/I_{a,m})$, για $0 \le I_m \le A_{0,m}I_m$ [Farid et al. 2007]. Έτσι, αντικαθιστώντας την τελευταία έκφραση της υπό συνθήκης πιθανότητας καθώς επίσης και τις Εξ. (6.3) και Εξ. (6.8) στην Εξ. (6.9), καταλήγουμε στο ακόλουθο ολοκλήρωμα για την εκτίμηση της από κοινού pdf για τη Γ-Γ μοντελοποιημένη τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή μαζί με τα μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης [Sandalidis et al. 2009]:

$$f_{comb,\Gamma-\Gamma,I_m}\left(I_m\right) = \frac{2\left(\alpha_m\beta_m\right)^{(\alpha_m+\beta_m)/2} \xi_m^2 I_m^{\xi_m^2-1}}{\Gamma\left(\alpha_m\right)\Gamma\left(\beta_m\right)A_{0,m}^{\xi_m^2}} \times \int_{I_m/A_{0,m}}^{\infty} I_{a,m}^{(\alpha_m+\beta_m)/2-\xi_m^2-1} \mathbf{K}_{\alpha_m-\beta_m}\left(2\sqrt{\alpha_m\beta_mI_{a,m}}\right) dI_{a,m}$$
(6.10)

ενώ το αντίστοιχο ολοκλήρωμα για την εκτίμηση της pdf για τη Γ μοντελοποιημένη τυρβώδη ροή παρουσία μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, προκύπτει αντίστοιχα εφαρμόζοντας την ίδια διαδικασία με πριν αλλά χρησιμοποιώντας την Εξ. (6.6) αντί της Εξ. (6.3), ως:

$$f_{comb,\Gamma,I_m}(I_m) = \frac{\zeta_m^{\zeta_m} \xi_m^2 I_m^{\xi_m^{2-1}}}{\Gamma(\zeta_m) A_{0,m}^{\xi_m^2}} \int_{I_m/A_{0,m}}^{\infty} I_{a,m}^{\zeta_m - \xi_m^{2-1}} \exp(-\zeta_m I_{a,m}) dI_{a,m}$$
(6.11)

Αντικαθιστώντας τις παραπάνω συναρτήσεις exp(.) και K_v(.) με τις αντίστοιχες Meijer-G εκφράσεις που δίνονται στο παράρτημα Π.Ι, δηλαδή τις Εξ. (Π.3) και Εξ. (Π.5), αντίστοιχα, μέσα στα αντίστοιχα ολοκληρώματα των Εξ. (6.10) και Εξ. (6.11), χρησιμοποιούμε την Εξ. (Π.10) για την επίλυση των ολοκληρωμάτων και απλοποιούμε τις λύσεις που προκύπτουν μέσω της Εξ. (Π.12) . Έτσι, οι Εξ. (6.10) και Εξ. (6.11), δηλαδή οι από κοινού συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας για *Γ*-*Γ* και *Γ* κατανεμημένη τυρβώδη ροή με μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης γράφονται, αντίστοιχα, ως [Varotsos et al. 2016a]:

$$f_{comb,\Gamma-\Gamma,I_m}\left(I_m\right) = \frac{\alpha_m \beta_m \xi_m^2}{\Gamma(\alpha_m) \Gamma(\beta_m) A_{0,m}} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{\alpha_m \beta_m I_m}{A_{0,m}} \middle| \begin{array}{c} \xi_m^2 \\ \xi_m^2 - 1, \ \alpha_m - 1, \ \beta_m - 1 \end{array}\right)$$
(6.12)

και

$$f_{comb,\Gamma,I_m}(I_m) = \frac{\zeta_m \xi_m^2}{\Gamma(\zeta_m) A_{0,m}} G_{1,2}^{2,0} \left(\frac{\zeta_m I_m}{A_{0,m}} \middle| \begin{array}{c} \xi_m^2 \\ \xi_m^2 - 1, \ \zeta_m - 1 \end{array} \right)$$
(6.13)

που με $G_{p,q}^{m,n}(.)$ συμβολίζεται η συνάρτηση Meijer-G, [Adamchik et al. 1990].

Επίσης, λαμβάνοντας υπόψη και το φαινόμενο της GVD, θα πρέπει με βάση όσα αναλύθηκαν στο υποκεφάλαιο (5A), η κανονικοποιημένη ακτινοβολία που ανιχνεύεται την *T*=0ps στην πλευρά του *m*-οστού δέκτη, να δίνεται σε αντιστοιχία με την Εξ. (3.56), ως, [Varotsos et al. 2014a]:

$$I_{m} = \left| u(z,0) \right|_{m}^{2} \sqrt{1 + 2T_{0}^{-2}\beta_{2}z_{m}C + T_{0}^{-4}\beta_{2}^{2}z_{m}^{2}(C^{2}+1)}$$
(6.14)

ΙΙΙ. Μετρική απόδοσης για την FSO ζεύξη

Μια ιδιαιτέρως σημαντική μετρική που αφορά στη διαθεσιμότητα των FSO ζεύξεων είναι, όπως έχει προαναφερθεί, η πιθανότητα διάλειψης της ζεύξης, P_F , ως συνάρτηση της ακτινοβολίας, I_m , στην είσοδο του εκάστοτε δέκτη. Πιο συγκεκριμένα, η μετρική αυτή δείχνει την πιθανότητα η τιμή της I_m να πέσει κάτω από το κατώφλι του αντίστοιχου δέκτη, $I_{m,th}$, και δίνεται από την παρακάτω μαθηματική έκφραση [Vetelino et al. 2007b; Stassinakis et al. 2013a]:

$$P_{F,m}(I_{m,th}) = \Pr(I_m \le I_{m,th}) = F_{I_m}(I_{m,th}) = \int_0^{I_{m,th}} f_{I_m}(I_{m,th}) dI_m$$
(6.15)

όπου $F_{I_m}(I_{m,th})$ είναι η CDF που μπορεί να εκτιμηθεί ολοκληρώνοντας την αντίστοιχη PDF. Έτσι, για να εκτιμήσουμε την πιθανότητα διάλειψης για τη *Γ-Γ* μοντελοποιημένη τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή με μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, θα πρέπει να εκτιμήσουμε την από κοινού cdf που προκύπτει από την pdf της Εξ. (6.12) μέσω του παρακάτω ολοκληρώματος [Varotsos et al. 2016a]:

$$P_{F,m,comb,\Gamma-\Gamma}\left(I_{m,th}\right) = F_{comb,\Gamma-\Gamma,I_m}\left(I_{m,th}\right)$$

$$= \int_{0}^{I_{m,th}} f_{comb,\Gamma-\Gamma,I_m}\left(I_{m,th}\right) dI_m$$

$$= \frac{\alpha_m \beta_m \xi_m^2}{\Gamma(\alpha_m) \Gamma(\beta_m) A_{0,m}} \int_{0}^{I_{m,th}} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{\alpha_m \beta_m I_m}{A_{0,m}} \middle|_{\xi_m^2 - 1, \alpha_m - 1, \beta_m - 1}\right) dI_m$$
(6.16)

Χρησιμοποιώντας την Εξ. (Π.9) [Adamchik et al. 1990, Eq.(26)] υπολογίζουμε το ολοκλήρωμα υπό όρους Meijer-G συνάρτησης, η οποία στη συνέχεια απλοποιείται μέσω της Εξ. (Π.12). Έτσι, καταλήγουμε τελικά στην παρακάτω έκφραση για την πιθανότητα διάλειψης της εκάστοτε ζεύξης για Γ - Γ μοντελοποιημένη τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή με μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης [Varotsos et al. 2016a]:

$$P_{F,m,comb,\Gamma-\Gamma}\left(I_{m,th}\right) = \frac{\xi_m^2}{\Gamma\left(\alpha_m\right)\Gamma\left(\beta_m\right)} G_{2,4}^{3,1}\left(\frac{\alpha_m\beta_mI_m}{A_{0,m}}\bigg|_{\xi_m^2,\ \alpha_m,\ \beta_m,\ 0}^{1,\ \xi_m^2+1}\right)$$
(6.17)

Παρομοίως, για την εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης της εκάστοτε ζεύξης για Γ μοντελοποιημένη τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή με μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, αντικαθιστούμε την από κοινού pdf της Εξ. (6.13) στην Εξ. (6.15) και χρησιμοποιώντας τα ίδια βήματα με πριν, μέσω των Εξ. (Π.9) και Εξ. (Π.12) εξάγουμε την ακόλουθη μαθηματική έκφραση κλειστής μορφής [Varotsos et al. 2016a]:

$$P_{F,m,comb,\Gamma}\left(I_{m,th}\right) = \frac{\xi_m^2}{\Gamma(\zeta_m)} G_{2,3}^{2,1}\left(\frac{\zeta_m I_{m,th}}{A_{0,m}} \middle| \begin{matrix} 1, & \xi_m^2 + 1 \\ \xi_m^2, & \zeta_m, & 0 \end{matrix}\right)$$
(6.18)

Στη συνέχεια, για να συνυπολογίσουμε και την επίδραση του φαινομένου της GVD στην απόδοση της εκάστοτε οπτικής ζεύξης, αντικαθιστούμε την Εξ. (6.14) στην Εξ. (6.17), για την περίπτωση της Γ - Γ μοντελοποιημένης τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, ή στην Εξ. (6.18) για την αντίστοιχη περίπτωση της Γ κατανομής.

Έτσι, η συνολική πιθανότητα διάλειψης για το καθένα από τα *M* αντίγραφα πληροφορίας του εξεταζόμενου FSO σχήματος διαφορικής λήψης, υπό *Γ-Γ* μοντελοποιημένη τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή με μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης και GVD, ως συνάρτηση της στιγμιαίας έντασης στην πλευρά του αντίστοιχου δέκτη, δίνεται από την ακόλουθη μαθηματική έκφραση κλειστής μορφής [Varotsos et al. 2016a]:

$$P_{F,m,comb,\Gamma-\Gamma}\left(\left|u\left(z,0\right)\right|_{m,th}\right) = \frac{\xi_m^2}{\Gamma\left(\alpha_m\right)\Gamma\left(\beta_m\right)} \times G_{2,4}^{3,1}\left(\frac{\alpha_m\beta_m\left|u\left(z,0\right)\right|_{m,th}^2\Xi_m}{A_{0,m}}\left|\frac{1}{\xi_m^2}, \alpha_m, \beta_m, 0\right)\right|$$
(6.19)

όπου Ξ_m = $\sqrt{\Psi_m^2 + (1 + \Psi_m C)^2}$ και $\Psi_m = T_0^{-2} \beta_2 z_m$.

Επίσης, ακολουθώντας την αμέσως παραπάνω διαδικασία που εκτελέσαμε για το Γ - Γ μοντέλο κατανομής, καταλήγουμε στην ακόλουθη μαθηματική έκφραση για την εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης για το καθένα από τα M σήματα πληροφορίας, κάτω από την επίδραση της GVD, της Γ μοντελοποιημένης τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και των μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης [Varotsos et al. 2016a]:

$$P_{F,m,comb,\Gamma-\Gamma}\left(\left|u(z,0)\right|_{m,th}\right) = \frac{\xi_m^2}{\Gamma(\zeta_m)} G_{2,4}^{3,1}\left(\frac{\zeta_m \left|u(z,0)\right|_{m,th}^2 \Xi_m}{A_{0,m}} \left| \begin{array}{c} 1, \ \xi_m^2 + 1 \\ \xi_m^2, \ \zeta_m, \ 0 \end{array} \right)$$
(6.20)

ΙV. Διαφορική λήψη σήματος

Οι μαθηματικές εκφράσεις κλειστής μορφής Εξ. (6.19) και Εξ. (6.20) που εξήχθησαν παραπάνω, παρουσιάζουν την πιθανότητα διάλειψης της εκάστοτε οπτικής ζεύξης, χωρίς κάποιο σχήμα διαφορικής λήψης, κάτω από διάφορες συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και σφαλμάτων σκόπευσης παρουσία επίσης της GVD. Η πιθανότητα διάλειψης του συνολικού σχήματος διαφορικής λήψης, δίνεται ως [Nistazakis et al. 2012a]:

$$P_{F,total} = \prod_{m=1}^{M} P_{F,m,comb,X} = \prod_{m=1}^{M} \Pr(I_{r,m} \le I_{r,m,th}) = \prod_{m=1}^{M} F_{I_m}(I_{m,th})$$
(6.21)

όπου η παράμετρος X που εμφανίζεται ως δείκτης στην πιθανότητα διάλειψης, αντιστοιχεί στη συγκεκριμένη κατανομή που χρησιμοποιείται για τη μελέτη της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, δηλαδή, είτε τη Γ-Γ είτε τη Γ κατανομή.

Αντικαθιστώντας την Εξ. (6.19) στην Εξ. (6.21), εξάγεται η ακόλουθη μαθηματική έκφραση κλειστής μορφής, για την εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης, ολόκληρης της FSO ζεύξης με διαφορική λήψη, GVD, Γ-Γ τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή και μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης [Varotsos et al. 2016a]:

$$P_{F,\Gamma-\Gamma,total} = \prod_{m=1}^{M} P_{F,m,comb,\Gamma-\Gamma}$$

$$= \prod_{m=1}^{M} \left[\frac{\xi_{m}^{2}}{\Gamma(\alpha_{m})\Gamma(\beta_{m})} G_{2,4}^{3,1} \left(\frac{\alpha_{m}\beta_{m} |u(z,0)|_{m,th}^{2} \Xi_{m}}{A_{0,m}} \Big|_{\xi_{m}^{2}} , \alpha_{m}, \beta_{m}, 0 \right) \right]$$
(6.22)

Για τη συγκεκριμένη περίπτωση που χρησιμοποιείται σχήμα διαφορικής λήψης στο χρόνο, οι παράμετροι της Εξ.(6.22), είναι οι ίδιες για όλα τα *M* αντίγραφα του σήματος πληροφορίας, δηλαδή $a=a_1,...,a_M$, $\beta=\beta_1,...,\beta_M$, $\xi=\xi_1,...,\xi_M$, $\Xi=\Xi_1,...,\Xi_M$, $A_0=A_{0,1},...,A_{0,M}$, $|u(z,0)|_{th}=|u(z,0)|_{th,1},...,$ $=|u(z,0)|_{th,M}$, και συνεπώς, η παραπάνω έκφραση, γράφεται ως [Varotsos et al. 2016a]:

$$P_{F,\Gamma-\Gamma,total} = \left[\frac{\xi^2}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)}G_{2,4}^{3,1}\left(\frac{\alpha\beta|u(z,0)|_{th}^2\Xi}{A_0}\Big|_{\xi^2,\ \alpha,\ \beta,\ 0}\right)\right]^M$$
(6.23)

Στο ίδιο πλαίσιο, η πιθανότητα διάλειψης του FSO συστήματος με διαφορική λήψη, λαμβάνοντας υπόψη την GVD, τη Γ μοντελοποιημένη τυρβώδη ροή και τα μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, λαμβάνει την ακόλουθη μορφή [Varotsos et al. 2016a]:

$$P_{F,\Gamma,total} = \prod_{m=1}^{M} P_{F,m,comb,\Gamma} = \prod_{m=1}^{M} \left[\frac{\xi_m^2}{\Gamma(\zeta_m)} G_{2,3}^{2,1} \left(\frac{\zeta_m \left| u(z,0) \right|_{m,th}^2 \Xi_m}{A_{0,m}} \left| \frac{1}{\xi_m^2}, \zeta_m, 0 \right) \right]$$
(6.24)

Παρόμοια με την προηγούμενη περίπτωση, για την ειδική υποπερίπτωση των σχημάτων διαφορικής λήψης στο χρόνο, οι παράμετροι της Εξ.(6.24) είναι ίσες για όλα τα *M* αντίγραφα του σήματος πληροφορίας, και συνεπώς, η πιθανότητα διάλειψης στην εξίσωση αυτή γράφεται ως [Varotsos et al. 2016a]:

$$P_{F,\Gamma,total} = \left[\frac{\xi^{2}}{\Gamma(\zeta)}G_{2,3}^{2,1}\left(\frac{\zeta \left|u(z,0)\right|_{th}^{2}\Xi}{A_{0}}\left|\frac{1}{\xi^{2}}, \zeta, 0\right.\right]\right]^{M}$$
(6.25)

όπου ζ=ζ₁,...,ζ_M.

V. Αριθμητικά αποτελέσματα

Στην ενότητα αυτή, παρουσιάζουμε κατάλληλα αριθμητικά αποτελέσματα που απεικονίζουν τη συνδυαστική επίδραση της GVD, της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και των μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, στην απόδοση των FSO ζεύξεων, με ή χωρίς σχήματα διαφορικής λήψης, μέσω της εκτίμησης της πιθανότητας διάλειψης. Πιο συγκεκριμένα, χρησιμοποιώντας τις εκφράσεις που εξήχθησαν παραπάνω, δηλαδή τις Εξ. (6.19), Εξ. (6.20) και Εξ. (6.22)- Εξ. (6.25), διερευνούμε την απόδοση του συστήματος για κοινότυπες τιμές παραμέτρων. Λαμβάνοντας υπόψη ότι η Γ - Γ κατανομή είναι ταιριαστή για ασθενείς έως και ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, ενώ η Γ κατανομή μόνο για ασθενείς, τα αποτελέσματα που παρουσιάζουμε παρακάτω έχουν προκύψει χρησιμοποιώντας το πρώτο μοντέλο κατανομής για μεγαλύτερες τιμές της παραμέτρου, C_n^2 , δηλαδή για $1 \times 10^{-15} \text{m}^{-2/3}$ και $1 \times 10^{-13} \text{m}^{-2/3}$, ενώ το δεύτερο για ασθενείς συνθήκες τυρβώδους ροής, δηλαδή για 1×10⁻¹⁷m^{-2/3}. Επίσης, τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται εδώ, έχουν εξαχθεί για ένα σύστημα διαφορικής λήψης στο χρόνο με M=2 ή M=3 και με μήκος ζεύξης 6km, ενώ ολόκληρο το σύστημα έχει υποτεθεί ότι είναι εγκατεστημένο σε ύψος h=30m, πάνω από το επίπεδο της θάλασσας. Επιπλέον, το μήκος κύματος λειτουργίας του συστήματος, λ, έχει ρυθμιστεί στα 1.55μm, ενώ η διάμετρος του ανοίγματος του δέκτη, D, στα 0.01m, αντίστοιχα. Γίνεται φανερό, πως χρησιμοποιώντας τις εκφράσεις Εξ. (23) και Εξ. (25), λαμβάνουμε τα αντίστοιχα αριθμητικά αποτελέσματα για τη διαθεσιμότητα του εξεταζόμενου FSO συστήματος και για άλλα σχήματα διαφορικής λήψης, όπως δηλαδή για διαφορική λήψη στον χώρο ή στο μήκος κύματος, ανάλογα βέβαια με τις απαιτήσεις που ορίζουν οι προδιαγραφές για το εκάστοτε FSO τηλεπικοινωνιακό σύστημα.

Για να εκτιμήσουμε και την επίδραση της GVD καθώς και την επίδραση των μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, έχουμε χρησιμοποιήσει δύο τιμές για το εύρος των διαμηκών παλμών, δηλαδή T_0 =4ps και T_0 =7ps, δυο τιμές για την παράμετρο του chirp, δηλαδή C=20 και C=-20, ενώ ο λόγος σ_s/r έχει ρυθμιστεί στο 0.5 και ο λόγος W_z/r λαμβάνει τις τιμές 15 και 4 για ασθενείς έως και ισχυρές συνθήκες μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, αντίστοιχα. Τέλος, η αδιάστατη ένταση κατωφλίου του δέκτη, κυμαίνεται ανάμεσα στις τιμές 0.01 και 0.1, [Varotsos et al. 2014a].

Έτσι, στο Σχήμα 6.1, παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα της διαθεσιμότητας για την περίπτωση της ασθενούς τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, δηλαδή χρησιμοποιώντας το Γ μοντέλο κατανομής, για διαμήκεις *Gaussian* παλμούς είτε θετικού, είτε αρνητικού chirp με αρχικό εύρος ίσο με 4ps, υπό την παρουσία ασθενών και ισχυρών μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, με ή χωρίς σχήμα διαφορικής λήψης δηλαδή με M=3, M=2 ή M=1, αντίστοιχα. Η εποικοδομητική επίδραση του αρνητικού chirp διαφαίνεται στο Σχήμα 6.1, καθώς και η περεταίρω βελτίωση των αποτελεσμάτων της απόδοσης που προκύπτει με την αύξηση της τιμής της παραμέτρου M της διαφορικής λήψης στο χρόνο. Παρ' όλα αυτά, θα πρέπει να αναφερθεί στο σημείο αυτό ότι ενώ η μεγαλύτερη τιμή της παραμέτρου M αυξάνει σημαντικά τη διαθεσιμότητα του συστήματος, από την άλλη πλευρά, μειώνει το ρυθμό δεδομένων που υποστηρίζει, αφού το ίδιο σήμα πληροφορίας θα πρέπει να στέλνεται (και να λαμβάνεται) από τον ίδιο πομπό (και δέκτη) ακόμα περισσότερες φορές από μια, μέσα σε ένα συγκεκριμένο χρονικό διάστημα, [Nistazakis 2013].



Σχήμα 6.1: Η πιθανότητα διάλειψης, με ή χωρίς διαφορική λήψη στο χρόνο, ως συνάρτηση του κανονικοποιημένου κατωφλίου του δέκτη, για σχετικά στενό αρχικό εύρος διαμηκών παλμών και ασθενείς συνθήκες τυρβώδους ροής με διαφορετικής ισχύος μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης [Varotsos et al. 2016a].

Στο Σχήμα 6.2, παρουσιάζουμε αντίστοιχα αποτελέσματα με αυτά του Σχήματος 6.1, αλλά με μεγαλύτερο αρχικό εύρος διαμηκών *Gaussian* παλμών. Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα του Σχήματος 6.1, με τα αντίστοιχα αποτελέσματα του Σχήματος 6.2, γίνεται σαφές πως ενώ λαμβάνουμε παρόμοια ποιοτικά αποτελέσματα, η επίδραση είτε του θετικού, είτε του αρνητικού chirp, είναι σημαντικά ασθενέστερη για τα αντίστοιχα αποτελέσματα του Σχήματος 6.2. Η συμπεριφορά αυτή ήταν λίγο πολύ αναμενόμενη, αφού, όπως έχει αναφερθεί πρωτύτερα, η επίδραση του φαινομένου της GVD είναι αρκετά ισχυρή για στενούς σε εύρος διαμήκεις παλμούς, ενώ εξασθενεί καθώς οι παλμοί αυτοί διευρύνονται.



Σχήμα 6.2: Η πιθανότητα διάλειψης, με ή χωρίς διαφορική λήψη στο χρόνο, ως συνάρτηση του κανονικοποιημένου κατωφλίου του δέκτη, για σχετικά μεγάλο αρχικό εύρος διαμηκών παλμών και ασθενείς συνθήκες τυρβώδους ροής με διαφορετικής ισχύος μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης [Varotsos et al. 2016a].

Στη συνέχεια, στα Σχήματα 6.3 και 6.4, παρουσιάζουμε αποτελέσματα με παρόμοιες παραμέτρους με αυτές του Σχήματος 6.1 και Σχήματος 6.2, αλλά για μέτρια σε ισχύ τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή, μοντελοποιημένη χρησιμοποιώντας τη *Γ-Γ* κατανομή. Στις περιπτώσεις αυτές, λόγω της ισχυρότερης τυρβώδους ροής οδηγούμαστε σε υποβαθμισμένα αποτελέσματα ως προς τη διαθεσιμότητα, αλλά και πάλι, ακόμα και κάτω από τις δυσμενέστερες συνθήκες αυτές, τα αποτελέσματα που αφορούν στη διαθεσιμότητα βελτιώνονται σημαντικά μέσω της χρήσης των σχημάτων διαφορικής λήψης στο χρόνο. Επιπρόσθετα, όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις, είναι φανερό ότι η χρήση παλμών αρνητικού chirp αναβαθμίζει την απόδοση ως προς τη διαθεσιμότητα, αλλά κάτι τέτοιο γίνεται σημαντικά αισθητό μόνο για σχετικά στενού εύρους διαμήκεις *Gaussian* παλμούς, οι οποίοι χρησιμοποιούνται για τηλεπικοινωνιακά συστήματα πολύ υψηλών ρυθμών δεδομένων.



Σχήμα 6.3: Η πιθανότητα διάλειψης, με ή χωρίς διαφορική λήψη στο χρόνο, ως συνάρτηση του κανονικοποιημένου κατωφλίου του δέκτη, για σχετικά στενό αρχικό εύρος διαμηκών παλμών και μέτριας ισχύος συνθήκες τυρβώδους ροής με διαφορετικής ισχύος μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης [Varotsos et al. 2016a].



Σχήμα 6.4: Η πιθανότητα διάλειψης, με ή χωρίς διαφορική λήψη στο χρόνο, ως συνάρτηση του κανονικοποιημένου κατωφλίου του δέκτη, για σχετικά μεγάλο αρχικό εύρος διαμηκών παλμών και μέτριας ισχύος συνθήκες τυρβώδους ροής με διαφορετικής ισχύος μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης [Varotsos et al. 2016a].

Τέλος, στο Σχήμα 6.5 και Σχήμα 6.6, παρουσιάζουμε τα αντίστοιχα αποτελέσματα με τις προηγούμενες περιπτώσεις αλλά για ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, μοντελοποιημένες με τη *Γ-Γ* κατανομή. Παρατηρώντας τις γραφικές αυτές, διαπιστώνουμε την απαραίτητη κι επιτακτική ανάγκη χρήσης της μεθόδου της διαφορικής λήψης (εδώ, όπως επισημάνθηκε, στο χρόνο), καθώς απουσία της μεθόδου αυτής, η απόδοση της FSO ζεύξης είναι δραματικά χαμηλή, ακόμα και στις περιπτώσεις που χρησιμοποιούνται διαμήκεις παλμοί στενού αρχικού εύρους και αρνητικού chirp, αφού οι τελευταίοι το μόνο που επιτυγχάνουν υπό αυτές τις δυσμενέστατες συνθήκες, είναι μια κάποια ισχνή βελτίωση της διαθεσιμότητας της εξεταζόμενης ζεύξης. Σε ό,τι αφορά τα μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, είναι προφανές, πως σε όλες τις παραπάνω γραφικές, όταν αυτά ισχυροποιούνται, λαμβάνουμε αντίστοιχες υψηλότερες τιμές πιθανότητας διάλειψης για το εξεταζόμενο σύστημα.



Σχήμα 6.5: Η πιθανότητα διάλειψης, με ή χωρίς διαφορική λήψη στο χρόνο, ως συνάρτηση του κανονικοποιημένου κατωφλίου του δέκτη, για σχετικά στενό αρχικό εύρος διαμηκών παλμών και ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ροής με διαφορετικής ισχύος μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης [Varotsos et al. 2016a].



Σχήμα 6.6: Η πιθανότητα διάλειψης, με ή χωρίς διαφορική λήψη στο χρόνο, ως συνάρτηση του κανονικοποιημένου κατωφλίου του δέκτη, για σχετικά μεγάλο αρχικό εύρος διαμηκών παλμών και ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ροής με διαφορετικής ισχύος μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης [Varotsos et al. 2016a].

VI. Συμπεράσματα

Στο υποκεφάλαιο αυτό, μελετήθηκε η επίδραση της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, μοντελοποιημένης είτε με τη Γ-Γ είτε με τη Γ κατανομή, σε συνδυασμό με τη GVD και τα μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, στην απόδοση ενός επίγειου FSO συστήματος με διαφορική λήψη. Εξαγάγαμε μαθηματικές εκφράσεις κλειστής μορφής για την εκτίμηση της απόδοσης και της διαθεσιμότητας του τηλεπικοινωνιακού συστήματος αυτού, μέσω της πιθανότητας διάλειψης του, είτε με είτε χωρίς διαφορική λήψη. Χρησιμοποιώντας τις μαθηματικές εκφράσεις αυτές, παρουσιάσαμε αριθμητικά αποτελέσματα τα οποία καταδεικνύουν την επίδραση του κάθε φαινομένου στην απόδοση του συστήματος, ανάλογα πάντα, με τις εκάστοτε τιμές των παραμέτρων του.

B. Επίδραση της GVD στη διαθεσιμότητα των ασύρματων οπτικών ζεύξεων με μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, διαφορική λήψη και M(alaga) τυρβώδη ροή

Ι. Εισαγωγή

Σε αυτό το υποκεφάλαιο διερευνούμε τη συνδυαστική, καταστρεπτική επίδραση της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και των μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης στην απόδοση ενός επίγειου OOK-IM/DD FSO συστήματος, θεωρώντας διάφορα σχήματα διαφορικής λήψης στο χρόνο καθώς και τη διασπορά ομαδικής ταχύτητας των διαμηκών οπτικών παλμών που εφαρμόζονται. Το φαινόμενο του σπινθηρισμού μελετάται μέσω της πρόσφατα προτεινόμενης *M*(alaga) κατανομής. Επίσης, εκτιμάται η διαθεσιμότητα του συστήματος, εξάγοντας μαθηματικές εκφράσεις κλειστής μορφής για την πιθανότητα διάλειψής του, ενώ καταδεικνύεται ότι η τιμή της μειώνεται σημαντικά όταν εφαρμόζονται σχήματα διαφορικής λήψης στο χρόνο με παλμούς αρνητικού chirp. Τέλος, παρέχονται κάποια κατάλληλα αριθμητικά αποτελέσματα.

ΙΙ. Μοντέλα καναλιού και συστήματος

Το μοντέλο για το εξεταζόμενο σύστημα και το κανάλι του είναι παρόμοιο με αυτό του αμέσως προηγούμενου υποκεφαλαίου. Συγκεκριμένα, ισχύουν για το παρόν εξεταζόμενο σύστημα και το κανάλι του οι Εξ. (6.1) και Εξ. (6.2), η Εξ. (6.8) για τη μελέτη των μηδενικής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης αλλά διαφέρει η pdf που χρησιμοποιείται για τη μελέτη του φαινομένου του σπινθηρισμού, λόγω της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής.

Α. Το μοντέλο τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής

Σύμφωνα με το \mathcal{M} μοντέλο τυρβώδους ροής, για κάθε αντίγραφο του σήματος, η pdf ως συνάρτηση της αντίστοιχης κανονικοποιημένης ακτινοβολίας του, $I_{a,m}$, δίνεται ως:

$$f_{\mathrm{M},I_{a,m}}\left(I_{a,m}\right) = A_{m}^{(\aleph/\Re)} \sum_{(\aleph/\Re)} a_{k,m}^{(\aleph/\Re)} I_{a,m}^{\frac{a_{m}+k}{2}-1} \mathbf{K}_{a,m-k}\left(2\sqrt{B_{m}^{(\aleph/\Re)}}I_{a,m}\right)$$
(6.26)

όπου ο δείκτης ή ο εκθέτης (Ν/91) αντιστοιχεί στο είδος των τιμών που λαμβάνει η παράμετρος b_m , δηλαδή είτε φυσικός είτε πραγματικός αριθμός, αντίστοιχα. Έτσι, για $b_m \in \aleph$ το άθροισμα της παραπάνω pdf έκφρασης αντιστοιχεί στο $\sum_{(\aleph)} [.] = \sum_{k=1}^{b_m} [.]$, ενώ αντίστοιχα για τις υπόλοιπες

παραμέτρους ισχύει ότι
$$B_m^{(\aleph)} = a_m b_m / (b_m c_m + \Omega_m),$$

 $a_{k,m}^{(\aleph)} = {\binom{b_m - 1}{k - 1}} \left(\frac{(b_m c_m + \Omega_m)^{1 - \frac{k}{2}}}{(k - 1)!} \right) \left(\frac{\Omega_m}{c_m} \right)^{k - 1} \left(\frac{a_m}{b_m} \right)^{\frac{k}{2}} \kappa \alpha l$
 $A_m^{(\aleph)} = 2a_m^{\frac{a_m}{2}} (b_m c_m)^{b_m + \frac{a_m}{2}} / c_m^{\frac{a_m + 2}{2}} \Gamma (a_m) (b_m c_m + \Omega_m)^{b_m + \frac{a_m}{2}}.$ Από την άλλη πλευρά, για $b_m \in \Re$,
ισχύει αντίστοιχα για το άθροισμα ότι $\sum_{(\Re)} [\cdot] = \sum_{k=1}^{\infty} [\cdot],$ ενώ επίσης $B_m^{(\Re)} = a_m / c_m,$
 $a_{k,m}^{(\Re)} = \left[(b_m)_{k-1} (a_m c_m)^{k/2} \right] / \left\{ [(k - 1)!]^2 c_m^{k-1} (b_m c_m + \Omega_m)^{k-1} \right\}$ και
 $A_m^{(\Re)} = \left[2a_m^{a_m/2} (b_m c_m)^{b_m} \right] / \left[c_m^{a_m + b_m/2} \Gamma (a_m) (b_m c_m + \Omega_m)^{b_m} \right].$

Οι τιμές των $b_{0,m}$ και ρ_m εξαρτώνται από τις συνολικές συνιστώσες σκέδασης, ενώ η παράμετρος Ω_m είναι η μέση οπτική ισχύς από τις σύμφωνες συνεισφορές που αποτελούνται από τη LOS και τη συζευγμένη με τη LOS συνιστώσα σκέδασης [Jurado-Navas et al. 2012; Jurado-Navas et al. 2011b; Garrido-Balsells et al. 2013].

B. Σύνθετο μοντέλο τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης.

Ακολουθώντας την αντίστοιχη ανάλυση των [Farid et al. 2007; Navidpour et al. 2007] που εκτελέστηκε στα προηγούμενα υποκεφάλαια, αλλά χρησιμοποιώντας την Εξ. (6.26) αυτή τη φορά, λαμβάνουμε την παρακάτω από κοινού pdf για την περίπτωση της \mathcal{M} μοντελοποιημένης τυρβώδους ροής με μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, [Ansari et al. 2016]:

$$f_{m,comb,M}(I_{m}) = \frac{A_{m}^{(\aleph/\Re)}B_{m}^{(\aleph/\Re)}\xi_{m}^{2}}{2A_{0,m}} \times \sum_{(\aleph/\Re)} a_{k,m}^{(\aleph/\Re)}B_{m,(\aleph/\Re)}^{-\left(\frac{a_{m}+k}{2}\right)}G_{1,3}^{3,0}\left(\frac{B_{m}^{(\aleph/\Re)}I_{m}}{A_{0,m}}\bigg|_{\xi_{m}^{2}}-1, a_{m}-1, k-1\right)$$
(6.27)

Γ. Εκτίμηση της πιθανότητας διάλειψης

Ακολουθώντας την αντίστοιχη ανάλυση που εφαρμόστηκε στο αμέσως παραπάνω υποκεφάλαιο αλλά χρησιμοποιώντας την Εξ. (6.27) αντί της Εξ. (6.12) ή της Εξ. (6.13), καταλήγουμε στην ακόλουθη έκφραση της πιθανότητας διάλειψης για την *m*-οστή ζεύξη του εξεταζόμενου συστήματος, υπό την παρουσία *M* μοντελοποιημένης τυρβώδους ροής με μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, [Varotsos et al. 2016b]:

$$P_{F,m,comb,M}\left(I_{m,th}\right) = \frac{A_{m}^{(\aleph/\Re)}\xi_{m}^{2}}{2} \times \sum_{(\aleph/\Re)} a_{k,m}^{(\aleph/\Re)} B_{m,(\aleph/\Re)}^{-\left(\frac{a_{m}+k}{2}\right)} G_{2,4}^{3,1}\left(\frac{B_{m}^{(\aleph/\Re)}I_{m}}{A_{0,m}}\Big|_{\xi_{m}^{2}}^{1}, \xi_{m}^{2}+1\right)$$
(6.28)

Στη συνέχεια, λαμβάνοντας υπόψη ότι η συνολική ζεύξη λειτουργεί μη ορθά μόνο όταν όλες οι M πραγματοποιήσεις με διαφορική λήψη στο χρόνο δε λειτουργούν ορθά, η συνολική πιθανότητα διάλειψης για το συνολικό σύστημα θα δίνεται και πάλι από την Εξ. (6.21). Έτσι, εφαρμόζοντας την ίδια ανάλυση με το προηγούμενο υποκεφάλαιο αλλά χρησιμοποιώντας την Εξ. (6.28) αυτή τη φορά, καταλήγουμε στην παρακάτω, αντίστοιχη με την Εξ. (6.23) ή την Εξ. (6.25), μαθηματική έκφραση κλειστής μορφής για τη συνολική πιθανότητα διάλειψης του συνολικού FSO συστήματος διαφορικής λήψης στο χρόνο, το οποίο υφίσταται τη συνδυαστική επίδραση της M μοντελοποιημένης τυρβώδους ροής, της διασποράς ομαδικής ταχύτητας και των μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, [Varotsos et al. 2016b]:

$$P_{F,M,total} = \left[\frac{\xi^{2} A^{(\aleph,\Re)}}{2} \sum_{(\aleph,\Re)} a_{k}^{(\aleph,\Re)} B_{(\aleph,\Re)}^{-\left(\frac{a+k}{2}\right)} G_{2,4}^{3,1} \left(\frac{B^{(\aleph,\Re)} \left| u(z,0) \right|_{th}^{2} \Xi}{A_{0}} \left| \frac{1, \xi^{2} + 1}{\xi^{2}, \alpha, k, 0} \right) \right]^{M}$$
(6.29)

όπου λόγω του ότι χρησιμοποιείται σχήμα διαφορικής λήψης στον χρόνο, δηλαδή πρακτικά ένας πομπός και ένας δέκτης, θα ισχύει ότι $A^{(\aleph/\Re)} = A_1^{(\aleph/\Re)}, ..., A_M^{(\aleph/\Re)}$ και $B^{(\aleph/\Re)} = B_1^{(\aleph/\Re)}, ..., B_M^{(\aleph/\Re)}$ όπως αντίστοιχα και για τις υπόλοιπες παραμέτρους της συνολικής ζεύξης (βλέπε προηγούμενο υποκεφάλαιο).

III. Αριθμητικά αποτελέσματα

Με στόχο να απεικονίσουμε την επίδραση των φαινομένων της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, των μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης και της διασποράς ομαδικής ταχύτητας στην απόδοση των FSO ζεύξεων, με ή χωρίς διαφορική λήψη, διερευνούμε την πιθανότητα διάλειψης για ένα FSO σύστημα, χρησιμοποιώντας την εξαχθείσα έκφραση κλειστής μορφής Εξ. (6.29). Το εξεταζόμενο FSO σύστημα, έχει υποτεθεί να διαθέτει μήκος ζεύξης L=8km στα h=30m πάνω από την επιφάνεια της θάλασσας. Το μήκος κύματος λειτουργίας του έχει ρυθμιστεί στο λ =1.55μm, ενώ η διάμετρος του δέκτη, D, στα 0.01m, αντίστοιχα. Η ζεύξη χρησιμοποιεί chirped Gaussian παλμούς με C=±20 και αρχικό εύρος T₀=5ps, ενώ w_z/r=10 και ο λόγος σ_s/r λαμβάνει τις τιμές 2 και 4, για ασθενέστερα προς ισχυρότερα μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, όπου, για τις τιμές αυτές, η παράμετρος ζείναι ίση με 2.5 και 1.25, αντίστοιχα. Για ασθενή τυρβώδη ροή, θέτουμε a=9, b=5, ρ=0.9 και για ισχυρή a=b=2, ρ=0.95, ενώ και για τις δυο περιπτώσεις ρυθμίζουμε b₀=0.25 και Ω=0.5. Επίσης, όταν θεωρούνται σχήματα διαφορικής λήψης στο χρόνο, M=2 ή 4, αλλιώς για SISO ζεύξεις χωρίς διαφορική λήψη, ισχύει M=1. Τέλος, το αδιάστατο κατώφλι έντασης του δέκτη λαμβάνει διαφορετικές τιμές μεταζύ 0.01 και 0.1.

Το Σχήμα 6.7 απεικονίζει την περίπτωση των ασθενών συνθηκών τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, που αναφέρθηκε στην παραπάνω παράγραφο. Γίνεται φανερό πως η πιθανότητα διάλειψης μεγιστοποιείται όταν δε χρησιμοποιούμε την τεχνική της διαφορικής λήψης, δηλαδή όταν M=1, και όταν, ταυτόχρονα, η παράμετρος ξ λαμβάνει μικρότερες τιμές, δηλαδή όταν το φαινόμενο των μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης ισχυροποιείται. Εξάλλου, διαπιστώνουμε ότι χάρις στη χρήση σχημάτων διαφορικής λήψης, η πιθανότητα διάλειψης του εν λόγω συστήματος, μειώνεται σημαντικά. Το τελευταίο, τονίζεται ιδιαιτέρως όταν M=4, δηλαδή όταν περισσότερα αντίγραφα του ίδιου σήματος πληροφορίας καταφθάνουν στην πλευρά του δέκτη. Μάλιστα, τα σχήματα διαφορικής λήψης απεικονίζονται να μειώνουν ακόμα περισσότερο την πιθανότητα διάλειψης του εξεταζόμενου συστήματος στις περιπτώσεις που χρησιμοποιούν αρνητικούς chirped παλμούς, λόγω της ωφέλιμης επίδρασης του φαινομένου της GVD, κατά την οποία μειώνεται το αρχικό τους εύρους διανύοντας τις εξεταζόμενες αποστάσεις διάδοσης. Πράγματι, η πιθανότητα διάλειψης του εξεταζόμενου συστήματος, όπως βλέπουμε, ελαχιστοποιείται για M=4, C=-20 και ξ=2.5, όπου και το φαινόμενο των μηδενικής απόκλισης σφαλμάτων σκόπευσης είναι ασθενές.



Σχήμα 6.7: Η πιθανότητα διάλειψης του εξεταζόμενου συστήματος, με ή χωρίς διαφορική λήψη στο χρόνο, ως συνάρτηση του κατωφλίου του δέκτη, για ασθενείς συνθήκες τυρβώδους ροής με διαφορετικής ισχύος μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης και GVD. Επίσης, παρουσιάζονται αποτελέσματα προσομοιώσεων της Εξ.(6.29) [Varotsos et al. 2016b].

Το Σχήμα 6.8 απεικονίζει την περίπτωση των ισχυρών συνθηκών τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, και συνεπώς, συγκρίνοντας τις τιμές της πιθανότητας διάλειψης του συστήματος στο Σχήμα 6.8 με τις αντίστοιχές τους στο Σχήμα 6.7, διαπιστώνουμε ότι στο Σχήμα 6.8 η πιθανότητα διάλειψης του συστήματος έχει αυξηθεί. Εξάλλου, όσο η τυρβώδης ροής γίνεται ισχυρότερη, η πιθανότητα διάλειψης αυξάνει περεταίρω. Συνεπώς, στην προκειμένη περίπτωση το FSO σύστημα χαρακτηρίζεται ως λιγότερο αποδοτικό (ως προς τη διαθεσιμότητα), λόγω των ισχυρότερων και άρα αρνητικότερων παρενεργειών του φαινομένου της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής.



Σχήμα 6.8: Η πιθανότητα διάλειψης του εξεταζόμενου συστήματος, με ή χωρίς διαφορική λήψη στο χρόνο, ως συνάρτηση του κατωφλίου του δέκτη, για ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ροής με διαφορετικής ισχύος μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης και GVD. Επίσης, παρουσιάζονται αποτελέσματα προσομοιώσεων της Εξ.(6.29) [Varotsos et al. 2016b].

ΙV. Συμπεράσματα

Στο υποκεφάλαιο αυτό διερευνήσαμε ένα FSO σύστημα διαφορικής λήψης στο χρόνο, το οποίο υποστηρίζει υψηλούς ρυθμούς δεδομένων και λειτουργεί από ασθενείς έως και ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, μοντελοποιημένες την *M*- κατανομή, υπό την παρουσία διάφορων επίσης συνθηκών μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης και διασποράς ομαδικής ταχύτητας. Από τις εκφράσεις κλειστής μορφής της πιθανότητας διάλειψης που εξήχθησαν, σε συνδυασμό με τα αντίστοιχα αριθμητικά αποτελέσματα και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, καταδείξαμε ότι τόσο το φαινόμενο της διασποράς ομαδικής ταχύτητας, όσο και η μέθοδος της διαφορικής λήψης, μπορούν, ιδιαίτερα από κοινού, να αντισταθμίσουν σημαντικό μέρος της υποβάθμισης της απόδοσης που υφίσταται το FSO σύστημα, λόγω της συνδυαστικής επίδρασης της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και των μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

SIMO οπτικές ασύρματες ζεύξεις με μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης και τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή

Ι. Εισαγωγή

Στο υποκεφάλαιο αυτό οι διακυμάνσεις του λαμβανόμενου οπτικού σήματος λόγω τυρβώδους ροής μελετώνται μέσω της *M*(alaga) κατανομής, η οποία αποτελεί ένα έγκυρο μοντέλο, ταιριαστό για ασθενείς έως και ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ροής και ενοποιεί τα περισσότερα από τα κοινά αποδεκτά, προγενέστερα τέτοια μοντέλα. Έτσι, λαμβάνοντας υπόψη την τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή μαζί με το φαινόμενο των μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης καθώς και τη μέθοδο διαμόρφωσης που χρησιμοποιούμε (είτε OOK IM/DD, είτε *L*-PPM), εξάγουμε μαθηματικές εκφράσεις κλειστής μορφής για την εκτίμηση της απόδοσης των SIMO ζεύξεων μέσω του μέσου ρυθμού εσφαλμένης μετάδοσης δυαδικών συμβόλων (ABER) τους. Τέλος, παρουσιάζονται κατάλληλα αριθμητικά αποτελέσματα που πιστοποιούν την ακρίβεια των εξαγόμενων εκφράσεων, ενώ παρέχονται επίσης Monte Carlo προσομοιώσεις οι οποίες επικυρώνουν ακόμα περισσότερο την ακρίβεια, τόσο της προτεινόμενης ανάλυσης που εφαρμόζουμε, όσο και των μαθηματικών εκφράσεων που προέκυψαν μέσω αυτής.

ΙΙ. Μοντέλο καναλιού και συστήματος

A. Το κανάλι του οπτικού συστήματος

Για την ασύρματη οπτική ζεύξη με διαφορική λήψη, υποθέτουμε ότι ο πομπός εκπέμπει *M* αντίγραφα από το ίδιο μέρος του σήματος πληροφορίας, με κατεύθυνση προς τους *M* αντίστοιχους δέκτες, για τις περιπτώσεις των σχημάτων διαφορικής λήψης στο χώρο ή στο μήκος κύματος, ή σε *M* διαφορετικές χρονικές στιγμές προς τον ίδιο δέκτη, για την περίπτωση της διαφορικής λήψης στο χρόνο [Nistazakis 2013]. Κατά συνέπεια, το υπό εξέταση ασύρματο οπτικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα, μπορεί να προσομοιωθεί για όλες τις προαναφερθείσες περιπτώσεις διαφορικής λήψης ως ένα SIMO σχήμα, με ένα δηλαδή πομπό και πολλαπλούς δέκτες [Navidpour et al. 2007; Tsiftis et al. 2009; Nistazakis 2013].

Στο σημείο αυτό, θα πρέπει να σημειωθεί ότι ο σχεδιασμός και η εγκατάσταση μιας FSO ζεύξης που χρησιμοποιεί διαφορική λήψη στο χρόνο είναι ευκολότερη διαδικασία, σε σχέση με την αντίστοιχη που απαιτείται για τις υπόλοιπες μεθόδους διαφορικής λήψης, λόγω του ότι για τη διαφορική λήψη στο χρόνο χρησιμοποιούμε μόνο ένα ζευγάρι πομπού και δέκτη. Όμως, οι πολλαπλές μεταδόσεις πανομοιότυπων αντιγράφων του σήματος πληροφορίας μέσω του ίδιου φυσικού καναλιού οδηγούν σε σημαντικούς χρόνους καθυστέρησης και μειώσεις του ρυθμού δεδομένων, ενώ παράλληλα απαιτούν μεγάλη χωρητικότητα αποθήκευσης στην πλευρά του δέκτη, [Nistazakis 2013], λαμβανομένου υπόψη ότι τα χαρακτηριστικά των διακυμάνσεων έχουν χρόνο συμφωνίας της τάξης των ms [Chan 2006]. Έτσι, η καθυστέρηση αυτή που προκαλούν τα σχήματα διαφορικής λήψης στο χρόνο, αυξάνει σημαντικά τον πραγματικό αριθμό των επαναλήψεων. Παρ' όλα αυτά, όταν το χαμηλό κόστος είναι η πρωταρχική απαίτηση, η χρήση των σχημάτων διαφορικής λήψης στο χρόνο είναι προτιμότερη, ενώ, όταν ο κυρίαρχος στόχος είναι ο υψηλός ρυθμός δεδομένων, τότε τα σχήματα με διαφορική λήψη στο χώρο ή στο μήκος κύματος είναι προτιμητέα [Navidpour et al. 2007; Tsiftis et al. 2009; Nistazakis 2013; Popoola et al. 2008a].

Το κάθε αντίγραφο του οπτικού σήματος πληροφορίας, πρώτα υπόκειται στον ηλεκτροοπτικό διαμορφωτή έντασης IM με OOK ή *L*-PPM, του οποίου η έξοδος αναπαριστά την ένταση της πηγής laser. Στη συνέχεια, διαδίδεται μέσω ενός τυρβώδους καναλιού με AWGN θόρυβο και, παρουσία σφαλμάτων σκόπευσης, αφού ανιχνευθεί άμεσα (με DD) στην πλευρά του αντίστοιχου δέκτη, ο φωτοανιχνευτής μετατρέπει το αντίγραφο του οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό [Nistazakis 2013; Djordjevic et al. 2016; Gappmair et al. 2010; Sandalidis et al. 2009]. Υποθέτοντας επίσης ότι το κανάλι ανάμεσα στον πομπό και τον εκάστοτε δέκτη είναι στατικό, χωρίς μνήμη και εργοδικό, το στατιστικό μοντέλο του καναλιού, δίνεται ως [Tsiftis et al. 2009; Varotsos et al. 2016a].

$$y_m = \eta_m x I_m + n, \tag{7.1}$$

όπου η παράμετρος y_m αναπαριστά το *m*-οστό εκ των *M* αντίγραφο σήματος στην πλευρά του αντίστοιχου δέκτη. Για ένα τέτοιο σύστημα στην πράξη, η εφαρμογή πολλαπλών φωτοδεκτών προϋποθέτει ότι το συνολικό πεδίο οπτικής επαφής όλων των ανιχνευτών καλύπτεται από το οπτικό αποτύπωμα της δέσμης στην πλευρά (στο τηλεσκόπιο ή τους φακούς) του δέκτη (ή των δεκτών). Αυτό σημαίνει ότι η περιοχή του κάθε δέκτη είναι *M* φορές μικρότερη από τον αντίστοιχο χώρο όπου δεν υπάρχει διαφορική λήψη. Υπό την προϋπόθεση ότι η ακτινοβολία του περιβάλλοντος είναι η κύρια πηγή θορύβου, η διακύμανση του θορύβου για κάθε ένα φωτοανιχνευτή, είναι *M* φορές μικρότερη από τη διακύμανση του θορύβου του συνολικού συστήματος χωρίς διαφορική λήψη [Popoola et al. 2008a; Tsiftis et al. 2009].
Υποθέτοντας ότι η ακτινοβολία, I_m , η οποία καταφθάνει στην πλευρά του αντίστοιχου δέκτη, παρουσιάζει διακυμάνσεις εξαιτίας της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης, καταλήγουμε ότι μπορεί να εκφραστεί ως, $I_m = I_{a,m}I_{p,m}I_{l,m}$ [Gappmair 2012; Varotsos et al. 2016a], όπου $I_{a,m}$ και $I_{p,m}$ αναπαριστούν την εξάρτηση της τιμής της ακτινοβολίας λόγω της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και του φαινομένου των σφαλμάτων σκόπευσης, αντίστοιχα, για κάθε ένα από τα M αντίγραφα του σήματος. Επίσης, η παράμετρος $I_{l,m}$ αναπαριστά τη ντετερμινιστική παράμετρο απωλειών διαδρομής η οποία εξαρτάται κατά κύριο λόγο από τις καιρικές συνθήκες, [Muhammad et al. 2005]. Όμως, η διερεύνηση των απωλειών διαδρομής και άρα η συμπεριφορά της τελευταίας παραμέτρου, δεν ανήκει στο ερευνητικό πλαίσιο του παρόντος κεφαλαίου, και συνεπώς, χωρίς βλάβη της γενικότητας, έχει υποτεθεί πως η παράμετρος αυτή είναι κανονικοποιημένη στη μονάδα, δηλαδή $I_{l,m}=1$ [Gappmair 2012].

Β. Το φαινόμενο της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής

Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) της κανονικοποιημένης ακτινοβολίας, $I_{a,m}$, λόγω του φαινομένου της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, για κάθε ένα από τα m=1,2..,M αντίγραφα σήματος, για το $\mathcal{M}(alaga)$ μοντέλο, δίνεται από την Εξ. (6.26), [Jurado-Navas et al. 2011a; Ansari et al. 2016].

Γ. Το φαινόμενο των μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης

Όταν μια τυχαία, *m*-οστή *Gaussian* δέσμη διαδίδεται για μια απόσταση z_m από τον πομπό σε έναν κυκλικής διατομής ανιχνευτή με αντίστοιχη ακτίνα ανοίγματος r_m ενώ η στιγμιαία ακτινική μετατόπιση μεταξύ του κέντρου της συγκεκριμένης δέσμης και του κέντρου του αντίστοιχου ανιχνευτή είναι R_m , το μέρος της ισχύος που συλλέγεται στην πλευρά του αντίστοιχου δέκτη, μπορεί να εκτιμηθεί προσεγγιστικά, ως, Εξ. (3.36), [Boluda-Ruiz et al. 2016a]:

$$I_p(R_m, z_m) \approx A_{0,m} \exp\left(-2R_m^2/w_{z,eq,m}^2\right), \qquad R_m \ge 0,$$
 (7.2)

Έτσι, κατά την τελευταία περίπτωση, η *m*-οστή ακτινική μετατόπιση, μέτρου $\left|\vec{R}_{m}\right| = \sqrt{R_{x,m}^{2} + R_{y,m}^{2}}$, ακολουθεί τη *Beckmann* κατανομή, [Boluda-Ruiz et al. 2016a]:

$$f_{R_m}(R_m) = \frac{R_m}{2\pi\sigma_{x,m}\sigma_{y,m}} \times \int_0^{2\pi} \exp\left\{-\left[\left(R_m\cos\theta_m - \mu_{x,m}\right)^2 / 2\sigma_{x,m}^2\right] -\left[\left(R_m\sin\theta_m - \mu_{y,m}\right)^2 / 2\sigma_{y,m}^2\right]\right\} d\theta_m$$
(7.3)

Βασιζόμενοι στην ανάλυση που πραγματοποιήθηκε στην [Boluda-Ruiz et al. 2016a], η έκφραση στην Εξ. (7.3) μπορεί να απλοποιηθεί έτσι ώστε η κατανομή *Beckmann* να προσεγγίζεται με ακρίβεια μέσω της τροποποιημένης *Raleigh* κατανομής, ως εξής [Boluda-Ruiz et al. 2016a]:

$$f_{R_m}(R_m) = \frac{R_m}{\sigma_{\text{mod},m}^2} \exp\left(-\frac{R_m^2}{2\sigma_{\text{mod},m}^2}\right), \qquad R_m > 0$$
(7.4)

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

Κατά συνέπεια, η pdf για την ακτινοβολία που εξαρτάται στο φαινόμενο των σφαλμάτων σκόπευσης, *I*_{p,m}, προσεγγίζεται ως Εξ. (3.37), [Boluda-Ruiz et al. 2016a]:

$$f_{I_{p,m}}(I_{p,m}) = \frac{\psi_m^2}{\left(A_{0,m}g_m\right)^{\psi_m^2}} I_{p,m}^{\psi_m^2 - 1}, \qquad 0 \le I_{p,m} \le A_{0,m}g_m \tag{7.5}$$

όπου $\psi_m = w_{z,eq,m}/2\sigma_{\text{mod},m}$, $\psi_{x,m} = w_{z,eq,m}/2\sigma_{x,m}$, $\psi_{y,m} = w_{z,eq,m}/2\sigma_{y,m}$, ενώ επίσης, $g_m = \exp\left(\frac{1}{\psi_m^2} - \frac{1}{2\psi_{x,m}^2} - \frac{1}{2\psi_{y,m}^2} - \frac{\mu_{x,m}^2}{2\sigma_{x,m}^2\psi_{x,m}^2} - \frac{\mu_{y,m}^2}{2\sigma_{y,m}^2\psi_{y,m}^2}\right)$, [Boluda-Ruiz et al. 2016a; Yang et al 2014b;

Boluda-Ruiz et al. 2016b].

Δ. Σύνθετη επίδραση της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης

Η από κοινού pdf, $f_{I_m}(I_m)$, για την κανονικοποιημένη ακτινοβολία, I_m , που καταφθάνει στην πλευρά του αντίστοιχου δέκτη, συμπεριλαμβάνοντας τις επιδράσεις τόσο της τυρβώδους ροής, όσο και των (μη μηδενικής μετατόπισης) σφαλμάτων σκόπευσης, εκτιμάται επιλύοντας το ολοκλήρωμα της Εξ. (6.9), [Farid et al. 2007; Sandalidis et al. 2009; Gappmair 2012]. Έτσι, αντικαθιστώντας την Εξ. (6.26), καθώς και την Εξ. (7.5), στην Εξ. (6.9), καταλήγουμε στην ακόλουθη μορφή του ολοκληρώματος για την εκτίμηση της από κοινού pdf της M(alaga) μοντελοποιημένης τυρβώδους ροής μαζί με τα μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης [Varotsos et al. 2017b]:

$$f_{I_m}(I_m) = \frac{\psi_m^2 A_{m,(\aleph \text{or } \Re)} B_{m,(\aleph \text{or } \Re)}}{2A_{0,m}g_m} \sum_{(\aleph \text{or } \Re)} a_{k,m,(\aleph \text{or } \Re)} B_{m,(\aleph \text{or } \Re)}^{-\frac{a_m+k}{2}}$$

$$\times \int_{I_m/A_{0,m}g_m}^{\infty} I_{a,m}^{\frac{a_m+k-2\psi_m^2-2}{2}} K_{a_m-k} \left(2\sqrt{B_{m,(\aleph \text{or } \Re)}I_{a,m}}\right) dI_{a,m}.$$
(7.6)

Το ολοκλήρωμα στην Εξ. (7.6) μπορεί να λυθεί, αναπαριστάνοντας αρχικά την τροποποιημένη συνάρτηση Bessel με όρους Meijer-G συναρτήσεων, [Gradshteyn et al. 2000, (9.301)], δηλαδή χρησιμοποιώντας την Εξ. (Π.5) για τον μετασχηματισμό αυτό. Στη συνέχεια, χρησιμοποιούμε την Εξ. (Π.10) και αμέσως μετά την Εξ. (Π.12) για την επίλυση και την απλοποίηση της λύσης του ολοκληρώματος, αντίστοιχα. Έτσι, καταλήγουμε για την Εξ. (7.6), στην ακόλουθη μαθηματική έκφραση κλειστής μορφής [Varotsos et al. 2017a]:

$$f_{I_{m}}(I_{m}) = \frac{\psi_{m}^{2}A_{m,(Nor\,\Re)}B_{m,(Nor\,\Re)}}{2A_{0,m}g_{m}} \sum_{(Nor\,\Re)} a_{k,m,(Nor\,\Re)}B_{m,(Nor\,\Re)}^{-\left(\frac{a_{m}+k}{2}\right)} \times G_{1,3}^{3,0}\left(\frac{B_{m,(Nor\,\Re)}}{A_{0,m}g_{m}}I_{m}\bigg|_{\psi_{m}^{2}-1, \psi_{m}-1, k-1}^{\psi_{m}^{2}}\right).$$
(7.7)

Βάσει της Εξ. (7.1), το στιγμιαίο ηλεκτρικό SNR, μπορεί να οριστεί ως $\gamma_m = \eta^2 I_m^2/N_0$. Εφόσον τώρα, $E[I_m] = \int_0^\infty I_m f(I_m) dI_m = A_{0,m} g_m(c_m + \Omega_m) / (\psi_m^{-2} + 1)$, το αναμενόμενο ηλεκτρικό SNR, στην περίπτωση \mathcal{M} (alaga) κατανεμημένης τυρβώδους ροής και μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, για την αντίστοιχη πάντα *m*-οστή ζεύξη, μπορεί να οριστεί ως [Varotsos et al. 2017a]:

$$\mu_{m} = \frac{\eta^{2} \left(\mathbf{E} \left[I_{m} \right] \right)^{2}}{N_{0}} = \frac{\eta^{2}}{N_{0}} \frac{A_{0,m}^{2} g_{m}^{2}}{\left(\psi_{m}^{-2} + 1 \right)^{2}} \left(c_{m} + \Omega_{m} \right)^{2},$$
(7.8)

ενώ για την ειδική, αντίστοιχη υποπερίπτωση της μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, η Εξ. (7.8), και συνεπώς, το αναμενόμενο ηλεκτρικό SNR, γράφεται ως [Varotsos et al. 2017a]:

$$\mu_{m,zero} = \frac{\eta^2}{N_0} \frac{A_{0,m}^2 g_m^2}{\left(\psi_m^{-2} + 1\right)^2} \left(c_m + \Omega_m\right)^2,$$
(7.9)

αφού, όπως προαναφέρθηκε, στις συγκεκριμένες συνθήκες ισχύει ότι $g_m=1$ και $\mu_{x,m}^2 = \mu_{y,m}^2 = 0$ [Varotsos et al. 2017a]. Στο σημείο αυτό σημειώνεται ότι για αναλυτικότερες πληροφορίες που αφορούν στη μεθοδολογία μέσω της οποίας εξάγονται οι παραπάνω σχέσεις για το SNR, μπορεί κάποιος να ανατρέξει στην [Ansari et al. 2016] ή/ και στο δεύτερο παράρτημα Π.ΙΙ της διατριβής.

Στο σημείο αυτό επίσης, θα πρέπει να ξεκαθαριστεί ότι για SIMO FSO συστήματα που χρησιμοποιούν διαφορική λήψη στο χώρο, το ηλεκτρικό SNR για μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, μπορεί να υποτεθεί ότι είναι ίσο με το αντίστοιγο SNR για την περίπτωση της μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, μόνο για M=1, όπου δηλαδή θα ισχύει ότι, $\mu_1 = \mu_{1,zero} = \mu$. Πράγματι, κατά την περίπτωση αυτή, η στόχευση του laser υποτίθεται ότι εκτελείται ως προς τον, μοναδικό φωτοδέκτη, και συνεπώς, υπάρχει χονδρικά μόνο η μηδενικής μετατόπισης συνιστώσα των σφαλμάτων σκόπευσης που μας προβληματίζει. Αντιθέτως, όταν M>1, κάτι τέτοιο ισχύει μόνο για μια μοναδική διαδρομή, κοινώς μόνο για μια από τις M διαθέσιμες ζεύξεις, καθώς όλες οι υπόλοιπες υφίστανται τ μη μηδενικής μετατόπισης συνιστώσες, λόγω των διαφορετικών αποστάσεων μεταξύ των φωτοδιόδων των αντίστοιχων δεκτών. Συνεπώς, το laser το οποίο βρίσκεται στην πλευρά του πομπού, αδυνατεί να ευθυγραμμιστεί πλήρως (δηλαδή με την ίδια αυστηρότητα και ακρίβεια), με όλους ταυτόχρονα τους φωτοανιχνευτές. Έτσι, δεν ευθυγραμμίζεται το ίδιο αποδοτικά με τους Μ-1 επιπρόσθετους ανιχνευτές, όπως με τον αρχικό. Διαπιστώνουμε λοιπόν, πως τα μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης εμφανίζονται πρακτικά στους επιπρόσθετους δέκτες που εισάγει η διαδικασία της διαφορικής λήψης στο χώρο, κυρίως λόγω της απόστασης που απέχουν οι τελευταίοι από τον αρχικά, αυστηρά ευθυγραμμισμένο με τον πομπό, δέκτη. Κατά αυτόν τον τρόπο, στις φωτοδιόδους των επιπρόσθετων αυτών δεκτών φθάνει χαμηλότερη οπτική ισχύς, συγκριτικά με την αντίστοιχη οπτική ισχύ που φθάνει στην είσοδο του εξαρχής ευθυγραμμισμένου δέκτη, και συνεπώς, η θεώρηση μέσω της Εξ. (7.8) των μη μηδενικής μετατόπισης συνιστωσών σφαλμάτων σκόπευσης, επιφέρει και χαμηλότερες SNR τιμές, δηλαδή $\mu_1 < \mu_{1,rem}$, για $1 < m \le M$ [Varotsos et al. 2017a].

III. ABER ανάλυση για τη SISO ζεύξη

Ο ρυθμός εσφαλμένης μετάδοσης δυαδικών συμβόλων (BER) αποτελεί μια ιδιαίτερα σημαντική μετρική για την εκτίμηση της απόδοσης κάθε τηλεπικοινωνιακού συστήματος, συμπεριλαμβανομένων βέβαια και των FSO τηλεπικοινωνιακών ζεύξεων. Όμως, ο BER εκτιμάται μέσω του στιγμιαίου ηλεκτρικού SNR, γ_m, στην πλευρά του αντίστοιχου δέκτη, το οποίο αυξομειώνεται, και συνεπώς, η τιμή του BER δεν παραμένει σταθερή. Έτσι, ο μέσος ρυθμός εσφαλμένης μετάδοσης δυαδικών συμβόλων (ABER), αν και υπολογιστικά πιο πολύπλοκος, κρίνεται ως μια πιο χρήσιμη παράμετρος για την εκτίμηση της απόδοσης των FSO συστημάτων στην

πράξη. Κινητοποιημένοι από το τελευταίο, σε αυτή την ενότητα διερευνούμε αρχικά τον ABER για μια IM/DD SISO οπτική ζεύξη με OOK, και στη συνέχεια, επεκτείνουμε αυτή τη διεργασία για ένα IM/DD SIMO σύστημα με OOK και *L*-PPM σχήματα διαμόρφωσης με OC, [Varotsos et al. 2017a].

A. SISO ζεύξη με IM/DD OOK

Θεωρώντας μια SISO IM/DD ζεύξη που χρησιμοποιεί ΟΟΚ τεχνική σηματοδοσίας, ενδέχεται να γίνουν σφάλματα στην πλευρά του δέκτη που αφορούν στον προσδιορισμό των συμβόλων που μεταδόθηκαν στην πραγματικότητα, λόγω της παρουσίας του AWGN θορύβου, [Jurado-Navas et al. 2012]. Έτσι, ο στιγμιαίος ρυθμός εσφαλμένης μετάδοσης δυαδικών συμβόλων (BER), μπορεί να εκτιμηθεί από την Εξ. (4.2), [Majumdar 2005, p.369; Tsiftsis et al. 2009; Navidpour et al. 2007; Jurado-Navas et al. 2012; Nistazakis 2013], όπου υποθέτοντας ότι p(0) = p(1) = 1/2 και P(e|0) = P(e|1), και παραλείποντας τον δείκτη *m* αφού μελετάμε SISO ζεύξη, ο BER ως συνάρτηση της κανονικοποιημένης ακτινοβολίας, *I*, μπορεί να εκτιμηθεί ως [Tsiftsis et al. 2009; Navidpour et al. 2007; Nistazakis 2013]:

$$P_{e}(I) = P(e|0,I) = P(e|1,I)$$

$$= P\left(n > \frac{\eta I}{2}\right) = P\left(n < -\frac{\eta I}{2}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\eta I}{2\sqrt{N_{0}}}\right)$$
(7.10)

όπου η erfc(.) αναπαριστά τη συμπληρωματική συνάρτηση σφάλματος (complementary error function) [Gradshteyn et al. 2000, (8.250.4)].

Ολοκληρώνοντας την Εξ. (7.14) ως προς *I*, ο αντίστοιχος ABER, $P_{e,av}$, λαμβάνεται ως [Tsiftsis et al. 2009; Navidpour et al. 2007]:

$$P_{e,av} = \int_0^\infty P_e(I) f_{I_m}(I) dI$$
(7.11)

Αντικαθιστώντας την Εξ. (7.7) στην Εξ. (7.11), προκύπτει, [Varotsos et al. 2017a]:

$$P_{e,av}^{OOK} = \frac{\psi^2 A_{(\aleph or \Re)} B_{(\aleph or \Re)}}{4A_0 g} \sum_{(\aleph or \Re)} a_{k,(\aleph or \Re)} B_{(\aleph or \Re)}^{-\frac{a+k}{2}}$$

$$\times \int_0^\infty \operatorname{erfc}\left(\frac{\eta I}{2\sqrt{N_0}}\right) G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{B_{(\aleph or \Re)}}{A_0 g} I \middle|_{\psi^2 - 1, a-1, k-1}\right) dI$$
(7.12)

Στη συνέχεια, αφού μετασχηματίσουμε την erfc(.) συνάρτηση της Εξ. (7.12) στην αντίστοιχη Meijer-G μέσω της Εξ. (Π.7), εκτελούμε την ολοκλήρωση μέσω της Εξ. (Π.8). Έτσι, προκύπτει στο

αποτέλεσμα μια νέα Meijer-G συνάρτηση, η οποία απλοποιείται αρχικά μέσω της Εξ. (Π.13) και μετασχηματίζεται στη συνέχεια μέσω της Εξ. (Π.14), ώστε τελικά, προκύπτει η παρακάτω μαθηματική έκφραση κλειστής μορφής για την εκτίμηση του ABER μιας OOK FSO ζεύξης [Jurado-Navas et al. 2012; Varotsos et al. 2017a]:

$$P_{e,av}^{OOK} = \frac{\psi^2 A_{(\aleph or \Re)}}{\pi^{3/2}} \sum_{(\aleph or \Re)} a_{k,(\aleph or \Re)} B_{(\aleph or \Re)}^{-\frac{a+k}{2}} 2^{a+k-5} \times G_{6,3}^{2,5} \left(\frac{N_0 B_{(\aleph or \Re)}^2}{4\eta^2 A_0^2 g^2} \bigg|_{\frac{\psi^2}{2}, \frac{a+1}{2}, \frac{a}{2}, \frac{k+1}{2}, \frac{k}{2}, \frac{k}{2}, 0 \right)$$
(7.13)

Επίσης, αντικαθιστώντας την Εξ. (7.8) στην Εξ. (7.13), λαμβάνουμε τον ABER για μια SISO FSO ζεύξη με IM/DD και OOK, ως συνάρτηση της αναμενόμενης τιμής του SNR, $\mu_m=\mu$, για $\mathcal{M}(\text{alaga})$ μοντελοποιημένη τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή με μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, ως εξής [Varotsos et al. 2017a]:

$$P_{e,av}^{OOK} = \frac{\psi^2 A_{(Nor\Re)}}{\pi^{3/2}} \sum_{(Nor\Re)} a_{k,(Nor\Re)} B_{(Nor\Re)}^{\frac{a+k}{2}} 2^{a+k-5} \times G_{6,3}^{2,5} \left(\frac{B_{(Nor\Re)}^2 (c+\Omega)^2}{4\mu (\psi^{-2}+1)^2} \bigg|_{\frac{\psi^2}{2}, \frac{a+1}{2}, \frac{a}{2}, \frac{k+1}{2}, \frac{k}{2}, 0 \right)$$
(7.14)

B. SISO ζεύξη με IM/DD *L*-PPM

Ένα PPM σχήμα διαμόρφωσης παρέχει γενικά υψηλότερη απόδοση ισχύος από το αντίστοιχο OOK, αλλά εις βάρος της απαίτησης για υψηλότερο εύρος ζώνης και μεγαλύτερη πολυπλοκότητα. Επίσης, ένα άλλο πλεονέκτημα της PPM έναντι της OOK είναι η απαλλαγή από το κατώφλι απόφασης, που εξαρτάται από την ισχύ εισόδου [Chand et al. 2008; Elganimi 2013; Marsh et al. 1997; Audeh et al. 1994].

Στην L-PPM, κάθε λέξη των N δυαδικών ψηφίων (bits) αντιστοιχίζεται σε ένα από τα $L=2^N$ σύμβολα και μεταδίδεται μέσω του διαθέσιμου καναλιού. Ένα L-PPM σύμβολο έχει τη μορφή ενός παλμού που μεταδίδεται σε μια από της $L=2^N$ διαδοχικές χρονοθυρίδες διάρκειας $T_S=NT_b/L$, όπου T_b είναι η χρονική διάρκεια του δυαδικού ψηφίου, με τις υπόλοιπες χρονοθυρίδες να είναι κενές. Η πληροφορία κωδικοποιείται κατά τη θέση που καταλαμβάνει ο συγκεκριμένος παλμός σταθερής ισχύος ως προς τις υπόλοιπες, N-1, άδειες χρονοθυρίδες. Η θέση του παλμού αντιστοιχεί σε δεκαδικές τιμές των N-bit δεδομένων εισόδου [Audeh et al. 1994]. Όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, έτσι και σε αυτή, ο δείκτης *m* παραλείπεται στην παρούσα ενότητα, αφού η θεωρούμενη ζεύξη είναι μια SISO ζεύξη, ενώ ο BER ως συνάρτηση της κανονικοποιημένης ακτινοβολίας, *I*, ορίζεται τώρα ως [Varotsos et al. 2017a]:

$$P_{e}^{L-PPM}\left(I\right) = \frac{L}{4} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\eta^{2}I^{2}}{8N_{0}}L\log_{2}L}\right)$$
(7.15)

Στη συνέχεια, για να εκτιμήσουμε τον ABER με το *L*-PPM σχήμα, ολοκληρώνουμε, αντίστοιχα με την ΟΟΚ περίπτωση, την Εξ. (7.15) ως προς τη μεταβλητή *I*. Έτσι, αφού αντικαταστήσουμε τις Εξ. (7.7) και Εξ. (7.15) στην Εξ. (7.11), λαμβάνουμε [Varotsos et al. 2017a]:

$$P_{e}^{L-PPM} = \frac{\psi^{2}A_{(\aleph or \Re)}B_{(\aleph or \Re)}}{8A_{0}g}L\sum_{(\aleph or \Re)}a_{k,(\aleph or \Re)}B_{(\aleph or \Re)}^{-\frac{a+k}{2}}$$

$$\times \int_{0}^{\infty} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\eta^{2}I^{2}L\log_{2}L}{8N_{0}}}\right)G_{1,3}^{3,0}\left(\frac{B_{(\aleph or \Re)}}{A_{0}g}I\Big|_{\psi^{2}-1, a-1, k-1}\right)dI$$
(7.16)

Έπειτα, μετασχηματίζουμε την erfc(.) συνάρτηση της Εξ. (7.16) στην αντίστοιχη Meijer-G συνάρτηση μέσω της Εξ. (Π.7). Έτσι, η Εξ. (7.16) πλέον γράφεται υπό όρους ολοκληρώματος με γινόμενο δυο Meijer-G συναρτήσεων, το οποίο και επιλύεται μέσω της Εξ. (Π.8). Η λύση αυτή, περιέχει μια μόνο νέα Meijer-G συνάρτηση της οποίας η τάξη μειώνεται μέσω της Εξ. (Π.13). Η νέα, μειωμένης τάξης Meijer-G συνάρτηση, μετασχηματίζεται με τη σειρά της μέσω της Εξ. (Π.14), και συνεπώς, λαμβάνουμε την ακόλουθη μαθηματική έκφραση για την εκτίμηση του ABER μιας *L*-PPM FSO ζεύξης με σφάλματα σκόπευσης και \mathcal{M} (alaga) μοντελοποιημένης τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής [Varotsos et al. 2017a]:

$$P_{e,av}^{L-PPM} = \frac{\psi^2 A_{(\aleph or \Re)} L}{\pi^{3/2}} \sum_{(\aleph or \Re)} a_{k,(\aleph or \Re)} B_{(\aleph or \Re)}^{-\frac{a+k}{2}} 2^{a+k-6} \times G_{6,3}^{2,5} \left(\frac{N_0 B_{(\aleph or \Re)}^2}{2\eta^2 L \log_2 L A_0^2 g^2} \middle| \frac{1}{2}, \frac{1}{2}, \frac{\psi^2 + 2}{2}, \frac{1}{2}, \frac{\psi^2 + 2}{2} \right)$$
(7.17)

Επίσης, αντικαθιστώντας την Εξ. (7.8) στην Εξ. (7.17), η αντίστοιχη στην τελευταία εξίσωση, έκφραση του ABER για μια SISO FSO ζεύξη με IM/DD και *L*-PPM, ως συνάρτηση της αναμενόμενης τιμής του SNR, $\mu_m=\mu$, εξάγεται ως [Varotsos et al. 2017a]:

$$P_{e,av}^{L-PPM} = \frac{\psi^2 A_{(\aleph or \Re)} L}{\pi^{3/2}} \sum_{(\aleph or \Re)} a_{k,(\aleph or \Re)} B_{(\aleph or \Re)}^{-\frac{a+k}{2}} 2^{a+k-6} \times G_{6,3}^{2,5} \left(\frac{B_{(\aleph or \Re)}^2 (c+\Omega)^2}{2\mu L \log_2 L (\psi^{-2}+1)^2} \bigg|_{\frac{\psi^2}{2}, \frac{a+1}{2}, \frac{a}{2}, \frac{k+1}{2}, \frac{k}{2}, 0 \right)$$
(7.18)

IV. ABER για SIMO ζεύξεις με διαφορική λήψη στους δέκτες

Στην ενότητα αυτή, εστιάζουμε σε εφαρμογές διαφορικής λήψης στο χώρο και στο χρόνο, και συνεπώς, οι διερευνώμενες ζεύξεις μπορούν να θεωρηθούν ότι αποτελούν ένα SIMO οπτικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα. Ειδικότερα, υποθέτουμε ότι ο πομπός εκπέμπει M αντίγραφα από το ίδιο μέρος του σήματος πληροφορίας, είτε με κατεύθυνση προς τους M αντίστοιχους δέκτες για την περίπτωση του σχήματος διαφορικής λήψης στο χώρο, είτε προς τον ίδιο δέκτη αλλά σε M διαφορετικές χρονικές στιγμές για την περίπτωση του έτερου σχήματος διαφορικής για την περίπτωση του έτερου σχήματος διαφορικής λήψης στο χρόνο [Varotsos et al. 2016a].

Α. SIMO ζεύξεις με IM/DD OOK

Στην περίπτωση της SIMO ζεύξης με IM/DD OOK, η μετρική βέλτιστης απόφασης δίνεται ως [Navidpour et al. 2007; Tsiftsis et al. 2009]:

$$P\left(\vec{y}|on, I_{m}\right) \stackrel{on}{\underset{off}{>}} P\left(\vec{y}|off, I_{m}\right), \tag{7.19}$$

όπου $\vec{y} = [y_1, y_2, ..., y_M]$ είναι το σήμα σε μορφή διανύσματος, το οποίο παράγεται από τις εκπομπές m = 1, 2, ...M, σε διαφορετικούς δέκτες ή σε διαφορετικές χρονοθυρίδες των M αντιγράφων του σήματος. Επίσης, ένα από τα πιο σημαντικά σχήματα για τη λήψη του σήματος είναι το OC (Optimal Combining) σχήμα [Navidpour et al. 2007; Tsiftsis et al. 2009; Nistazakis 2013]. Από τη στιγμή που χρησιμοποιείται η τεχνική OC με M διαδρομές για διαφορική λήψη στο δέκτη (ή στους αντίστοιχους δέκτες), ο χώρος που καταλαμβάνει η επιφάνεια (aperture) του κάθε ανιχνευτή, είναι M φορές μικρότερος από τον αντίστοιχο χώρο της επιφάνειας που θα καταλάμβανε ο ανιχνευτής, αν δεν εφαρμοζόταν η διαφορική λήψη. Για το λόγο αυτό, η διακύμανση του θορύβου σε κάθε ανιχνευτή είναι M φορές μικρότερη από τη διακύμανση του θορύβου στον ανιχνευτή του συστήματος όταν δεν εφαρμόζεται η διαφορική λήψη, δηλαδή, για κάθε ζεύξη του συστήματος διαφορικής λήψης ισχύει ότι $\sigma_{m,n}^2 = \sigma_n^2/M = N_0/(2M)$. Έτσι, ο ABER στην περίπτωσή μας δίνεται ως [Tsiftsis et al. 2009]:

$$P_{e,av,M}^{OOK} = \int_{\mathbf{I}} f_{\mathbf{I}}(\mathbf{I}) Q\left(\frac{1}{\sqrt{2MN_0}} \sqrt{\sum_{m=1}^{M} (\eta_m I_m)^2}\right) d\mathbf{I},$$
(7.20)

όπου $\mathbf{I} = [\mathbf{I}_1, \mathbf{I}_2, ..., \mathbf{I}_M]$ είναι το διάνυσμα της κανονικοποιημένης ακτινοβολίας στην πλευρά του δέκτη (ή των αντίστοιχων δεκτών) για κάθε ένα από τα *M* αντίγραφα του σήματος. Για να υπολογίσουμε το πολύπλοκο ολοκλήρωμα της Εξ. (7.20), το πρώτο βήμα είναι να αντικαταστήσουμε την προσεγγιστική σχέση της [Chiani et al. 2003] για τη συνάρτηση-*Q*, δηλαδή την $Q(x) \approx \frac{\exp(-x^2/2) + 3\exp(-2x^2/3)}{12}$, στην Εξ. (7.20). Έτσι, στην περίπτωση αυτή, το πολλαπλό ολοκλήρωμα εκτιμάται μέσω του ακόλουθου πολλαπλασιασμού των απλών ολοκληρωμάτων [Alouini et al. 2000]:

$$P_{e,av,M}^{OOK} \approx \frac{1}{12} \prod_{m=1}^{M} \int_{0}^{\infty} \exp\left(-\frac{\eta_{m}^{2} I_{m}^{2}}{4MN_{0}}\right) f_{I_{m}}\left(I_{m}\right) dI_{m} + \frac{1}{4} \prod_{m=1}^{M} \int_{0}^{\infty} \exp\left(-\frac{\eta_{m}^{2} I_{m}^{2}}{3MN_{0}}\right) f_{I_{m}}\left(I_{m}\right) dI_{m}.$$
(7.21)

Στη συνέχεια, αντικαθιστώντας την Εξ. (7.7) στην Εξ. (7.21) και χρησιμοποιώντας την Εξ. (Π.4) για το μετασχηματισμό των εκθετικών όρων στους ισοδύναμους Meijer-G όρους, λαμβάνουμε ότι [Varotsos et al. 2017a]:

$$P_{e,av,M}^{OOK} = \frac{1}{12} \prod_{m=1}^{M} \frac{\psi_m^2 A_{m,(\aleph or \Re)} B_{m,(\aleph or \Re)}}{2A_{0,m}g_m} \sum_{(\aleph or \Re)} a_{k,m,(\aleph or \Re)} B_{m,(\aleph or \Re)}^{-\frac{a_m+k}{2}} \\ \times \int_0^{\infty} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{B_{m,(\aleph or \Re)}}{A_{0,m}g_m} I_m \bigg|_{\psi_m^2 - 1, a_m - 1, k - 1} \right) G_{0,1}^{1,0} \left(\frac{\eta_m^2 I_m^2}{4MN_0} \bigg|_0^1 \right) dI_m \\ + \frac{1}{4} \prod_{m=1}^{M} \frac{\psi_m^2 A_{m,(\aleph or \Re)} B_{m,(\aleph or \Re)}}{2A_{0,m}g_m} \sum_{(\aleph or \Re)} a_{k,m,(\aleph or \Re)} B_{m,(\aleph or \Re)}^{-\frac{a_m+k}{2}} \\ \times \int_0^{\infty} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{B_{m,(\aleph or \Re)}}{A_{0,m}g_m} I_m \bigg|_{\psi_m^2 - 1, a_m - 1, k - 1} \right) G_{0,1}^{1,0} \left(\frac{\eta_m^2 I_m^2}{3MN_0} \bigg|_0^1 \right) dI_m.$$
(7.22)

Για την επίλυση των απλών ολοκληρωμάτων της Εξ. (7.22), χρησιμοποιούμε την Εξ. (Π.8) και αμέσως μετά τις Εξ. (Π.13) και Εξ. (Π.14) για την απλοποίηση και τον περεταίρω μετασχηματισμό των λύσεων, αντίστοιχα. Βάσει του ορισμού για το ηλεκτρικό SNR στην Εξ. (7.7), ο ABER του SIMO FSO συστήματος με ζεύξεις που χρησιμοποιούν ΟΟΚ διαμόρφωση και επηρεάζονται από μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης υπό $\mathcal{M}(alaga)$ μοντελοποιημένες συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, εξάγεται ως [Varotsos et al. 2017a]:

$$\begin{split} P_{e,av,M}^{OOK} &\approx \frac{1}{12} \prod_{m=1}^{M} \frac{\psi_m^2 A_{m,(\aleph or \Re)}}{\pi} \sum_{(\aleph or \Re)} a_{k,m,(\aleph or \Re)} B_{m,(\aleph or \Re)}^{-\frac{a_m + k}{2}} 2^{a_m + k - 4} \\ &\times G_{5,2}^{1,5} \Biggl[\frac{4M B_{m,(\aleph or \Re)}^2 (c_m + \Omega_m)^2}{16\mu_m (\psi_m^{-2} + 1)^2} \Biggl| \frac{\psi_m^2}{2}, \frac{a_m + 1}{2}, \frac{a_m}{2}, \frac{k + 1}{2}, \frac{k}{2} \Biggr] \\ &+ \frac{1}{4} \prod_{m=1}^{M} \frac{\psi_m^2 A_{m,(\aleph or \Re)}}{\pi} \sum_{(\aleph or \Re)} a_{k,m,(\aleph or \Re)} B_{m,(\aleph or \Re)}^{-\frac{a_m + k}{2}} 2^{a_m + k - 4} \\ &\times G_{5,2}^{1,5} \Biggl[\frac{3M B_{m,(\aleph or \Re)}^2 (c_m + \Omega_m)^2}{16\mu_m (\psi_m^{-2} + 1)^2} \Biggr| \frac{\psi_m^2}{2}, \frac{a_m + 1}{2}, \frac{a_m}{2}, \frac{k + 1}{2}, \frac{k}{2} \Biggr] . \end{split}$$
(7.23)

Υποθέτοντας τώρα την περίπτωση του σχήματος διαφορικής λήψης στο χρόνο, δηλαδή, έναν πομπό και ένα δέκτη με πολλαπλές μεταδόσεις του σήματος σε διαφορετικές χρονοθυρίδες, [Xu et al. 2009; Nistazakis 2013], και λαμβάνοντας υπόψη τους περιορισμούς που απορρέουν από το γεγονός ότι οι FSO ζεύξεις έχουν χαρακτηριστικά διαλείψεων με χρόνο συμφωνίας της τάξης των msec [Chan 2006], ισχύει ότι $\Psi_1 = ... = \Psi_M = \Psi$, $a_1 = ... = a_M = a$, $A_{(Nor R)} = A_{I,(Nor R)} = ... = A_{M,(Nor R)}$, $B_{(Nor R)} = B_{I,(Nor R)} = ... = B_{M,(Nor R)}$, $a_{k,(Nor R)} = a_{k,I,(Nor R)} = ... = a_{k,M,(Nor R)}$, καθώς επίσης και $\mu_1 = ... = \mu_M = \mu$. Έτσι, καταλήγουμε στην παρακάτω έκφραση του ABER για το SIMO OOK FSO σύστημα με μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης και $\mathcal{M}(alaga)$ μοντελοποιημένο τυρβώδες ατμοσφαιρικό κανάλι [Varotsos et al. 2017a]:

$$P_{e,av,M}^{OOK,TD} \approx \frac{1}{12} \left[\frac{\psi^2 A_{(Nor\Re)}}{\pi} \sum_{(Nor\Re)} a_{k,(Nor\Re)} B_{(Nor\Re)}^{-\frac{a+k}{2}} 2^{a+k-4} \right] \\ \times G_{5,2}^{1.5} \left(\frac{4MB_{(Nor\Re)}^2 (c+\Omega)^2}{16\mu (\psi^{-2}+1)^2} \left| \frac{\psi^2}{2}, \frac{a+1}{2}, \frac{a}{2}, \frac{k+1}{2}, \frac{k}{2} \right| \right]^{M} \\ + \frac{1}{4} \left[\frac{\psi^2 A_{(Nor\Re)}}{\pi} \sum_{(Nor\Re)} a_{k,(Nor\Re)} B_{(Nor\Re)}^{-\frac{a+k}{2}} 2^{a+k-4} \right] \\ \times G_{5,2}^{1.5} \left(\frac{3MB_{(Nor\Re)}^2 (c+\Omega)^2}{16\mu (\psi^{-2}+1)^2} \left| \frac{\psi^2}{2}, \frac{a+1}{2}, \frac{a}{2}, \frac{k+1}{2}, \frac{k}{2} \right] \right]^{M} .$$
(7.24)

Β. SIMO ζεύξεις με IM/DD PPM

Με βάση την Εξ. (7.15), για τα *M* αντίγραφα του οπτικού σήματος με *L*-PPM, ο ABER του SIMO FSO συστήματος εξάγεται ως [Varotsos et al. 2017a]:

$$P_{e,av,M}^{L-PPM} = \frac{L}{2} \int_{\mathbf{I}} f_{\mathbf{I}}(\mathbf{I}) Q\left(\sqrt{\frac{L\log_2 L}{4MN_0}} \sqrt{\sum_{m=1}^{M} (\eta_m^2 I_m^2)}\right) d\mathbf{I}$$
(7.25)

Χρησιμοποιώντας την ίδια, προαναφερθείσα έκφραση για τη συνάρτηση-Q [Chiani et al. 2003; Chan 2006; Alouini et al. 2000], λαμβάνουμε ότι [Varotsos et al. 2017b]:

$$P_{e,av,M}^{L-PPM} \approx \frac{L}{24} \prod_{m=1}^{M} \int_{0}^{\infty} \exp\left(-\frac{L \log_{2} L \eta_{m}^{2} I_{m}^{2}}{8MN_{0}}\right) f_{I_{m}}\left(I_{m}\right) dI_{m} + \frac{L}{8} \prod_{m=1}^{M} \int_{0}^{\infty} \exp\left(-\frac{L \log_{2} L \eta_{m}^{2} I_{m}^{2}}{6MN_{0}}\right) f_{I_{m}}\left(I_{m}\right) dI_{m}$$
(7.26)

Αφού αντικαταστήσουμε την Εξ. (7.7) στην Εξ. (7.26), χρησιμοποιούμε την Εξ. (Π.4) για να μετασχηματίσουμε τις παραπάνω εκθετικές συναρτήσεις σε όρους Meijer-G συναρτήσεων. Ύστερα, λύνουμε τα ολοκληρώματα χρησιμοποιώντας την Εξ. (Π.8) και αμέσως μετά τις Εξ. (Π.13) και Εξ. (Π.14) για την απλοποίηση και τον περεταίρω μετασχηματισμό των λύσεων, αντίστοιχα. Λαμβάνοντας επίσης υπόψη τον ορισμό του ηλεκτρικού SNR που δίνεται στην Εξ. (7.7), εξάγουμε το ABER, για SIMO FSO σύστημα οπτικών ζεύξεων που χρησιμοποιούν *L*-PPM διαμόρφωση, με μη

μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης και *M*(*alaga*) μοντελοποιημένα τυρβώδη ατμοσφαιρικά κανάλια [Varotsos et al. 2017a]:

$$\begin{split} P_{e,av,M}^{L-PPM} &\approx \frac{L}{24} \prod_{m=1}^{M} \frac{\psi_{m}^{2} A_{m,(Nor\Re)}}{\pi} \sum_{(Nor\Re)} a_{k,m,(Nor\Re)} B_{m,(Nor\Re)}^{-\frac{a_{m}+k}{2}} 2^{a_{m}+k-4} \\ &\times G_{5,2}^{1.5} \Biggl[\frac{MB_{m,(Nor\Re)}^{2} \left(c_{m} + \Omega_{m} \right)^{2}}{2 \mu_{m} L \log_{2} L \left(\psi_{m}^{-2} + 1 \right)^{2}} \Biggl| \frac{\psi_{m}^{2}}{2}, \frac{a_{m}+1}{2}, \frac{a_{m}}{2}, \frac{k+1}{2}, \frac{k}{2} \Biggr) \\ &+ \frac{L}{8} \prod_{m=1}^{M} \frac{\psi_{m}^{2} A_{m,(Nor\Re)}}{\pi} \sum_{(Nor\Re)} a_{k,m,(Nor\Re)} B_{m,(Nor\Re)}^{-\frac{a_{m}+k}{2}} 2^{a_{m}+k-4} \\ &\times G_{5,2}^{1.5} \Biggl(\frac{3MB_{m,(Nor\Re)}^{2} \left(c_{m} + \Omega_{m} \right)^{2}}{8 \mu_{m} L \log_{2} L \left(\psi_{m}^{-2} + 1 \right)^{2}} \Biggr| \frac{\psi_{m}^{2}}{2}, \frac{a_{m}+1}{2}, \frac{a_{m}}{2}, \frac{k+1}{2}, \frac{k}{2} \Biggr) . \end{split}$$
(7.27)

Στη συνέχεια, θεωρώντας την εφαρμογή διαφορικής λήψης στο χρόνο και λαμβάνοντας βέβαια υπόψη τις προαναφερθείσες υποθέσεις και περιορισμούς, η Εξ. (7.27) μετασχηματίζεται στην αμέσως ακόλουθη που αναπαριστά τον ABER ενός SIMO FSO συστήματος με διαφορική λήψη στο χρόνο, το οποίο χρησιμοποιεί *L*-PPM διαμόρφωση υπό την παρουσία μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης και καναλιών με $\mathcal{M}(alaga)$ μοντελοποιημένη τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή [Varotsos et al. 2017a]:

$$P_{e,av,M}^{L-PPM} \approx \frac{L}{24} \left[\frac{\Psi_m^2 A_{m,(\aleph or \Re)}}{\pi} \sum_{(\aleph or \Re)} a_{k,(\aleph or \Re)} B_{(\aleph or \Re)}^{-\frac{a+k}{2}} 2^{a+k-4} \right] \\ \times G_{5,2}^{1.5} \left[\frac{M B_{(\aleph or \Re)}^2 (c+\Omega)^2}{2\mu L \log_2 L (\Psi^{-2}+1)^2} \right] \frac{1}{2} \frac{\psi^2}{2}, \quad \frac{a+1}{2}, \quad \frac{a}{2}, \quad \frac{k+1}{2}, \quad \frac{k}{2} \right] \right]^{M} \\ + \frac{L}{8} \left[\frac{\Psi_m^2 A_{m,(\aleph or \Re)}}{\pi} \sum_{(\aleph or \Re)} a_{k,(\aleph or \Re)} B_{(\aleph or \Re)}^{-\frac{a+k}{2}} 2^{a+k-4} \right] \\ \times G_{5,2}^{1.5} \left[\frac{3M B_{(\aleph or \Re)}^2 (c+\Omega)^2}{8\mu L \log_2 L (\Psi^{-2}+1)^2} \right] \frac{1}{2}, \quad \frac{\psi^2+2}{2}, \quad \frac{a+1}{2}, \quad \frac{a}{2}, \quad \frac{k+1}{2}, \quad \frac{k}{2} \right]^{M} .$$
(7.28)

V. Αριθμητικά αποτελέσματα

Στην ενότητα αυτή, παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα της απόδοσης που παρέγονται από τις ABER μαθηματικές εκφράσεις κλειστής μορφής που εξήχθησαν παραπάνω, δηλαδή τις Εξ. (7.14), (7.18), (7.23), (7.24), (7.27) και (7.28), ενώ επίσης, χρησιμοποιούμε Monte Carlo προσομοιώσεις για να επικυρώσουμε την ακρίβεια των εξαγόμενων μαθηματικών εκφράσεων και αποτελεσμάτων. Ο κύριος στόχος είναι να φανερώσουμε την επίδραση της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, των (μη) μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης και της εφαρμογής της διαφορικής λήψης στον ABER ενός SIMO FSO συστήματος, το οποίο χρησιμοποιεί, είτε OOK, είτε L-PPM, με IM/DD, με M(alaga) μοντελοποιημένα τυρβώδη ατμοσφαιρικά κανάλια. Σε αυτή την κατεύθυνση, και χωρίς βλάβη της γενικότητας, διερευνούμε ένα επίγειο SIMO FSO σύστημα με οριζόντιες οπτικές διαδρομές, το οποίο χρησιμοποιεί και τα δυο σχήματα διαμόρφωσης για ποικίλες συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Το συγκεκριμένο FSO σύστημα μπορεί να είναι, είτε ένα πραγματικό SIMO σύστημα διαφορικής λήψης στο χώρο με την ίδια απόσταση ανάμεσα στον πομπό και τον εκάστοτε, πανομοιότυπων χαρακτηριστικών δέκτη, είτε ένα εικονικό SIMO σύστημα διαφορικής λήψης στο χρόνο. Χωρίς βλάβη της γενικότητας, στην τελευταία περίπτωση παραλείπουμε τον δείκτη m, εφόσον στην ενότητα αυτή υποθέτουμε στατιστικά ανεξάρτητες και ισόνομες (με την ίδια κατανομή) διαλείψεις έντασης, με εξαίρεση βέβαια τη στατιστική των διαλείψεων που οφείλονται σε σφάλματα σκόπευσης λόγω της μη μηδενικής μετατόπισης.

Για να παρουσιάσουμε τα κατάλληλα αριθμητικά αποτελέσματα και να εκτιμήσουμε την ανάλυσή μας για την απόδοση τέτοιων FSO συστημάτων σε πρακτικές συνθήκες, υιοθετούμε διάφορες τιμές παραμέτρων του πραγματικού FSO συστήματος που περιγράφεται στις [Jurado-Navas et al. 2012; Boluda-Ruiz et al. 2016a]. Αναφορικά με τη $\mathcal{M}(alaga)$ μοντελοποιημένη τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή, θεωρούμε μερικές πρακτικές τιμές που ελήφθησαν από κάποιες, πειραματικού σκοπού, μετρήσεις που εκτελέστηκαν στο πανεπιστήμιο της Wesada, στην Ιαπωνία, στις 15 Οκτωβρίου του 2009, όπως ακριβώς δημοσιεύτηκαν εξάλλου στην [Jurado-Navas et al. 2012]. Ειδικότερα, η τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή εξαρτάται από τη διακύμανση του *Rytov*, που ορίζεται ως $\sigma_R^2 = 1.23C_n^2 (2\pi/\lambda)^{7/6} L^{11/6}$ και η οποία είναι σταθερή και λαμβάνει την τιμή $\sigma_R^2 = 0.36$ για παράμετρο κατανομής του δείκτη διάθλασης στην ατμόσφαιρα $C_n^2 = 8.3 \times 10^{-15} \text{m}^{-2/3}$ με FSO απόσταση διάδοσης *L*=1km και εφαρμοζόμενο μήκος κύματος λειτουργίας λ=785nm. Έτσι, υποθέτουμε ότι η τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή για τη LOS συνιστώσα καθώς και για τη συζευγμένης στη LOS συνιστώσα, έχει την ίδια ένταση (σ_R^2 =0.36), και οι συνολικές διακυμάνσεις έντασης λόγω της $\mathcal{M}(\text{alaga})$ προσομοιωμένης ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής καθορίζονται από την παράμετρο ρ , η οποία ορίζει το ποσό της σκεδαζόμενης ισχύος της συζευγμένης στη LOS συνιστώσα. Με βάση τη [Jurado-Navas et al. 2012, Σχήμα 3], υιοθετούμε τις ακόλουθες τιμές παραμέτρων: $(a, b, \rho)=(11, 4, 1), (a, b, \rho)=(10, 5, 0.95), (a, b, \rho)=(25, 10, 0.75).$ Επίσης, κανονικοποιούμε τη μέση οπτική ισχύ της FSO ζεύξης, δηλαδή, Ω+2b₀=1, Ω=0.5, b₀=0.25. Σημειώνεται ότι χωρίς βλάβη της γενικότητας, αλλά παρά μόνο για λόγους απλότητας, η τελευταία υπόθεση ισχύει για όλες τις περιπτώσεις που θα παρουσιάσουμε παρακάτω.

Επιπλέον, για να διερευνήσουμε την επίδραση των διαλείψεων λόγω της ατελούς ευθυγράμμισης των τερματικών, υποθέτουμε ότι (r_a , w_z/r_a , μ_x/r_a , μ_y/r_a)= (5cm, 10, 1, 2) και τις αντίστοιχα ακόλουθες τιμές της παραμέτρου ψ_m για την περίπτωση της μη μηδενικής μετατόπισης, που παρουσιάζονται στην [Boluda-Ruiz et al. 2016a]. Συγκεκριμένα, η παράμετρος ψ_m λαμβάνει τις τιμές 2.52, 1.3 ή 0.59, για το συνδυασμό των παραμέτρων (σ_x/r_a , σ_y/r_a)= (2, 1), (σ_x/r_a , σ_y/r_a)= (4, 3), και (σ_x/r_a , σ_y/r_a)= (9, 7), αντίστοιχα. Όπως έχει εξάλλου ήδη εξηγηθεί, όταν θεωρούνται πολλαπλοί δέκτες, η συνιστώσα μετατόπισης (boresight) μηδενίζεται μόνο για έναν φωτοδέκτη, στον οποίο είναι εφικτή η ακριβέστερη δυνατή ευθυγράμμιση. Στην περίπτωση αυτή, τα στατιστικά των διαλείψεων λόγω μη τέλειας ευθυγράμμισης, είναι αυτά που περιγράφει η [Farid et al. 2007], δηλαδή, η ακτινική μετατόπιση μελετάται μέσω της *Raleigh* κατανομής, και συνεπώς, ισχύει ότι (μ_x/r_a , μ_y/r_a)=(0,0) και σ_x = σ_y . Έτσι, για το FSO κανάλι μηδενικής συνιστώσας μετατόπισης, η παράμετρος ψ_m λαμβάνει την τιμή 5.03 για (r_a , w_z/r_a , μ_x/r_a , μ_y/r_a)=(5cm, 10, 1, 2), που είναι έγκυρη για την περίπτωση της πολύ καλής ευθυγράμμισης των τερματικών, με πολύ ασθενούς ισχύος σφάλματα σκόπευσης.

Επιπρόσθετα, το σύστημα μπορεί να λειτουργήσει ως SISO ζεύξη, όπου M=1, δηλαδή με έναν πομπό και ένα δέκτη, ή λόγω διαφορικής λήψης ως SIMO σύστημα, όπου M=2 ή M=3, δηλαδή με έναν πομπό και 2 ή 3 δέκτες αντίστοιχα, οι οποίοι μάλιστα μπορεί να είναι, είτε πραγματικοί, είτε εικονικοί, ανάλογα με τη τεχνική διαφορικής λήψης που εφαρμόζεται.

Το Σχήμα 7.1 παρουσιάζει την εξάρτηση του ABER από το ηλεκτρικό SNR του εκάστοτε FSO καναλιού του συστήματος, για διαφορετικά ποσά σκεδαζόμενης ισχύος της συζευγμένης στη LOS συνιστώσας, που εκφράζονται μέσω της παραμέτρου ρ . Συνάγεται ότι για χαμηλότερες τιμές της παραμέτρου ρ , δηλαδή για μικρότερο ποσό σκεδαζόμενης ισχύος της συζευγμένης στη LOS συνιστώσας και άρα για μεγαλύτερη ενέργεια που σκεδάζεται από τους έκκεντρους θύλακες (τους σκεδαστές που βρίσκονται ακριβώς πάνω στην κατεύθυνση διάδοσης της δέσμης), παρατηρούνται υποβαθμίσεις στην απόδοση του συστήματος. Στο ίδιο πλαίσιο, το σύστημα βελτιστοποιεί την απόδοσή του όταν ρ =1, που αναπαριστά την περίπτωση μη ύπαρξης συνιστώσας που

σκεδάζεται από έκκεντρους θύλακες. Η τελευταία περίπτωση μάλιστα αντιστοιχεί στη Γ - Γ κατανεμημένη τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή. Επίσης, τα αποτελέσματα του Σχήματος 7.1 λαμβάνονται για FSO σύστημα που διαθέτει δύο φωτοδέκτες. Έτσι, τα στατιστικά διαλείψεων λόγω σφαλμάτων σκόπευσης για το πρώτο κανάλι εκφράζονται από την παράμετρο ψ_1 , η οποία αντιστοιχεί στην περίπτωση της μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, όπου δηλαδή, η ευθυγράμμιση με τον πομπό πραγματοποιείται ως προς τον αντίστοιχο (πρώτο) φωτοδέκτη. Αναφορικά με το δεύτερο φωτοδέκτη, θα υπάρχει μη μηδενική συνιστώσα σφαλμάτων σκόπευσης, η οποία θα εκφράζεται αντίστοιχα από την παράμετρο ψ_2 , για διάφορες συνθήκες ισχύος του φαινομένου αυτού. Όταν η τιμή της ψ_2 είναι μεγαλύτερη (όπου οι κανουικοποιημένες μη πανομοιότυπες jitter συνιστώσες σ_x/r_a και σ_y/r_a είναι μικρότερες), το φαινόμενο των σφαλμάτων σκόπευσης και το σύστημα διαφορικής λήψης αποδοτικότερο.



Σχήμα 7.1: ABER συναρτήσει του ηλεκτρικού SNR του FSO συστήματος για διαφορετικές τιμές της παραμέτρου τυρβώδους ροής, ρ_M, και διαφορετικές συνθήκες σφαλμάτων σκόπευσης [Varotsos et al. 2017a].

Στο Σχήμα 7.2 απεικονίζεται η εξάρτηση του ABER από το ηλεκτρικό SNR του εκάστοτε FSO καναλιού του συστήματος για διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης. Παρατηρείται ότι το FSO σύστημα είναι αποδοτικότερο όταν χρησιμοποιείται IM/DD PMM σχήμα διαμόρφωσης, με όσο το δυνατόν περισσότερες χρονοθυρίδες. Όμως, παρά τη βελτίωση της απόδοσης ισχύος που επιτυγχάνει η αύξηση του αριθμού των χρησιμοποιούμενων χρονοθυρίδων, συγκριτικά εξάλλου και με την

απόδοση ισχύος της ΟΟΚ, ο μεγαλύτερος αριθμός χρονοθυρίδων στα PPM σχήματα οδηγεί παράλληλα και σε απαιτήσεις για υψηλότερο εύρος ζώνης και μεγαλύτερη πολυπλοκότητα του συστήματος. Επίσης, στο Σχήμα 7.2 παρουσιάζονται διάφορες περιπτώσεις με διαφορετικά ποσά σκεδαζόμενης ισχύος της συζευγμένης στη LOS συνιστώσα, με το συμπέρασμα να παραμένει ίδιο με το Σχήμα 7.1, δηλαδή ότι οι μικρότερες τιμές της παραμέτρου ρ αντιστοιχούν σε ισχυρότερες σκεδάσεις επάνω στον LOS άξονα διάδοσης του οπτικού σήματος. Επίπρόσθετα σημειώνεται ότι για την επίτευξη της σωστής σύγκρισης, τα συγκρινόμενα ως προς την απόδοση ισχύος σχήματα διαμόρφωσης, αντιμετωπίζουν κατά αντιστοιχία πανομοιότυπες $\mathcal{M}(alaga)$ προσομοιωμένες συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής.



Σχήμα 7.2: ABER συναρτήσει του ηλεκτρικού SNR του FSO συστήματος για διαφορετικές τιμές της παραμέτρου τυρβώδους ροής, ρ_M, και διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης [Varotsos et al. 2017a].

Το Σχήμα 7.3 δείχνει την εξάρτηση του ABER από το ηλεκτρικό SNR του εκάστοτε FSO καναλιού του συστήματος για διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης, με διαφορετικά επίσης σφάλματα σκόπευσης. Υποθέτοντας ότι το πρώτο FSO κανάλι περιγράφει τα σφάλματα σκόπευσης μηδενικής μετατόπισης και πολύ μικρών jitter συνιστωσών (παράμετρος ψ_1), παρατηρείται και συνάγεται ότι η ισχύς των σφαλμάτων σκόπευσης για το δεύτερο κανάλι (παράμετρος ψ_2), είναι σημαντικά υψηλότερη, και συνεπώς, είναι αυτή που καθορίζει την απόδοση του FSO συστήματος για τα διάφορα εφαρμοζόμενα σχήματα διαμόρφωσης.



Σχήμα 7.3: ABER συναρτήσει του ηλεκτρικού SNR του FSO συστήματος για διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης και διαφορετικές συνθήκες σφαλμάτων σκόπευσης [Varotsos et al. 2017a].

Στο Σχήμα 7.4 παρουσιάζεται η εξάρτηση της ABER απόδοσης από το ηλεκτρικό SNR του εκάστοτε FSO καναλιού του συστήματος για διαφορετικό αριθμό φωτοδεκτών. Η ωφέλιμη επίδραση της μεθόδου της διαφορικής λήψης στη διαθεσιμότητα του συστήματος διαφαίνεται ξεκάθαρα, μέσω της σημαντικής μείωσης των τιμών της μετρικής του ABER που λαμβάνουμε, καθώς αυξάνεται η παράμετρος Μ της διαφορικής λήψης. Παρ' όλα αυτά, για το σχήμα διαφορικής λήψης στο χρόνο, αυτή η μείωση του ABER του συστήματος συμβαίνει σε βάρος του ρυθμού δεδομένων που υποστηρίζει το σύστημα, αφού όπως εξηγήθηκε παραπάνω, το ίδιο σήμα πληροφορίας αποστέλλεται και λαμβάνεται από τα ίδια τερματικά πομπού και δέκτη, αντίστοιχα, πάνω από μια φορά μέσα σε ένα συγκεκριμένο χρονικό διάστημα, έτσι ώστε να αυξηθεί εικονικά ο αριθμός των δεκτών. Επίσης, η χρήση του σχήματος διαφορικής λήψης στο χρόνο απαιτεί μια πολύ μεγάλη χωρητικότητα αποθήκευσης (buffering capacity) γεγονός που προκαλεί μια επιπρόσθετη καθυστέρηση στο σύστημα για τη μετάδοση της όλης πληροφορίας. Επιπρόσθετα, στο Σχήμα 7.4, παρατηρείται η επίδραση της παραμέτρου ρ, και άρα της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, για υλοποιήσεις του συστήματος με διαφορετικό αριθμό φωτοανιχνευτών. Έτσι, από το Σχήμα 7.4, παρατηρείται ότι αυξάνοντας τον αριθμό των οπτικών ζεύξεων του συστήματος, (είτε εικονικών, είτε πραγματικών), επιτυγχάνουμε ασθενέστερη επίδραση των συνιστωσών σκέδασης, δηλαδή, λόγω της εφαρμογής της μεθόδου της διαφορικής λήψης το οπτικό σήμα σκεδάζεται σε μικρότερο βαθμό.



Σχήμα 7.4: ABER συναρτήσει του ηλεκτρικού SNR του FSO συστήματος για διαφορετικές τιμές της παραμέτρου ρ και διαφορετικό αριθμό φωτοανιχνευτών [Varotsos et al. 2017a].

Στο Σχήμα 7.5 απεικονίζεται η εξάρτηση του ABER από το ηλεκτρικό SNR του εκάστοτε FSO καναλιού του συστήματος για διαφορετικό αριθμό φωτοδεκτών, θεωρώντας διαφορετικής ισχύος σφάλματα σκόπευσης. Όπως έχει ήδη εξηγηθεί, όλοι οι φωτοδέκτες του σχήματος διαφορικής λήψης στο χώρο, χρησιμοποιούν την ίδια οπτική δέσμη αλλά ο καθένας με διαφορετική συνιστώσα μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης. Έτσι, η κάθε μία από τις Μ συνολικά ζεύξεις αντιμετωπίζει διαφορετικής έντασης διαλείψεων λόγω ατελούς ευθυγράμμισης των τερματικών. Αυτό λοιπόν οφείλεται στη συνιστώσα μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, η οποία διαφέρει από ζεύξη σε ζεύξη, λόγω την διαφορετικής απόστασης που απέχουν μεταξύ τους οι ανιχνευτές (φωτοδέκτες). Πιο συγκεκριμένα, όπως εξηγήθηκε παραπάνω, μόνο μία και μοναδική ζεύξη μπορεί να έχει τη συνιστώσα αυτή ίση με το μηδέν, και συνεπώς, να αντιμετωπίζει αποκλειστικά και μόνο μηδενικής συνιστώσας σφάλματα σκόπευσης. Για όλους τους υπόλοιπους ανιχνευτές του συστήματος η συνιστώσα αυτή είναι μη μηδενική, εξού και το γεγονός ότι όλες οι υπόλοιπες ζεύξεις του SIMO συστήματος αντιμετωπίζουν μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης. Στο Σχήμα 7.5 υποθέτουμε οι κανονικοποιημένες jitter συνιστώσες είναι πολύ μικρές, και ως εκ τούτου, τα συνολικά σφάλματα σκόπευσης είναι ασθενούς ισχύος για τον αντίστοιχο φωτοανιχνευτή, όπου ψ_1 =5.03 για (μ_x/r_a , μ_y/r_a , σ_x/r_a , σ_y/r_a) =(0, 0, 1, 1). Επίσης, στο Σχήμα 7.5, για M=3 θεωρούμε τρία σενάρια: (ψ_1 =5.03, ψ_2 =1.3, ψ_3 =1.3), (ψ_1 =5.03, ψ_2 =5.03, ψ_3 =1.3) και (ψ_1 =5.03,

 ψ_2 =5.03, ψ_3 =5.03). Το πρώτο σενάριο, (ψ_1 =5.03, ψ_2 =1.3, ψ_3 =1.3), είναι το πιο πρακτικά κοινό σενάριο, καθώς είναι έγκυρο κυρίως για την περίπτωση διαφορικής λήψης στο χώρο όπου η μία ζεύξη έχει μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης και οι άλλες δύο αντιμετωπίζουν πανομοιότυπα, μη μηδενικής μετατόπισης, ισχυρότερα σφάλματα σκόπευσης (προφανώς οι δυο τελευταίοι ανιχνευτές ισαπέχουν από τον ανιχνευτή της πρώτης ζεύξης με τα μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης). Το δεύτερο σενάριο, (ψ_1 =5.03, ψ_2 =5.03, ψ_3 =1.3), παρουσιάζει υψηλότερη απόδοση από το πρώτο, καθώς θεωρεί ότι το σύστημα επιτυγχάνει μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης για δύο φωτοδέκτες, ενώ το τρίτο σενάριο, (ψ_1 =5.03, ψ_2 =5.03, ψ_3 =5.03), το ιδανικότερο και άρα το αποδοτικότερο όλων, θεωρεί πως όλοι οι φωτοδέκτες επιτυγχάνουν κάτι τέτοιο. Το δεύτερο και ειδικά το τρίτο σενάριο είναι πρακτικά πολύ δύσκολο να επιτευχθούν στην πράξη για διαφορική λήψη στο χώρο, αλλά φαντάζουν εφικτά ως περιπτώσεις διαφορικής λήψη στο χρόνο όπου στην πραγματικότητα έχουμε μια μοναδική ζεύξη με έναν πραγματικό δέκτη. Σε κάθε περίπτωση πάντως, τα αποτελέσματα των τριών αυτών σεναρίων στο Σχήμα 7.5, αναδεικνύουν το σημαντικό ρόλο που παίζει το ζήτημα της κατάλληλης τοποθέτησης των FSO τερματικών στο χώρο, ώστε να εξασφαλίζεται η βέλτιστη ευθυγράμμισή τους, κατά τη διάρκεια της σχεδίασης και της υλοποίησης κάθε SIMO FSO συστήματος.

Τα αριθμητικά αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν παραπάνω υποδεικνύουν ότι η επιλογή του κατάλληλου σχήματος διαμόρφωσης σε συνδυασμό με τη χρήση της μεθόδου της διαφορικής λήψης, μπορούν να ενισχύσουν σημαντικά την απόδοση του εξεταζόμενου FSO συστήματος. Πράγματι, στην περίπτωση των SISO ζεύξεων παρατηρούμε αυξημένες τιμές του ABER, λόγω του ότι υπάρχει μόνο ένα διαθέσιμο ασύρματο μονοπάτι που μπορεί να μεταδώσει δεδομένα πληροφορίας, το όποιο όμως, είναι ισχυρά ευάλωτο στις συνδυαστικές διαλείψεις του σήματος που, από κοινού προκαλούν, τα αναπόφευκτα φαινόμενα της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και της ατελούς ευθυγράμμισης των FSO τερματικών. Επιπρόσθετα, η σύγκριση ανάμεσα στα λαμβανόμενα αποτελέσματα που παρέχουν οι προσεγγιστικές μαθηματικές εκφράσεις που εξήχθησαν μέσω της ανάλυσης που προτάθηκε, με τα αντίστοιχα αποτελέσματα των αριθμητικών προσομοιώσεων, φανερώνει ότι οι εξαχθείσες εκφράσεις είναι εξαιρετικάν SISO και SIMO FSO τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, λαμβάνοντας υπόψη τις εκάστοτε φυσικές παραμέτρους του οπτικού συστήματος.

VI. Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό, μελετήθηκε η συνδυαστική επίδραση της $\mathcal{M}(alaga)$ μοντελοποιημένης τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και των (μη) μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, στην απόδοση ενός FSO τηλεπικοινωνιακού συστήματος με ή χωρίς διαφορική λήψη στην πλευρά του δέκτη, δηλαδή SISO και SIMO FSO ζεύξεις, που χρησιμοποιούν IM/DD είτε με ΟΟΚ είτε με L-ΡΡΜ τεχνική σηματοδοσίας και την ΟC μέθοδο στην πλευρά του δέκτη (ή των δεκτών). Κάτω από αυτές τις προϋποθέσεις, καταφέραμε να εξάγουμε νέες εκφράσεις κλειστής μορφής για το ABER του ασύρματου οπτικού συστήματος, συναρτήσει του αναμενόμενου ηλεκτρικού SNR. Χρησιμοποιώντας τις εξαχθείσες αυτές εκφράσεις, παρουσιάσαμε αριθμητικά αποτελέσματα τα οποία αποδεικνύουν ότι μπορούμε να επιτύχουμε σημαντικό κέρδος (αναβάθμιση) στην απόδοση και τη διαθεσιμότητα του συστήματος όταν εφαρμόζονται πολλαπλοί ανιχνευτές για τη λήψη του οπτικού σήματος, με το πιο σύνθετο L-PPM σχήμα σηματοδοσίας. Τέλος, τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που παρουσιάσαμε, πιστοποιούν την ακρίβεια των μαθηματικών εκφράσεων που εξήχθησαν.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

Απόδοση FSO συστημάτων τηλεπικοινωνιών με ενδιάμεσους σειριακούς αναγεννητές σήματος, GVD τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή και σφάλματα σκόπευσης.

Ι. Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο θεωρούμε ένα τυπικό επίγειο FSO σύστημα, το οποίο μπορεί να χρησιμοποιεί σειριακά συνδεδεμένους αναγεννητές (DF relays) υλοποιώντας έτσι διάφορα FSO σχήματα, μεγαλύτερης ωφέλιμης εμβέλειας, με αναγεννητές, κάτω από διαφορετικές συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, μοντελοποιημένων μέσω της ακριβέστατης *Γ-Γ* κατανομής, διασποράς ομαδικής ταχύτητας και διαφορετικής σημαντικότητας σφαλμάτων σκόπευσης μηδενικής μετατόπισης μεταξύ των κόμβων του συστήματος. Υπό αυτές τις προϋποθέσεις, η απόδοση του FSO συστήματος αξιολογείται βάσει της μετρικής της πιθανότητας της διάλειψης του (probability of fade). Έτσι, εξάγονται εκφράσεις κλειστής μορφής για την πιθανότητα διάλειψης ενός τέτοιου συστήματος αναγεννητών, οι οποίες μαζί με τα αντίστοιχα αριθμητικά αποτελέσματα αναδεικνύουν την ωφέλιμη επίδραση της χρησιμοποίησης των αναγεννητών καθώς και του φαινομένου της διασποράς ομαδικής ταχύτητας, για συγκεκριμένα χαρακτηριστικά ζεύξης, στην FSO απόδοση.

ΙΙ. Μοντέλο Συστήματος

Α. Βασικές υποθέσεις

Το θεωρούμενο FSO σύστημα χρησιμοποιεί M σειριακά συνδεδεμένους αναγεννητές από την πηγής έως τον προορισμό, με αποτέλεσμα να σχηματίζονται M+1 ενδιάμεσες οπτικές ζεύξεις ή αλλιώς άλματα (hops). Επίσης, το σύστημα χρησιμοποιεί IM/DD με OOK σχήμα διαμόρφωσης. Σε τέτοια συστήματα, ο αναγεννητής αποκωδικοποιεί το σήμα μετά την άμεση ανίχνευση, το διαμορφώνει με OOK σηματοδοσία και το επαναμεταδίδει στον επόμενο κόμβο (ο οποίος μπορεί να είναι είτε κάποιος άλλος αναγεννητής είτε ο προορισμός), παρά μόνο εάν η οπτική ακτινοβολία που δέχεται στην είσοδό του ξεπερνά ένα δεδομένο, κατάλληλο για την αποκωδικοποίηση της ακτινοβολίας, κατώφλι. Η διαδικασία αυτή συνεχίζεται έως ότου τα δεδομένα της πηγής φθάσουν στον κόμβο προορισμού [Safari et al. 2008]. Έτσι το λαμβανόμενο σήμα από τη *m*-οστή ενδιάμεση ζεύξη, όπου $1 \le m \le M+1$, δίνεται ως [Nistazakis et al. 2014]:

$$y_m = \eta_m I_m x_{m-1} + n_m \tag{8.1}$$

όπου η παράμετρος y_m είναι το σήμα στον *m*-οστό δέκτη, του εκ των *M* αντίγραφο σήματος στην πλευρά του αντίστοιχου δέκτη, η_m είναι η αποκρισιμότητα (responsivity) του *m*-οστού δέκτη (δηλαδή ο ενεργός λόγος μετατροπής φωτονίων σε ηλεκτρικό ρεύμα *m*-οστού δέκτη), x_{m-1} αναπαριστά τα δυαδικά ΟΟΚ διαμορφωμένα ψηφία (δεδομένα) πληροφορίας, I_m είναι η ακτινοβολία (διαλείψεις πλάτους της ακτινοβολίας από το *m*-οστό άλμα) που φθάνει στον *m*-οστό δέκτη του αντίστοιχου αναγεννητή και n_m είναι ο AWGN θόρυβος στο *m*-οστό τερματικό με μηδενική μέση τιμή και διακύμανση $\sigma_{n,m}^2$. Στο σημείο αυτό, θα πρέπει να υπενθυμίσουμε ότι σε αναλογία με τις [Gappmair 2012; Varotsos et al. 2016a] και πιο συγκεκριμένα με την Εξ. (7.2), και στην περίπτωση του συστήματός μας ισχύει η σχέση $I_m = I_{a,m}I_{p,m}I_{l,m}$, όπου χωρίς βλάβη της γενικότητας θεωρούμε $I_{l,m}=1$, με τη διαφορά ότι για το παρόν σύστημα ο δείκτης *m* χαρακτηρίζει το άλμα (hop) στο οποίο αναφέρεται το μέγεθος (εδώ η ακτινοβολία του οπτικού σήματος).

Β. Μοντέλο τυρβώδους ροής

Η pdf της *Γ*-*Γ* κατανομής συναρτήσει της κανονικοποιημένης ακτινοβολίας που φθάνει στον *m*-οστό δέκτη του αντίστοιχου αναγεννητή θα δίνεται από την Εξ. (6.3) με τις παραμέτρους a_m και β_m να δίνονται ανίστοιχα από την Εξ. (6.4). Διευκρινίζεται ότι υποθέτουμε ισαπέχουσες ενδιάμεσες ζεύξεις, όπου z=z₁=...=z_M=z_{total}/(*M*+1) είναι το μήκος της κάθε ενδιάμεσης ζεύξης σε (km), ενώ z_{total} είναι το συνολικό μήκος ολόκληρης της DF-υλοποιημένης FSO ζεύξης.

Γ. Μοντέλο σφαλμάτων σκόπευσης

Για τη μελέτη των σφαλμάτων σκόπευσης χρησιμοποιούμε την Εξ. (6.8), δηλαδή τη γνωστή pdf που προσομοιώνει με ακρίβεια τις διαλείψεις λόγω ατελούς μηδενικής μετατόπισης σκόπευσης, συναρτήσει της $I_{p,m}$, [Farid et al. 2007; Gappmair, 2012; Sandalidis et al. 2009], με τη διαφορά, βέβαια, ότι ο δείκτης *m* αναφέρεται στο παρόν κεφάλαιο σε τερματικά αναγεννητών ή ισοδύναμα άλματα [Varotsos et al. 2017d].

Δ. Σύνθετο μοντέλο τυρβώδους ροής και σφαλμάτων σκόπευσης

Ακολουθώντας την αντίστοιχη ανάλυση που εκτελέσαμε στο Κεφ. 6., δηλαδή χρησιμοποιώντας συνοπτικά τις [Farid et al. 2007], Εξ. (6.3) και Εξ. (6.8), καταλήγουμε στην Εξ. (6.12), [Sandalidis et al. 2009], η οποία αυτή τη φορά εκφράζει την από κοινού pdf για *Γ-Γ* κατανεμημένη τυρβώδη ροή και μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, κατά μήκος του *m*-οστού άλματος μεταξύ των αντίστοιχων κόμβων [Varotsos et al. 2017d].

ΙΙΙ. Πιθανότητα διάλειψης

Η αξιοπιστία ως προς τη διαθεσιμότητα και τη λειτουργία της κάθε οπτικής ζεύξης καθορίζεται από την πιθανότητα διάλειψής της (PF). Η μετρική αυτή δείχνει την πιθανότητα της τιμής I_m (του *m*-οστού άλματος στην περίπτωσή μας) να πέσει κάτω από το προκαθορισμένο και κρίσιμο κατώφλι $I_{m,th}$ (που εξασφαλίζει την ορθή λειτουργία του συγκεκριμένου άλματος). Αν συμβεί το δυσμενές αυτό σενάριο, η ενδιάμεση στην περίπτωσή μας, ζεύξη δε λειτουργεί επαρκώς. Έτσι η πιθανότητα διάλειψης για κάθε ενδιάμεση ζεύξη ορίζεται από την Εξ. (6.15), [Vetelino et al. 2007b] και ακολουθώντας τη μεθοδολογία που εφαρμόστηκε στο Κεφ. 6, από τις Εξ. (6.12), Εξ. (6.15), [Varotsos et al. 2016a], γράφεται τελικά ως Εξ. (6.17).

Θεωρώντας επίσης το φαινόμενο της διασποράς ομαδικής ταχύτητας, για κάθε *m*-οστή ενδιάμεση ζεύξη ισχύει η Εξ. (6.19) [Varotsos et al. 2016a; Varotsos et al. 2017d]. Σημειώνεται, ότι σε τοπολογίες σειριακά συνδεδεμένων κόμβων, η μη ορθή λειτουργία του συστήματος λαμβάνει χώρα όταν οποιοδήποτε ενδιάμεση ζεύξη αποτύχει να λειτουργήσει ορθά. Έτσι, η συνολική πιθανότητα διάλειψης για την όλη εξεταζόμενη FSO ζεύξη, δίνεται ως [Kashani et al. 2013; Varotsos et al. 2017d]:

$$P_F = \Pr\left\{\bigcup_{m=1}^{M+1} \{I_m < I_{m,th}\}\right\} = 1 - \prod_{m=1}^{M} 1 - \Pr\left(I_m < I_{m,th}\right)$$
(8.2)

όπου $\Pr(I_m < I_{m,th}) = P_{F,m}(I_{m,th})$. Συνεπώς, από τις Εξ. (8.2) και Εξ. (6.19), η συνολική πιθανότητα διάλειψης για το DF-υλοποιημένο FSO σύστημα, παρουσία τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης καθώς και του φαινομένου της διασποράς ομαδικής ταχύτητας, προκύπτει τελικά ως [Varotsos et al. 2017d]:

$$P_{F} = 1 - \prod_{m=1}^{M} \left\{ 1 - \frac{\xi_{m}^{2}}{\Gamma(\alpha_{m})\Gamma(\beta_{m})} \times G_{2,4}^{3,1} \left(\frac{\alpha_{m}\beta_{m} |u(z,0)|_{m,th}^{2} \Xi_{m}}{A_{0,m}} \Big|_{\xi_{m}^{2}} \frac{1}{\xi_{m}}, \xi_{m}^{2} + 1}{\xi_{m}^{2}, \alpha_{m}, \beta_{m}, 0} \right) \right\}$$
(8.3)

IV. Αριθμητικά αποτελέσματα

Στην ενότητα αυτή υποθέτουμε ένα FSO σύστημα συνολικού μήκους ztotal=3km, το οποίο χρησιμοποιεί chirped OOK διαμορφωμένους διαμήκεις Gaussian παλμούς, με την αντίστοιχη παράμετρο για το chirp, C, να λαμβάνει είτε την τιμή 20, είτε την αντίθετη τιμή -20, με αρχικό εύρος T_0 =5ps, μήκος κύματος λειτουργίας λ =1.55nm, διάμετρο ανιχνευτή (ή ανιχνευτών) D=0.01m, ενώ στην πλευρά του δέκτη του εκάστοτε κόμβου, το αντίστοιχο αδιάστατο κατώφλι έντασης $\left|u(z,0)\right|_{m,th}^2$ μεταβάλλεται μεταξύ των τιμών 5×10⁻⁴ και 1×10⁻³. Επίσης, η παράμετρος C_n^2 είναι ίση είτε με 9×10⁻¹ 5 m^{-2/3}, είτε με 2×10⁻¹⁴ m^{-2/3} για ασθενείς ή ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, αντίστοιχα, η παράμετρος ζ λαμβάνει τις τιμές 2 ή 1.5 για λιγότερο ή περισσότερο σημαντικά σφάλματα σκόπευσης, αντίστοιχα, ενώ αναφορικά με το φαινόμενο της διασποράς ομαδικής ταχύτητας, η παράμετρος διασποράς λόγω της ατμόσφαιρας είναι κατά τα γνωστά $\beta_2=1.4\times10^{-2}$ ps^2/km . Το σύστημα χρησιμοποιεί είτε διπλού άλματος (dual-hop), είτε τριπλού άλματος (triple-hop) τοπολογίες σειριακών DF-υλοποιήσεων, όπου δηλαδή M=1 ή M=2, αντίστοιχα. Σημειώνεται, πως και για τα δυο αυτές DF-υλοποιήσεις, οι ενδιάμεσες ζεύξεις θεωρούνται πως είναι ισομήκεις και πανομοιότυπες. Υπό αυτές τις προϋποθέσεις και συνθήκες λοιπόν, χρησιμοποιούμε την εξαχθείσα Εξ. (8.3), ώστε να εκτιμήσουμε τη συνολική απόδοση του εξεταζόμενου FSO συστήματος, μέσω της συνολικής πιθανότητας διάλειψης του.

Έτσι, το Σχήμα 8.1 και το Σχήμα 8.2 δείχνουν τη συνολική πιθανότητα διάλειψης για ισχυρές διαλείψεις του λαμβανόμενου σήματος (λόγω της ισχυρής συνδυαστικής επίδρασης της τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης) ή για ασθενείς διαλείψεις του λαμβανόμενου σήματος (λόγω της ασθενούς συνδυαστικής επίδρασης της τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης), αντίστοιχα. Αυτός είναι εξάλλου και ο λόγος για τον οποίο το Σχήμα 8.1 παρουσιάζει υψηλότερες τιμές πιθανότητας διάλειψης, και άρα υποδεέστερα σε απόδοση αποτελέσματα, συγκριτικά τα αντίστοιχα αποτελέσματα του Σχήματος 8.2. Παρατηρείται επίσης πως για συγκεκριμένη τιμή έντασης κατωφλίου, αυξάνοντας τον αριθμό των αναγεννητών που χρησιμοποιεί η συνολική ζεύξη, λαμβάνουμε μειωμένες τιμές πιθανότητας διάλειψης για την όλη ζεύξη. Μάλιστα, ακόμα μεγαλύτερη τέτοια βελτίωση παρατηρείται, όταν εφαρμόζουμε στη συνολική ζεύξη παλμούς αρνητικού chirp.



Σχήμα 8.1: Εκτίμηση της απόδοσης ως προς τη διαθεσιμότητα συναρτήσει του κατωφλίου έντασης για ισχυρή τυρβώδη ροή και σφάλματα σκόπευσης [Varotsos et al. 2017d].



Σχήμα 8.2: Εκτίμηση της απόδοσης ως προς τη διαθεσιμότητα συναρτήσει του κατωφλίου έντασης για ασθενή τυρβώδη ροή και σφάλματα σκόπευσης [Varotsos et al. 2017d].

V. Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό, δείξαμε ότι η μετάδοση πολλαπλών αλμάτων που υλοποιείται με τη βοήθεια των αναγεννητών, μειώνει την πιθανότητα διάλειψης για μια συμβατική FSO ζεύξη, ενός μοναδικού άλματος, και μεγάλου μήκους. Το γεγονός αυτό, αυξάνει την απόδοση της τελευταίας, με τη βελτίωση αυτή να ενισχύεται καθώς αυξάνουμε τον αριθμό, *M*, των ενδιάμεσων DF κόμβων της συνολικής ζεύξης. Επιπρόσθετα, η ωφέλιμη επίδραση του φαινομένου της διασποράς ομαδικής ταχύτητας διερευνήθηκε ιδιαίτερα για τις περιπτώσεις εφαρμογής αρνητικού chirp, όπου το κυματοπακέτο είναι σχηματικά στενότερο σε εύρος, δηλαδή, ευκολότερα ανιχνεύσιμο, και συνεπώς, η αντίστοιχη πιθανότητα διάλειψης της ζεύξης που το χρησιμοποιεί, μικρότερη.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9

Πιθανότητα διακοπής FSO ζεύξεων με μικτής αρχιτεκτονικής αναγεννητές και σφάλματα σκόπευσης σε κανάλια ασθενούς τυρβώδους ροής

Ι. Εισαγωγή

Το παρόν κεφάλαιο διερευνά την πιθανότητα διακοπής (Outage Probability, OP) ενός τυπικού επίγειου FSO συστήματος, η τοπολογία του οποίου βασίζεται σε παράλληλης συνδεσμολογίας αναγεννητές, και ως εκ τούτου, υποστηρίζει συνεταιριστικής διαφορικής λήψης (cooperative diversity) DF-υλοποιήσεις, με στόχο την αντιμετώπιση της συνδυαστικής επίδρασης των φαινομένων της ατμοσφαιρικής τυρβώδους ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης. Για τις εξεταζόμενες ασθενείς συνθήκες τυρβώδους ροής, οι διακυμάνσεις ακτινοβολίας του οπτικού σήματος στην πλευρά του δέκτη προσομοιώνονται μέσω του Γ μοντέλου κατανομής, ενώ οι αντίστοιχες επιδράσεις των μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης προσομοιώνονται με τη γενικευμένη Beckmann κατανομή. Υπό από αυτές τις προϋποθέσεις, για το εν λόγω σύστημα μελετάται η πιθανότητα διακοπής της λειτουργίας του. Η τελευταία εξαρτάται ισχυρά από τον αριθμό των παράλληλων κλάδων (branches or paths), καθώς και από τον αριθμό των DF κόμβων που διαθέτει ο κάθε κλάδος. Σε αυτό το πλαίσιο, εξάγονται ακριβείς και συνεκτικές μαθηματικές εκφράσεις για την πιθανότητα διακοπής, ενώ τα αντίστοιχα αναλυτικά αποτελέσματα αναδεικνύουν ξεκάθαρες βελτιώσεις της συνολικής απόδοσης όταν χρησιμοποιείται η τοπολογία με τους αναγεννητές, ιδιαίτερα όταν αυξάνεται ο αριθμός των διασυνδεδεμένων παράλληλα DF κόμβων [Varotsos et al. 2018b].

ΙΙ. Μοντέλο συστήματος και καναλιού

Α. Μοντέλο Σήματος

Θεωρούμε ένα παράλληλης τοπολογίας DF-υλοποιημένο σύστημα, όπου το ίδιο σήμα πληροφορίας μεταδίδεται από την πηγή στον προορισμό μέσω N παράλληλων ζεύξεων ή αλλιώς κλάδων ή διαδρομών (parallel links or branches or paths). Η κάθε μια από τις ζεύξεις αυτές, δηλαδή ο κάθε κλάδος, εμπεριέχει με τη σειρά του H σε πλήθος ενδιάμεσες ζεύξεις πολλαπλών αλμάτων (hops), οι οποίες διαθέτουν συνεπώς, H-1 αναγεννητές (DF κόμβους) η κάθε μία. Για N>1, το εξεταζόμενο σύστημα είναι αρχικά ένα SIMO σύστημα, με έναν πομπό και N δέκτες, οι οποίοι ουσιαστικά είναι οι πρώτοι κόμβοι αναγεννητών που συναντά το εκπεμπόμενο σήμα, (λεπτομερέστερα το εκπεμπόμενο σήμα πρωτοσυναντά έναν DF κόμβο από κάθε παράλληλο κλάδο). Στη συνέχεια, ο κάθε ένας από τους DF κόμβους αυτούς, αποκωδικοποιεί το σήμα που έλαβε, (δηλαδή το αρχικό σήμα πληροφορίας έστειλε ο πομπός), και το επαναμεταδίδει είτε στον αμέσως επόμενο αναγεννητή του ίδιου κλάδου, είτε, αν δεν υπάρχει αυτός, στον κόμβο προορισμού (δηλαδή στον τελικό δέκτη του συνολικού FSO συστήματος). Έτσι, από το σημείο που επαναμεταδίδουν οι πρώτοι αναγεννητές έως την τελική λήψη του σήματος πληροφορίας από τον δέκτη (τελικό κόμβο προορισμού), το σύστημα είναι, αντίστοιχα, ένα MISO σύστημα. Επίσης, στην ειδική περίπτωση, όπου N=1, το σύστημα εκφυλίζεται σε μια SISO ζεύξη, ενίοτε πολλαπλών αλμάτων (ανάλογα με την τιμή της αντίστοιχης παραμέτρου, Η, που φανερώνει το πλήθος των αλμάτων της ζεύξης). Επιπρόσθετα, σημειώνεται ότι επιλέγουμε να εφαρμόσουμε στο εξεταζόμενο σύστημα IM/DD με OOK σχήμα διαμόρφωσης, καθώς έτσι, επιτυγχάνουμε να αποφύγουμε την οποιαδήποτε ανεπιθύμητη παρεμβολή στον τελικό κόμβο προορισμού, από των διαφορετικών κλάδων/διαδρομών (branches/ paths) κι ενδιάμεσων ζεύξεων ή αλμάτων (hops), διαδιδόμενα σήματα πληροφορίας που καταφθάνουν σε αυτόν. Έτσι, το λαμβανόμενο σήμα στο *j*-οστό άλμα (hop) του *i*οστού κλάδου/διαδρομής (branch/ path), $y_{\{i,j\}}$, δίνεται ως, [Feng et al. 2011; Prabu et al. 2014b]:

$$y_{\{i,j\}} = \eta I_{\{i,j\}} x_{\{i,j\}} + n_{\{i,j\}}$$
(9.1)

όπου ο δείκτης *i* αναπαριστά τις παράλληλες διαδρομές, δηλαδή *i* ={1,2..*N*}, ο δείκτης *j* αναπαριστά τα σειριακά άλματα σε κάθε παράλληλη διαδρομή του συστήματος, δηλαδή *j* ={1,2..*H*}, η είναι ο ενεργός λόγος μετατροπής φωτονίων-ρεύματος, $I_{(i,j)}$, είναι η κανονικοποιημένη ακτινοβολία στο *j*-οστό άλμα της *i*-οστής διαδρομής, $x_{(i,j)}$ είναι το αντίστοιχο διαμορφωμένο σήμα και $n_{(i,j)}$ είναι ο AWGN θόρυβος με μηδενική μέση τιμή και διακύμανση $N_0/2$, [Varotsos et al. 2016a; Varotsos et al. 2017a].

Θεωρώντας επίσης ότι η παράμετρος των απωλειών είναι κανονικοποιημένη και ίση με τη μονάδα και υπενθυμίζοντας ότι η ακτινοβολία, *I*_(*i,j*), αυξομειώνεται τυχαία, λόγω της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης, ισχύει ότι [Varotsos et al. 2016a; Varotsos et al. 2017a; Prabu et al. 2014b]:

$$I_{\{i,j\}} = I_{a,\{i,j\}} I_{p,\{i,j\}}$$
(9.2)

όπου $I_{a,\{i,j\}}$ και $I_{p,\{i,j\}}$ είναι οι συνιστώσες της λαμβανόμενης οπτικής ακτινοβολίας, στο *j*-οστό άλμα της *i*-οστής παράλληλης διαδρομής, λόγω τυρβώδους ροής και σφαλμάτων σκόπευσης, αντίστοιχα.

Β. Μοντέλο Καναλιών Τυρβώδους ροής

Όπως έχει αναφερθεί, ένα ακριβές στατιστικό μοντέλο για ασθενείς συνθήκες τυρβώδους ροής, είναι η Γ κατανομή, η pdf της οποίας ως συνάρτηση της κανονικοποιημένης ακτινοβολίας $I_{a,\{i,j\}}$, δίνεται ως [Varotsos et al. 2016a; Epple 2010]:

$$f_{I_{a,\{i,j\}}}\left(I_{a,\{i,j\}}\right) = \frac{\exp\left(-\zeta I_{a,\{i,j\}}\right)}{I_{a,\{i,j\}}^{1-\zeta}\zeta^{-\zeta}\Gamma(\zeta)}, \quad \mu\epsilon \quad \zeta = \left(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta} + \frac{1}{\alpha\beta}\right)^{-1}$$
(9.3)

όπου οι παράμετροι α και β δίνονται για κάθε {i, j} ζεύξη από την Εξ. (3.14) και Εξ. (3.15), αντίστοιχα.

Γ. Γενικευμένο Μοντέλο Σφαλμάτων Σκόπευσης

Ένα στατιστικό μοντέλο που περιγράφει επακριβώς τα σφάλματα σκόπευσης λαμβάνοντας υπόψη την επίδραση του ανοίγματος του εύρους της δέσμης, τις διαστάσεις του ανιχνευτή, τα διαφορετικά jitters για τον οριζόντια και την κατακόρυφη μετατόπιση και το σφάλμα μη μηδενικής μετατόπισης, είναι το *Beckmann* μοντέλο [Boluda-Ruiz et al. 2016b] το οποίο γράφεται προσεγγιστικά, στην περίπτωσή μας, ως [Boluda-Ruiz et al. 2016a]:

$$f_{R_{\{i,j\}}}\left(R_{\{i,j\}}\right) = \frac{R_{\{i,j\}}}{\sigma_{\text{mod},\{i,j\}}^2} \exp\left(-\frac{R_{\{i,j\}}^2}{2\sigma_{\text{mod},\{i,j\}}^2}\right), \quad R_{\{i,j\}} \ge 0$$
(9.4)

όπου $R_{\{i,j\}}$ είναι η ακτινική μετατόπιση στο *j*-οστό άλμα της *i*-οστής παράλληλης διαδρομής, που εκφράζεται ως $R_{\{i,j\}} = \left|\vec{R}_{\{i,j\}}\right| = \sqrt{R_{x,\{i,j\}}^2 + R_{y,\{i,j\}}^2}$ με $\vec{R}_{\{i,j\}} = \left[R_{x,\{i,j\}}, R_{y,\{i,j\}}\right]^T$ να είναι το διάνυσμα της ακτινικής μετατόπισης, στο οποίο οι $R_{x,\{i,j\}}$ και $R_{y,\{i,j\}}$, παριστάνουν τις μετατοπίσεις κατά μήκος του οριζόντιου και του κατακόρυφου άξονα αντίστοιχα, στο επίπεδο του αντίστοιχου ανιχνευτή. Αυτές οι τυχαίες μεταβλητές θεωρούνται ως μηδενικής μέσης τιμής *Gaussian* κατανομής, δηλαδή, $R_{x,\{i,j\}} \sim N(\mu_{x,\{i,j\}}, \sigma_{x,\{i,j\}}^2), R_{y,\{i,j\}} \sim N(\mu_{y,\{i,j\}}, \sigma_{y,\{i,j\}}^2)$ όπου $\mu_{x,\{i,j\}}, \mu_{y,\{i,j\}}$, υποδηλώνουν τις μέσες τιμές τους και $\sigma_{x,\{i,j\}}$, $\sigma_{y,\{i,j\}}$, τα jitters για τις οριζόντιες και κατακόρυφες μετατοπίσεις, ενώ, [Boluda-Ruiz et al. 2016a]:

$$\sigma_{\text{mod},\{i,j\}}^{2} = \left(\frac{3\mu_{x,\{i,j\}}^{2}\sigma_{x,\{i,j\}}^{4} + 3\mu_{y,\{i,j\}}^{2}\sigma_{y,\{i,j\}}^{4} + \sigma_{x,\{i,j\}}^{6} + \sigma_{y,\{i,j\}}^{6}}{2}\right)^{1/3}$$
(9.5)

Η pdf για την $I_{p,\{i,j\}}$ προσεγγίζεται αντίστοιχα, ως [Boluda-Ruiz et al. 2016a]:

$$f_{I_{p,\{i,j\}}}\left(I_{p,\{i,j\}}\right) = \frac{\psi_{\{i,j\}}^2 g_{\{i,j\}}^{-\psi_{\{i,j\}}^2}}{A_{0,\{i,j\}}^{\psi_{\{i,j\}}^2}} I_{p,\{i,j\}}^{\psi_{\{i,j\}}^2-1}, \quad 0 \le I_{p,\{i,j\}} \le g_{\{i,j\}} A_{0,\{i,j\}}$$
(9.6)

όπου

$$\psi_{\{i,j\}} = w_{z,eq,\{i,j\}} / 2\sigma_{\text{mod},\{i,j\}}, \ \psi_{x,\{i,j\}} = w_{z,eq,\{i,j\}} / 2\sigma_{x,\{i,j\}}, \ \psi_{y,\{i,j\}} = w_{z,eq,\{i,j\}} / 2\sigma_{y,\{i,j\}}$$
 Kot

$$g_{\{i,j\}} = \exp\left(\frac{1}{\psi_{\{i,j\}}^2} - \frac{1}{\psi_{x,\{i,j\}}^2} - \frac{1}{\psi_{y,\{i,j\}}^2} - \frac{\mu_{x,\{i,j\}}^2}{2\sigma_{x,\{i,j\}}^2\psi_{x,\{i,j\}}^2} - \frac{\mu_{y,\{i,j\}}^2}{2\sigma_{y,\{i,j\}}^2\psi_{y,\{i,j\}}^2} - \frac{\mu_{y,\{i,j\}}^2}{2\sigma_{y,\{i,j\}}^2\psi_{y,\{i,j\}}^2}\right),$$
[Yang et al 2014b; Boluda-Ruiz et al. 2016b;

Nor et al. 2017a]. Γενικά, η κάθε αύξηση στην τιμή της παραμέτρου $\psi_{(i,j)}$ μεταφράζεται και σε ασθενέστερο ποσό σφαλμάτων σκόπευσης. Επίσης, η παράμετρος $w_{z,eq,(i,j)}$ παριστάνει την ισοδύναμη ακτίνα της δέσμης στο *j*-οστό άλμα της *i*-οστής παράλληλης διαδρομής, και δίνεται ως $w_{z,eq,\{i,j\}} = \left[\sqrt{\pi} \operatorname{erf}(v_{\{i,j\}})w_{z,\{i,j\}}^2/2v_{\{i,j\}}\exp(-v_{\{i,j\}}^2)\right]^{1/2}$ όπου $v_{\{i,j\}} = \sqrt{\pi}r_{a,\{i,j\}}/\sqrt{2}w_{z,\{i,j\}}$, με $r_{a,\{i,j\}}/v$ α είναι η ακτίνα του αντίστοιχου ανιχνευτή κυκλικής διατομής και *erf*(.) η συνάρτηση σφάλματος (error function). Στο ίδιο πλαίσιο $A_{0,\{i,j\}} = \operatorname{erf}^2(v_{\{i,j\}})$, όπου $A_{0,\{i,j\}}$ είναι το μέρος της ισχύος που συλλέγεται στο $r_{a,\{i,j\}}=0$, [Farid et al. 2007; Boluda-Ruiz et al. 2016a]. Σημειώνεται πως όταν η αντίστοιχη boresight μετατόπιση $s_{\{i,j\}} = \sqrt{\mu_{x,\{i,j\}}^2 + \mu_{y,\{i,j\}}^2}$, [Yang et al 2014b], είναι ίση με το μηδέν, δηλαδή $s_{\{i,j\}}=0$, και συνεπώς, $\mu_{x,\{i,j\}}=\mu_{y,\{i,j\}}=0$ και $\sigma_{x,\{i,j\}}=\sigma_{y,\{i,j\}}$, η παραπάνω κατανομή *Beckmann*, εξειδικεύεται στη *Rayleigh* κατανομή της μηδενικής boresight, της [Farid et al. 2007]. Έτσι, στην περίπτωση αυτή, η Εξ. (9.4) εκφυλίζεται αντίστοιχα στην [Farid et al. 2007, Eq (10)] και η Εξ. (9.6) εκφυλίζεται αντίστοιχα στην [Farid et al. 2007, Eq (11)].

Δ. Σύνθετο Μοντέλο Τυρβώδους Ροής και Σφαλμάτων Σκόπευσης

Η από κοινού pdf για την κανονικοποιημένη ακτινοβολία, $I_{\{i,j\}}$, δίνεται από το ολοκλήρωμα της Εξ. (6.9), [Farid et al. 2007], όπου αντίστοιχα, $f_{I_{\{i,j\}}|I_{a,\{i,j\}}}(I_{\{i,j\}}|I_{a,\{i,j\}})$ είναι η υπό συνθήκη πιθανότητα, δεδομένης της παραμέτρου $I_{a,\{i,j\}}$. Έτσι από την Εξ. (9.3) και χρησιμοποιώντας επίσης τις Εξ. (Π.3), Εξ. (Π.10) και Εξ. (Π.12) με τον τρόπο που περιγράφτηκε στο Κεφ.6, λαμβάνουμε αντίστοιχα με την Εξ. (6.13), την παρακάτω λύση για το ολοκλήρωμα [Varotsos et al. 2017a; Farid et al. 2007; Varotsos et al. 2016a; Boluda-Ruiz et al. 2016a; Wang et al. 2016a; Prabu et al. 2014b]:

$$f_{I_{\{i,j\}}}\left(I_{\{i,j\}}\right) = \frac{\zeta \psi_{\{i,j\}}^2 g_{\{i,j\}}^{-1}}{A_{0,\{i,j\}} \Gamma\left(\zeta\right)} G_{1,2}^{2,0}\left(\frac{\zeta I_{\{i,j\}}}{A_{0,\{i,j\}} g_{\{i,j\}}} \middle| \begin{array}{c} \psi_{\{i,j\}}^2 \\ \psi_{\{i,j\}}^2 - 1, \ \zeta - 1 \end{array}\right)$$
(9.7)

Επιπρόσθετα, το στιγμιαίο ηλεκτρικό SNR στο δέκτη για το *j*-οστό άλμα της *i*-οστής παράλληλης διαδρομής, δίνεται ως $\gamma_{\{i,j\}} = 2P^2 \eta^2 I_{\{i,j\}}^2 / \sigma_n^2$ και το αντίστοιχο μέσο SNR, ως $\mu_{\{i,j\}} = 2P^2 \eta^2 \left(E \left[I_{\{i,j\}} \right] \right)^2 / \sigma_n^2$, όπου *P* είναι η μέση ισχύς του σήματος στον εκάστοτε δέκτη και $E[I_{\{i,j\}}]$ είναι η αναμενόμενη τιμή της αντίστοιχης ακτινοβολίας, $I_{a,\{i,j\}}$, [Feng et al. 2011; Nistazakis et al. 2014], και δίνεται ως [Ansari et al. 2016]:

$$E\left[I_{\{i,j\}}\right] = A_{\psi,\{i,j\}} = A_{0,\{i,j\}} g_{\{i,j\}} \left(1 + \psi_{\{i,j\}}^{-2}\right)^{-1}$$
(9.8)

Αναλυτικότερα, η μεθοδολογία για την εξαγωγή της Εξ. (9.8) περιγράφεται στο Παράρτημα Π.ΙΙ.

III. Εκτίμηση της πιθανότητας διακοπής

Η πιθανότητα διακοπής (Outage Probability, OP) είναι μια πολύ σημαντική μετρική απόδοσης, η οποία υποδηλώνει την πιθανότητα για την οποία το στιγμιαίο ηλεκτρικό SNR του δέκτη πέσει κάτω από μια συγκεκριμένη τιμή, γ_{th} , η οποία είναι το κατώφλι ευαισθησίας του δέκτη. Σημειώνεται πως σε τέτοια περίπτωση η FSO ζεύξη υφίσταται διακοπή (outage), δηλαδή η μετάδοση δεδομένων πληροφορίας σταματά. Έτσι, η πιθανότητα διακοπής του *j*-οστού άλματος της *i*-οστής παράλληλης διαδρομής δίνεται για $I_{\{i,j\}}$ και $I_{\{i,j\},th}$ από την Εξ. (6.15), [Prabu et al. 2014b; Tsiftsis et al. 2006; Katsis et al. 2009; Feng et al. 2011].

Στη συνέχεια, αντικαθιστώντας την Εξ. (9.7) στην τελευταία, την επιλύουμε μέσω της Εξ. (Π.11) και την απλοποιούμε μέσω της Εξ. (Π.12). Έτσι, λαμβάνουμε ότι:

$$P_{out,\{i,j\}} = \frac{\psi_{\{i,j\}}^2}{\Gamma(\zeta)} G_{2,3}^{2,1} \left(\frac{\zeta I_{\{i,j\},th}}{A_{0,\{i,j\}} g_{\{i,j\}}} \middle| \begin{array}{c} 1, & \psi_{\{i,j\}}^2 + 1\\ \psi_{\{i,j\}}^2, & \zeta, \end{array} \right)$$
(9.9)

Επομένως, λαμβάνοντας υπόψη ότι $I_{\{i,j\}} = A_{\psi,th} \sqrt{\gamma_{\{i,j\},th}/\mu_{\{i,j\}}}$, [Varotsos et al. 2017a], με $\gamma_{\{i,j\},th}/\mu_{\{i,j\}}$ να είναι το κανονικοποιημένο μέσο ηλεκτρικό SNR, [Katsis et al. 2009], για το *j*-οστό άλμα της *i*-οστής παράλληλης διαδρομής, καθώς επίσης και την Εξ. (9.8), καταλήγουμε πως η Εξ. (9.9) γράφεται τελικά ως, [Varotsos et al. 2018b]:

$$P_{out,\{i,j\}} = \frac{\psi_{\{i,j\}}^2}{\Gamma(\zeta)} G_{2,3}^{2,1} \left(\sqrt{\frac{\gamma_{\{i,j\},th}}{\mu_{\{i,j\}}}} \frac{\psi_{\{i,j\}}^2}{\psi_{\{i,j\}}^2 + 1} \middle| \begin{array}{c} 1, \ \psi_{\{i,j\}}^2 + 1 \\ \psi_{\{i,j\}}^2, \ \zeta, \ 0 \end{array} \right)$$
(9.10)

Στη συνέχεια, λαμβάνοντας υπόψη ότι για την εξεταζόμενη *Η*-αλμάτων παράλληλη DF-κόμβων μετάδοση η πιθανότητα διακοπής της *i*-οστής παράλληλης διαδρομής, είναι, [Prabu et al. 2014b]:

$$P_{out,i} = 1 - \prod_{j=1}^{H} \left[1 - P_{out,\{i,j\}} \right]$$
(9.11)

καθώς και ότι η συνολική πιθανότητα διακοπής για το όλο σύστημα γράφεται ως εξής [Prabu et al. 2014b]:

$$P_{out} = \prod_{i=1}^{N} \left\{ 1 - \prod_{j=1}^{H} \left[1 - P_{out,\{i,j\}} \right] \right\}$$
(9.12)

η μαθηματική έκφραση για τη συνολική πιθανότητα διακοπής του συστήματος για ασθενή τυρβώδη ροή και μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, είναι τελικά, [Varotsos et al. 2018b]:

$$P_{out} = \prod_{i=1}^{N} \left\{ 1 - \prod_{j=1}^{H} \left[1 - \frac{\psi_{\{i,j\}}^2}{\Gamma(\zeta)} G_{2,3}^{2,1} \left(\sqrt{\frac{\gamma_{\{i,j\},th}}{\mu_{\{i,j\}}}} \frac{\psi_{\{i,j\}}^2}{\psi_{\{i,j\}}^2 + 1} \middle| \frac{1, \psi_{\{i,j\}}^2 + 1}{\psi_{\{i,j\}}^2} , \zeta, 0 \right) \right] \right\}$$
(9.13)

ΙV. Αριθμητικά αποτελέσματα

Στη συνέχεια, χρησιμοποιώντας την Εξ. (9.13), παρουσιάζουμε αριθμητικά αποτελέσματα για το παραπάνω FSO σύστημα, υποθέτοντας για το τελευταίο: μήκος κύματος λειτουργίας λ =1.55μm, ότι κάθε άλμα έχει μήκος, L, ίσο με 1.5km, ότι η διάμετρος κάθε τερματικού λήψης είναι D=0.1m και ότι ο αριθμός των αναγεννητών είναι N=1, 2 ή 5 παράλληλοι DF κόμβοι, ενώ ο αριθμός των ενδιάμεσων ζεύξεών τους είναι H= 2 ή 4 άλματα. Επιπρόσθετα θεωρούμε $C_n^2 = C_n^2_{\{i, j\}} = 9 \times 10^{-15} \text{m}^{-2/3}$ που σημαίνει ότι τα κανάλια του συστήματος αντιμετωπίζουν αυτή τη συγκεκριμένη ασθενή τυρβώδη ροή που περιγράφει η τελευταία παράμετρος.

Σε ό, τι αφορά στα σφάλματα σκόπευσης, έχουμε μηδενικής μετατόπισης τέτοια σφάλματα μόνο για N=1, λόγω του ότι, σε αντιστοιχία με την [Varotsos et al. 2017a], ο πομπός μπορεί πρακτικά να έχει ακριβέστατη ευθυγράμμιση μόνο με έναν κλάδο (παράλληλη διαδρομή). Στην περίπτωση αυτή ισχύει ότι ($\mu_x/r_a,\mu_y/r_a$)=(0,0), $\sigma_x=\sigma_y$, ενώ $\psi_I=5$ για (r_a , w_z/r_a , μ_x/r_a , μ_y/r_a , σ_x/r_a , σ_y/r_a)=(5cm, 10, 0, 0, 1, 1). Όταν N=3, υποθέτουμε για τις υπόλοιπες παράλληλες διαδρομές ότι (r_a , w_z/r_a , μ_x/r_a , μ_y/r_a)=(5cm, 10, 1, 2), ενώ η παράμετρος ψ_2 λαμβάνει τις τιμές 2.3 ή 1.3 για (σ_x/r_a , σ_y/r_a)=(2.1, 1.5) ή (σ_x/r_a , σ_y/r_a)=(4, 3), αντίστοιχα. Για N=5, το φαινόμενο της μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης είναι ισχυρότερο, με ψ_3 =0.9 για (σ_x/r_a , σ_y/r_a)=(5.8, 4.8).

Το Σχήμα 9.1, δείχνει ότι η πιθανότητα διακοπής μειώνεται σημαντικά μέσω της χρήσης της μεθόδου της παράλληλης συνδεσμολογίας αναγεννητών, ιδιαίτερα μάλιστα, όταν αυξάνεται ο αριθμός των παράλληλων διαδρομών.



Σχήμα 9.1: Συνολική πιθανότητα διακοπής του συστήματος ως συνάρτηση του κανονικοποιημένου μέσου SNR, γ/μ, για H_j=2 [Varotsos et al. 2018b].



<u>Σχήμα 9.2:</u> Συνολική πιθανότητα διακοπής του συστήματος ως συνάρτηση του κανονικοποιημένου μέσου SNR, γ/μ, για H_i=4 [Varotsos et al. 2018b].

Στο Σχήμα 9.2, παρουσιάζονται τα αντίστοιχα αποτελέσματα αυτών του Σχήματος 9.1, με H_j=4. Παρά το γεγονός ότι η ποιοτική συμπεριφορά των δυο αυτών γραφικών παραστάσεων είναι παρόμοια, στο Σχήμα 9.2 λαμβάνονται, κατά αντιστοιχία με το Σχήμα 9.1, υποβαθμισμένα αποτελέσματα απόδοσης ως προς την πιθανότητα διακοπής, λόγω του μεγαλύτερου αριθμού των αλμάτων σε κάθε παράλληλη διαδρομή, τα οποία, ναι μεν αυξάνουν την εμβέλεια του συστήματος, αλλά λόγω του μεγαλύτερου συνολικού μήκους παράλληλης διαδρομής που δημιουργούν με περισσότερες ενδιάμεσες ζεύξεις ανά παράλληλη διαδρομή, αυξάνουν τελικά και τη συνολική πιθανότητα διακοπής.

V. Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό, αποδείχθηκε η ωφέλιμη επίδραση της μεθόδου της παράλληλης συνδεσμολογίας DF κόμβων, στην FSO απόδοση και διαθεσιμότητα με γνώμονα τη μετρική της πιθανότητας διακοπής. Ειδικότερα, για ασθενείς συνθήκες τυρβώδους ροής σε συνδυασμό με την παρουσία ασθενών έως και πολύ ισχυρών μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, εξήχθη μια μαθηματική έκφραση κλειστής μορφής για την πιθανότητα διακοπής ενός ευέλικτου, ως προς την τοπολογία και την επεκτασιμότητα, παράλληλου DF-υλοποιημένου FSO συστήματος. Χρησιμοποιώντας την έκφραση αυτή, παρουσιάζονται κατάλληλα αριθμητικά αποτελέσματα, η εγκυρότητα των οποίων πιστοποιείται ακόμα περισσότερο μέσω των αντίστοιχων Monte Carlo προσομοιώσεων [Varotsos et al. 2018b].

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 10

OFDM RoFSO ζεύξεις με αναγεννητές σε τυρβώδη κανάλια παρουσία σφαλμάτων σκόπευσης

Ι. Εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια, η RoFSO τεχνολογία, η οποία ενέχει αποδοτικές ασύρματες μεταδόσεις πολλαπλών RF σημάτων μέσω FSO ζεύξεων, έχει αντλήσει ιδιαίτερο ερευνητικό και εμπορικό ενδιαφέρον. Η ανάπτυξή της όμως, υποφέρει από τα φαινόμενα της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης, τα οποία υποβαθμίζουν ισχυρά την απόδοση τέτοιων ασύρματων οπτικών ζεύξεων. Για να αντιμετωπίσουμε αυτούς τους περιορισμούς, στο παρόν κεφάλαιο διερευνούμε την απόδοση ποικίλων, ρεαλιστικών σεναρίων για RoFSO υλοποιήσεις οι οποίες χρησιμοποιούν OFDM με QAM σχήματα διαμόρφωσης, καθώς και DF κόμβους αναγεννητών για ασθενή έως και ισχυρά τυρβώδη ατμοσφαιρικά κανάλια, προσομοιωμένα μέσω του πολύ ακριβούς M(alaga) μοντέλου κατανομής μαζί με την παρουσία ποικίλων σφαλμάτων σκόπευσης μη μηδενικής μετατόπισης, διαφορετικών jitter για την κατακόρυφη και την οριζόντια μετατόπιση, μοντελοποιημένων μέσω της ταιριαστής Beckmann κατανομής. Υπό τις συνθήκες αυτές, εξάγουμε μαθηματικές εκφράσεις κλειστής μορφής για τις κρίσιμες μετρικές απόδοσης της πιθανότητας διακοπής και του ABER των εξεταζόμενων RoFSO DF-υλοποιήσεων. Επίσης, παρέχονται κατάλληλα αριθμητικά αποτελέσματα, τα οποία επαληθεύονται μέσω των αντίστοιχων προσομοιώσεων, και συνεπώς, καταδεικνύουν την ακρίβεια των εξαγόμενων εκφράσεων καθώς και τη χρησιμότητα των σειριακών DF-υλοποιήσεων πολλαπλών αλμάτων, ως μιας αποτελεσματικής μεθόδου διεύρυνσης της ωφέλιμης εμβέλειας των ασύρματων οπτικών ζεύξεων [Varotsos et al. 2017b]. Σημειώνεται ότι με στόχο να πιστοποιήσουμε ακόμα περισσότερο τις προτάσεις μας, εκτός των αριθμητικών αποτελεσμάτων που αφορούν στο υποτιθέμενο RoFSO σύστημα, λαμβάνουμε επιπρόσθετα αριθμητικά και αποτελέσματα προσομοιώσεων για μια πραγματική ασύρματη οπτική ζεύξη, χρησιμοποιώντας ορισμένες πειραματικές μετρήσεις που εκτελέστηκαν στο πανεπιστήμιο της Wesada, στην Ιαπωνία, όπως παρουσιάστηκαν στην [Jurado-Navas et al. 2012].

ΙΙ. Μοντέλο συστήματος

A. Βασικές αρχές λειτουργίας του εξεταζόμενου RoFSO συστήματος

Το συνολικό RoFSO σύστημα υπό μελέτη, αποτελείται από τον αρχικό πομπό, τον τελικό δέκτη, ενώ ανάμεσα τους υπάρχουν (H-1) σειριακά συνδεδεμένοι DF κόμβοι αναγεννητών, οι οποίοι δημιουργούν Η επιμέρους ενδιάμεσες οπτικές ζεύξεις. Σημειώνεται ότι για να βελτιστοποιήσουμε την απόδοση του συστήματος, οι DF κόμβοι αναγεννητών είναι τοποθετημένοι έτσι ώστε να ισαπέχουν κατά μήκος της ευθείας γραμμής από την πηγή στον προορισμό, όπως εξάλλου έχει δειχτεί στην [Kashani 2013]. Η δίοδος laser (LD) στην πλευρά του αρχικού πομπού, εκπέμπει ένα OFDM οπτικό σήμα, διαμορφωμένο μαζί με κάποιο L-QAM σχήμα διαμόρφωσης, με κατεύθυνση προς τον δέκτη του κοντινότερου DF αναγεννητή. Είναι γεγονός, ότι η OFDM είναι ένας αποδοτικός τρόπος μετάδοσης πολλαπλών φερόντων, όπου τα δεδομένα μεταδίδονται παράλληλα, και άρα ταυτόχρονα, με το διαχωρισμό τους σε πολλαπλές υπο-φέρουσες πολύ στενού εύρους ζώνης. Έτσι, η κάθε RF υπο-φέρουσα διαμορφώνεται στην περίπτωσή μας μέσω κάποιου L-QAM σχήματος διαμόρφωσης και στη συνέχεια μεταφέρεται πάνω σε μια υψηλή οπτική συχνότητα, η οποία εκπέμπεται από τη δίοδο laser. Στο σημείο αυτό αξίζει να υπενθυμίσουμε ότι οι υπο-φέρουσες στην OFDM είναι ορθογώνιες μεταξύ τους, καθώς το σετ τους πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας τον αντίστροφο γρήγορο μετασχηματισμό Fourier (IFFT) στην πλευρά του πομπού και τον γρήγορο μετασχηματισμό Fourier (FFT) στον δέκτη, και συνεπώς, η αλληλοπαρεμβολή συμβόλων (ISI) ανάμεσα τους είναι ελαχιστότατη (η ελάχιστη δυνατή), διευκολύνοντας έτσι την ανίχνευση του σήματος στον δέκτη, χρησιμοποιώντας βέβαια και τις καθιερωμένες τεχνικές συσχέτισης [Bekkali et al. 2010; Nistazakis et al. 2014]. Για να μελετήσουμε τη συνολική απόδοση του συστήματος, εστιάζουμε αρχικά τη μελέτη μας στην πρώτη ενδιάμεση ζεύξη του συστήματος. Το σήμα πληροφορίας φορτώνεται στις N RF υπό-φέρουσες, και συνεπώς, το OFDM σήμα, $s_{OFDM}(t)$, μετά την προς τα πάνω μετατροπή στη συχνότητα φέροντος, fc, μόλις πριν τον πομπό (δίοδο laser), δίνεται από την Εξ. (4.16), [Bekkali et al. 2010; Mostafa et al. 2012], όπου $\omega_n = 2\pi/T_s$, n = 0,..N-1, παριστάνει τη γωνιακή συχνότητα της κάθε μίας από τις N ορθογώνιες υπό-φέρουσες, T_s είναι η διάρκεια των OFDM συμβόλων, ενώ $X_n = a_n + ib_n$ είναι το μιγαδικό σήμα πληροφορίας της *n*-οστής υπόφέρουσας, που αντιστοιχίζεται σύμφωνα με το επιλεγμένο σχήμα διαμόρφωσης, το οποίο στην περίπτωσή μας, είναι το L-QAM σχήμα με το L να είναι 4, 16 ή 64, [Bekkali et al. 2010].

Το παραπάνω OFDM σήμα διαμορφώνει την οπτική ένταση ακτινοβολίας της φωτοδιόδου laser στην πλευρά του πομπού και λόγω της μη γραμμικότητας της τελευταίας συσκευής, η οπτική ισχύς
που εκπέμπει, P(t), δίνεται από την Εξ. (4.17), [Al-Raweshidy et al. 2002; Bekkali et al. 2010; Nistazakis et al. 2014; Varotsos et al. 2017b], όπου P_t αναπαριστά τη μέση μεταδιδόμενη οπτική ισχύ, a_3 είναι ο μη γραμμικός συντελεστής τρίτης τάξης της διόδου laser και m_n είναι ο οπτικός δείκτης διαμόρφωσης (OMI) της εκάστοτε n–οστής υπό-φέρουσας, [Bekkali et al. 2010]. Επίσης, η οπτική ισχύς που καταφθάνει στην πλευρά του δέκτη, του κοντινότερου στον αρχικό πομπό, DF κόμβο αναγεννητή, υπολογίζεται από την Εξ. (4.19), [Bekkali et al. 2010; Nistazakis et al. 2014; Varotsos et al. 2017b].

Στο σημείο αυτό, θα πρέπει να αναφερθεί ότι ισχύει ότι $I = I_a I_p$ όπου I_a παριστάνει τη στιγμιαία κανονικοποιημένη λαμβανόμενη ακτινοβολία λόγω των διαλείψεων που προέρχονται από το φαινόμενο της τυρβώδους ροής και I_p συμβολίζει τη στιγμιαία κανονικοποιημένη λαμβανόμενη ακτινοβολία λόγω των διαλείψεων που προέρχονται από το φαινόμενο των σφαλμάτων σκόπευσης, αντίστοιχα, [Farid et al. 2007; [Varotsos et al. 2016a; Ansari, 2016]. Επιπλέον, από την Εξ. (4.17) και την Εξ. (4.19), το ρεύμα εξόδου στην πλευρά της φωτοδιόδου του δέκτη του εξεταζόμενου DF αναγεννητή εκφράζεται μέσω της Εξ. (4.20), [Bekkali et al. 2010; Nistazakis et al. 2014; Varotsos et al. 2017b].

Συνεπώς, από την Εξ. (4.20) και λαμβάνοντας επίσης υπόψη την ύπαρξη του IMD θορύβου που περιγράφει η Εξ. (10.22), καθώς επίσης και το ότι ο συνολικός θόρυβος (οπτικός θόρυβος και IMD ή πιο απλά θόρυβος και παραμόρφωση) είναι *Gaussian* κατανεμημένος, προκύπτει ότι η στιγμιαία ισχύς της φέρουσας προς την ισχύ του θορύβου μαζί με την παραμόρφωση (Carrier to Noise plus Distortion Ratio, *CNDR*) που καταφθάνει στον δέκτη του εξεταζόμενου DF κόμβου, για κάθε μια υπο-φέρουσα, *n*, εκ των *N* υπο-φερουσών, δίνεται από την προσεγγιστική έκφραση της Εξ. (4.23) [Bekkali et al. 2010; Nistazakis et al. 2014; Prabu et al. 2012; Wang et al. 2016b; Varotsos et al. 2017b], ενώ, η αναμενόμενη τιμή του λόγου *CNDR_n*, i.e., *CNDR_{n,EX}*, εξάγεται από την Εξ. (4.24), [Varotsos et al. 2017b]. Στο σημείο αυτό, οφείλουμε να ξεκαθαρίσουμε ότι θεωρώντας την παρουσία (μη μηδενικής μετατόπισης) σφαλμάτων σκόπευσης δε μπορούμε να θέσουμε στην Εξ. (4.24) ότι *E*[*I*]=1, όπως ισχύει στην περίπτωση της [Nistazakis et al. 2014, Εξ. (10)] όπου τα σφάλματα σκόπευσης θεωρούνται αμελητέα.

Β. Συνδυαστική επίδραση τυρβώδους ροής και σφαλμάτων σκόπευσης

Όπως προαναφέρθηκε, στο παρόν κεφάλαιο, η τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή προσομοιώνεται μέσω της *M*(alaga) κατανομής ενώ τα μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης μέσω της *Beckmann* κατανομής, αντίστοιχα. Έτσι, βάσει της μαθηματικής ανάλυσης που εκτελέστηκε στο Κεφ. 7, [Varotsos et al. 2017a] με την οποία υπολογίστηκε η από κοινού pdf των δυο αυτών κατανομών και εκφράστηκε τελικά μέσω της Εξ. (7.7), η συνδυαστική επίδραση των δυο αυτών φαινομένων στην ακτινοβολία που λαμβάνει ο υπό εξέταση DF κόμβος, δίνεται αντίστοιχα, μέσω της ακόλουθης μαθηματικής έκφρασης κλειστής μορφής [Varotsos et al. 2017a; Varotsos et al. 2017b]:

$$f_{I}(I) = \frac{\psi^{2} A_{(\aleph or \Re)} B_{(\aleph or \Re)}}{2A_{0}g} \sum_{(\aleph or \Re)} a_{k(\aleph or \Re)} B_{(\aleph or \Re)}^{-\frac{a+k}{2}} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{B_{(\aleph or \Re)}}{A_{0}g} I \bigg|_{\psi^{2} - 1, a - 1, k - 1} \right)$$
(10.1)

Επιπρόσθετα, η αναμενόμενη τιμή της τυχαίας μεταβλητής *I* μπορεί να εκτιμηθεί επιλύοντας το ολοκλήρωμα, $E[I] = \int_{0}^{\infty} I f_{I}(I) dI$. [Varotsos et al. 2017a]. Έτσι, αντικαθιστώντας την Εξ. (10.1) στο τελευταίο, μετά από κάποιους υπολογισμούς που περιγράφονται στην [Ansari et al. 2016] και αναλυτικότερα στο παράρτημα Π.ΙΙ, η αναμενόμενη τιμή της τυχαίας μεταβλητής, *I*, λαμβάνεται τελικά, ως [Varotsos et al. 2017a; Varotsos et al. 2017b]:

$$E[I] = A_0 g(c + \Omega) / (\psi^{-2} + 1).$$
(10.2)

III. ABER για το L-QAM RoFSO σύστημα

A. ABER για κάθε μεμονωμένη, ενδιάμεση OFDM RoFSO ζεύξη

Υποθέτοντας κωδικοποίηση κατά *Gray*, για την αντιστοίχιση των bits στα επιθυμητά σύμβολα στην πλευρά του αρχικού πομπού και ότι ο συνολικός θόρυβος στην Εξ. (4.23), είναι πράγματι, όπως ειπώθηκε νωρίτερα, *Gaussian* κατανεμημένος, η ακριβής ABER έκφραση για μια Nυπό-φερουσών *L*-QAM OFDM μεμονωμένη, ενδιάμεση RoFSO ζεύξη, μπορεί να εξαχθεί ολοκληρώνοντας για όλες τις N OFDM υπό-φέρουσες, δηλαδή, ως [Bekkali et al. 2010; Nistazakis et al. 2015b; Proakis 2001, (ch.5, 278-282); Varotsos et al. 2017b]:

$$P_{b,av}^{L-QAM} = \frac{4(1 - L^{-1/2})}{N \log_2(L)} \times \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^\infty \left\{ Q\left(\sqrt{\frac{3CNDR_n(I)}{L-1}}\right) - (1 - L^{-1/2})Q^2\left(\sqrt{\frac{3CNDR_n(I)}{L-1}}\right) \right\} f_I(I) dI,$$
(10.3)

όπου Q(.) είναι η γνωστή Q-συνάρτηση, η οποία περιγράφεται αναλυτικότερα στο παράρτημα Π.Ι, ενώ η παράμετρος L καθορίζει τον χρησιμοποιούμενο αριθμό συμβόλων, δηλαδή, το ακριβές σχήμα QAM διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται.

Για να λύσουμε το ολοκλήρωμα της Εξ. (10.3), χρησιμοποιούμε την προσέγγιση, $Q^2(x) \approx \left[\exp(-x^2/2) + 4\exp(-11x^2/20) + 5\exp(-2x^2) \right]^2 / 576$, η οποία προτάθηκε πρόσφατα στη [Zhang et al. 2014], καθώς επίσης και τη γνωστή σχέση $Q(x) = \frac{1}{2} erfc(x/\sqrt{2})$. Μετά από τις αντικαταστάσεις αυτές, αναπαριστάνουμε τόσο τους exp(.) όρους, όσο και τους erfc(.) όρους, σε όρους Meijer-G συναρτήσεων, με τη βοήθεια των Εξ. (Π.4) και Εξ. (Π.7), αντίστοιχα. Έτσι αντικαθιστώντας επίσης την Εξ. (10.1) στην Εξ. (10.3), μετά από λίγες πράξεις, λαμβάνουμε για την τελευταία μια έκφραση επτά ολοκληρωμάτων που εμπεριέχουν γινόμενα των οποίων οι παράγοντες είναι δυο Meijer-G συναρτήσεις. Τα ολοκληρώματα αυτά, τα επιλύουμε στη συνέχεια μέσω της κατάλληλης Εξ. (Π.8). Έπειτα, μετά από πολύπλοκες αλγεβρικές πράξεις και υπολογισμούς, και χρησιμοποιώντας όπου βέβαια είναι εφικτό την Εξ. (Π.13) για την απλοποίηση των νέων Meijer-G συναρτήσεων που προέκυψαν ως λύσεις, καταλήγουμε στην ακόλουθη μαθηματική έκφραση κλειστής μορφής για τον ABER της εκάστοτε *L*-QAM OFDM RoFSO μεμονωμένης, ενδιάμεσης, ασύρματης ζεύξης του εξεταζόμενου συστήματος, για *M*(alaga) τυρβώδεις και μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης συνθήκες διαλείψεων, [Varotsos et al. 2017b]:

$$P_{b,av}^{L-QAM} = \frac{4(1-L^{-1/2})}{576N\log_2(L)} \times \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{(Nor\Re)} \left[\frac{144}{\sqrt{\pi}} \frac{\xi}{(1-L^{-1/2})} \varphi - \xi \zeta \left(\frac{1008}{20} \right) - \xi \zeta \left(\frac{120}{20} \right) - \xi \zeta \left(\frac{2448}{20} \right) - \frac{1}{2} \xi \zeta \left(48 \right) - \frac{1}{2} \xi \zeta \left(\frac{1056}{20} \right) - \frac{1}{2} \xi \zeta \left(192 \right) \right],$$
(10.4)

όπου:

$$\varphi = G_{6,3}^{2,5} \left(\frac{24A_0^2 g^2 \gamma}{(L-1)B_{(\aleph or \Re)}^2} \right| \begin{array}{c} \frac{2-\psi^2}{2}, \ \frac{1-a}{2}, \ \frac{2-a}{2}, \ \frac{1-k}{2}, \ \frac{2-k}{2}, \ 1 \\ 0, \ \frac{1}{2}, \ \frac{-\psi^2}{2} \end{array} \right), \ \zeta(x) = G_{5,2}^{1,5} \left(x\beta \right| \begin{array}{c} \frac{2-\psi^2}{2}, \ \frac{1-a}{2}, \ \frac{2-a}{2}, \ \frac{1-k}{2}, \ \frac{2-k}{2} \\ 0, \ \frac{1}{2}, \ \frac{-\psi^2}{2} \end{array} \right),$$

$$\xi = \frac{\psi^2 A_{(\aleph or \Re)} 2^{a+k-2} a_{k(\aleph or \Re)} B_{(\aleph or \Re)}^{-\frac{a+k}{2}} \left(1 - L^{-1/2}\right)}{2\pi}, \quad \beta = \frac{A_0^2 g^2 \gamma}{B_{(\aleph or \Re)}^2 \left(L - 1\right)} \quad \text{KI} \quad \epsilon \pi \circ \mu \acute{\epsilon} \lor \circ \circ \varsigma, \quad \gamma = \frac{m_n^2 \eta^2 L_{tot}^2 P_t^2}{2\left(\left[N_0/T_s\right]_{AV} + \left[\sigma_{IMD,n}^2\right]_{AV}\right)}, \quad \tau \circ s = \frac{m_n^2 \eta^2 L_{tot}^2 P_t^2}{2\left(\left[N_0/T_s\right]_{AV} + \left[\sigma_{IMD,n}^2\right]_{AV}\right)}, \quad \tau \circ s = \frac{m_n^2 \eta^2 L_{tot}^2 P_t^2}{2\left(\left[N_0/T_s\right]_{AV} + \left[\sigma_{IMD,n}^2\right]_{AV}\right)}, \quad \tau \circ s = \frac{m_n^2 \eta^2 L_{tot}^2 P_t^2}{2\left(\left[N_0/T_s\right]_{AV} + \left[\sigma_{IMD,n}^2\right]_{AV}\right)}, \quad \tau \circ s = \frac{m_n^2 \eta^2 L_{tot}^2 P_t^2}{2\left(\left[N_0/T_s\right]_{AV} + \left[\sigma_{IMD,n}^2\right]_{AV}\right)}, \quad \tau \circ s = \frac{m_n^2 \eta^2 L_{tot}^2 P_t^2}{2\left(\left[N_0/T_s\right]_{AV} + \left[\sigma_{IMD,n}^2\right]_{AV}\right)}, \quad \tau \circ s = \frac{m_n^2 \eta^2 L_{tot}^2 P_t^2}{2\left(\left[N_0/T_s\right]_{AV} + \left[\sigma_{IMD,n}^2\right]_{AV}\right)}, \quad \tau \circ s = \frac{m_n^2 \eta^2 L_{tot}^2 P_t^2}{2\left(\left[N_0/T_s\right]_{AV} + \left[\sigma_{IMD,n}^2\right]_{AV}\right)},$$

οποία λόγω των Εξ. (4.24) και (10.2) οδηγούν στην $\gamma = \frac{CNDR_{n,EX}}{\left(E[I]\right)^2} = \frac{\left(1+\psi^{-2}\right)^2}{A_0^2 g^2 \left(c+\Omega\right)^2} CNDR_{n,EX}$. Ετσι,

προκύπτουν οι ακόλουθες εκφράσεις [Varotsos et al. 2017b], $\beta = \frac{(1+\psi^{-2})^{-2} CNDR_{n,EX}}{(L-1)(c+\Omega)^2 B_{(NorR)}^2},$ $\varphi = G_{6,3}^{2,5} \left(24\beta \begin{vmatrix} 2-\psi^2 \\ 2 \end{vmatrix}, \frac{1-a}{2}, \frac{2-a}{2}, \frac{1-k}{2}, \frac{2-k}{2}, 1 \\ 0, \frac{1}{2}, -\frac{\psi^2}{2} \end{vmatrix} \right)$ και $\zeta(x) = G_{5,2}^{1,5} \left(\beta x \begin{vmatrix} 2-\psi^2 \\ 2 \end{vmatrix}, \frac{1-a}{2}, \frac{2-a}{2}, \frac{1-k}{2}, \frac{2-k}{2} \\ 0, -\frac{\psi^2}{2} \end{vmatrix} \right)$

B. Συνολικό ABER για το πολλαπλών αλμάτων L-QAM OFDM RoFSO σύστημα

Το συνολικό ABER του υπό εξέταση RoFSO συστήματος των H ενδιάμεσων αλμάτων, τα οποία συνδέονται μέσω των σειριακά συνδεδεμένων και ισαπέχοντων H-1 DF κόμβων, εκφράζεται ως [Nistazakis et al. 2014; Wang et al. 2016b; Varotsos et al. 2017b]:

$$P_{b,av,TOTAL}^{L-QAM} = \sum_{i=1}^{H} \left[P_{b,av,i}^{L-QAM} \prod_{j=i+1}^{H} \left(1 - 2P_{b,av,j}^{L-QAM} \right) \right],$$
(10.5)

η οποία είναι μια κλειστής μορφής έκφραση. Αντικαθιστώντας την Εξ. (10.4) στην Εξ. (10.5), η τελευταία γράφεται αναλυτικότερα ως [Varotsos et al. 2017b]:

$$P_{b,av,TOTAL}^{L-QAM} = \sum_{i=1}^{H} \left\{ \left\{ \frac{4\left(1-L^{-1/2}\right)}{576N\log_{2}\left(L\right)} \times \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{(Nor\Re)} \left[\frac{144}{\sqrt{\pi}} \frac{\xi_{i}}{\left(1-L^{-1/2}\right)} \varphi_{i} - \xi_{i}\zeta_{i} \left(\frac{1008}{20} \right) \right] \right\}$$

$$-\xi_{i}\zeta_{i} \left(120\right) - \xi_{i}\zeta_{i} \left(\frac{2448}{20} \right) - \frac{1}{2}\xi_{i}\zeta_{i} \left(48 \right) - \frac{1}{2}\xi_{i}\zeta_{i} \left(\frac{1056}{20} \right) - \frac{1}{2}\xi_{i}\zeta_{i} \left(192 \right) \right]$$

$$\times \prod_{j=i+1}^{H} \left\{ 1 - 2\frac{4\left(1-L^{-1/2}\right)}{576N\log_{2}\left(L\right)} \times \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{(Nor\Re)} \left[\frac{144}{\sqrt{\pi}} \frac{\xi_{j}}{\left(1-L^{-1/2}\right)} \varphi_{j} - \xi_{j}\zeta_{j} \left(\frac{1008}{20} \right) - \frac{\xi_{j}\zeta_{j} \left(\frac{1008}{20} \right) - \frac{\xi_{j}\zeta_{j} \left(\frac{2448}{20} \right) - \frac{1}{2}\xi_{j}\zeta_{j} \left(48 \right) - \frac{1}{2}\xi_{j}\zeta_{j} \left(\frac{1056}{20} \right) - \frac{1}{2}\xi_{j}\zeta_{j} \left(192 \right) \right\}$$

$$(10.6)$$

IV. Εκτίμηση της πιθανότητας διακοπής

Α. Πιθανότητα Διακοπής για κάθε μεμονωμένη, ενδιάμεση ζεύξη

Μια άλλη, εξίσου πολύ σημαντική μετρική για τη διαθεσιμότητα κάθε RoFSO τηλεπικοινωνιακού συστήματος είναι η πιθανότητα διακοπής (Outage Probability, OP) [Nistazakis et al. 2012a; Nistazakis et al. 2015b; Katsis et al. 2009; Karagiannidis et al. 2006; Prabu et al. 2013]. Η μετρική αυτή στην περίπτωσή μας εκφράζει την πιθανότητα του CNDR στην πλευρά του δέκτη να πέσει κάτω από μια συγκεκριμένη τιμή κατωφλίου CNDR_{th}, που αναπαριστά το κατώτερο όριο για την αποδεκτή λειτουργία του δέκτη [Nistazakis et al. 2012a; Katsis et al. 2019],

$$P_{out} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} P_{out,n} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \Pr(I_n < I_{n,th}) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} F_{I_n}(I_{n,th}),$$
(10.7)

όπου F1(.) συμβολίζει τη συνάρτηση αθροιστικής κατανομής CDF, ενώ Pr(.) δηλώνει πιθανότητα.

Επομένως, για να εκτιμήσουμε την πιθανότητα διακοπής για κάθε ενδιάμεση ζεύξη του εξεταζόμενου OFDM RoFSO συστήματος πολλαπλών αλμάτων, χρειάζεται να εξάγουμε την έκφραση της CDF της τυχαίας μεταβλητής *Ι*. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί ολοκληρώνοντας την αντίστοιχη PDF, η οποία δίνεται από την Εξ. (10.1). Συνεπώς:

$$F_{I_{n}}(I_{n,th}) = \int_{0}^{I_{n,th}} f_{I_{n}}(I_{n,th}) dI_{n} = \frac{\psi^{2}A_{(\aleph or\Re)}B_{(\aleph or\Re)}}{2A_{0}g} \sum_{(\aleph or\Re)} a_{k(\aleph or\Re)}B_{(\aleph or\Re)}^{-\frac{a+k}{2}}$$

$$\times \int_{0}^{I_{n,th}} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{B_{(\aleph or\Re)}}{A_{0}g}I_{n,th} \middle|_{\psi^{2}-1, a-1, k-1}\right) dI_{n}.$$
(10.8)

Το ολοκλήρωμα της Εξ. (10.8) επιλύεται χρησιμοποιώντας την Εξ. (Π.11), κι επομένως, η Εξ. (10.8) γράφεται ως:

$$F_{I_n}\left(I_{n,th}\right) = \frac{\psi^2 A_{(\aleph or \Re)}}{2} \sum_{(\aleph or \Re)} a_{k(\aleph or \Re)} B_{(\aleph or \Re)}^{-\frac{a+k}{2}} \times G_{2,4}^{3,1} \left(\frac{B_{(\aleph or \Re)}}{A_0 g} I_{n,th} \middle|_{\psi^2, a, k, 0}^{1, \psi^2 + 1}\right).$$
(10.9)

Λαμβάνοντας υπόψη τις Εξ. (4.23), Εξ. (4.24), και Εξ. (10.2), για $I=I_n=I_{n,th}$, προκύπτει ότι [Varotsos et al. 2017b]:

$$I_{n,th} = \frac{A_0 g\left(c + \Omega\right)}{1 + \psi^{-2}} \sqrt{\frac{CNDR_n\left(I_{n,th}\right)}{CNDR_{n,EX}}}.$$
(10.10)

Έτσι, από τις Εξ. (10.7), Εξ. (10.9) και Εξ. (10.10), η πιθανότητα διακοπής για κάθε *L*-QAM OFDM RoFSO ενδιάμεση ζεύξη που υφίσταται, τόσο λόγω *M*(alaga) τυρβώδους ροής, όσο και λόγω μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, διαλείψεις σήματος, μπορεί να εκφραστεί από την ακόλουθη έκφραση κλειστής μορφής [Varotsos et al. 2017b]:

$$P_{out} = \frac{\psi^2 A_{(\aleph or \Re)}}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{(\aleph or \Re)} a_{k(\aleph or \Re)} B_{(\aleph or \Re)}^{-\frac{a+k}{2}} \times \times G_{2,4}^{3,1} \left(\frac{B_{(\aleph or \Re)} \left(c + \Omega \right)}{1 + \psi^{-2}} \sqrt{\frac{CNDR_n \left(I_{n,th} \right)}{CNDR_{n,EX}}} \Big|_{\psi^2, a, k, 0}^{1, \psi^2 + 1} \right).$$
(10.11)

Β. Συνολική Πιθανότητα Διακοπής για το πολλαπλών αλμάτων σύστημα

Κατά τη σειριακή συνδεσμολογία DF κόμβων, μια διακοπή συμβαίνει έστω και όταν μία, οποιαδήποτε, από τις ενδιάμεσες, μεμονωμένες, ζεύξεις αποτύχει στη λειτουργία της, [Kashani et al. 2013; Akella et al. 2005; Safari et al. 2008; Nistazakis et al. 2016], δηλαδή εφόσον το λαμβανόμενο σήμα σε έναν οποιοδήποτε κόμβο πέσει κάτω από το κρίσιμο προκαθορισμένο κατώφλι που αποφαίνεται για την ορθή λειτουργία της αντίστοιχης ζεύξης.

Η πιθανότητα λοιπόν, τουλάχιστον μία από τις Η ενδιάμεσες, μεμονωμένες ζεύξεις να εμποδίζει τη λειτουργία ολόκληρου του εξεταζόμενου συστήματος, εκφράζεται ως [Varotsos et al. 2017b]:

$$P_{out,TOTAL} = 1 - \prod_{h=1}^{H} (1 - P_{out}).$$
(10.12)

Έτσι, αντικαθιστώντας την Εξ. (10.11) στην Εξ. (10.12), λαμβάνουμε την ακόλουθη έκφραση κλειστής μορφής για την πιθανότητα διακοπής ολόκληρου του DF αναγεννητών, *L*-QAM OFDM RoFSO πολλαπλών αλμάτων, εξεταζόμενου συστήματος [Varotsos et al. 2017b]:

$$P_{out,TOTAL} = 1 - \prod_{h=1}^{H} \left\{ 1 - \frac{\psi^2 A_{(\aleph or \Re)}}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{(\aleph or \Re)} a_{k(\aleph or \Re)} B_{(\aleph or \Re)}^{-\frac{a+k}{2}} \right.$$

$$\times G_{2,4}^{3,1} \left(\frac{B_{(\aleph or \Re)} \left(c + \Omega \right)}{1 + \psi^{-2}} \sqrt{\frac{CNDR_n \left(I_{n,th} \right)}{CNDR_{n,EX}}} \right|_{\psi^2, a, k, 0} \right) \right\}.$$
(10.13)

V. Αριθμητικά αποτελέσματα

A. Το RoFSO σύστημα

Στην ενότητα αυτή, χρησιμοποιώντας τις εκφράσεις κλειστής μορφής που εξήχθησαν παραπάνω, δηλαδή τις Εξ. (10.4), Εξ. (10.6) και Εξ. (10.13), παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα για την απόδοση του εξεταζόμενου συστήματος και για τις δυο προαναφερθείσες ποσότητες, δηλαδή τον ABER και την πιθανότητα διακοπής. Το εξεταζόμενο RoFSO σύστημα δύναται να λειτουργεί είτε με, είτε χωρίς DF αναγεννητές για διαφορετικές L-QAM OFDM υλοποιήσεις. Ο αριθμός των OFDM υπο-φερουσών είναι για κάθε εξεταζόμενη περίπτωση Ν=1000, ενώ έχουμε υποθέσει τρεις διαφορετικές τιμές L για τον QAM αστερισμό του σήματος, δηλαδή L=4, 16 ή 64. Το μήκος κύματος λειτουργίας του συστήματος είναι λ =1.55μm, ενώ η διάμετρος του δέκτη, D, είναι ίση με 0.1m. Επίσης, κάθε ένα από τα h=1,2...H άλματα έχει το ίδιο, ίσο με 1km, μήκος ζεύξης. Όταν H=1, το σύστημα δε διαθέτει DF κόμβους, και συνεπώς, είναι μια τυπική LOS ζεύξη. Γενικότερα, στις παρακάτω εξεταζόμενες RoFSO ζεύξεις του συστήματος, ο αριθμός των αναγεννητών, H-1, μεταβάλλεται στο διάστημα των τιμών από 0 έως 10. Για όλες αυτές τις διερευνώμενες περιπτώσεις, η λειτουργία του εξεταζόμενου RoFSO συστήματος επηρεάζεται από τους πρακτικούς περιορισμούς που εισάγει η συνδυαστική επίδραση των φαινομένων της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης, προκαλώντας διαλείψεις του λαμβανόμενου σήματος. Σε αυτό το πλαίσιο, υποθέτουμε μια ευρεία περιοχή από ασθενείς έως και ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ροής, μοντελοποιημένες μέσω του ακριβέστατου M(alaga) μοντέλου κατανομής. Ειδικότερα, εξετάζουμε τις ακόλουθες \mathcal{M} τιμές παραμέτρων, $a=3, b=3, \rho=0.95$ για ισχυρές και $a=8, b=4, \rho=0.95$ για ασθενείς συνθήκες τυρβώδους ροής, αντίστοιχα. Επιπρόσθετα, σε όλες τις περιπτώσεις που θα παρουσιάσουμε παρακάτω, η μέση οπτική ισχύς στην κάθε RoFSO ζεύξη είναι κανονικοποιημένη, δηλαδή, $\Omega + 2b_0 = 1$, $\Omega = 0.5$, $b_0 = 0.25$. Σημειώνεται ότι αυτή η απλοποίηση για τη μέση οπτική ισχύ, ισχύει, χωρίς βλάβη της γενικότητας. Σε ό, τι αφορά την αναντιστοιχία κατά τη σκόπευση, υποθέτουμε κανονικοποιημένη τιμή εύρους δέσμης w_z/r=10, καθώς επίσης και κανονικοποιημένες τιμές σφάλματος μετατόπισης, ρυθμισμένες ώστε $(\mu_x/r, \mu_y/r) = (1, 2)$, ενώ διερευνούμε διαφορετικές κανονικοποιημένες τιμές jitter, δηλαδή, $(\sigma_x/r, \sigma_y/r) = (1.2, 0.9), (\sigma_x/r, \sigma_y/r) = (2.6, 1.4)$ και $(\sigma_x/r, \sigma_y/r)$ =(3.6, 2.7), οι οποίες αντιστοιχούν στις τιμές ψ =3.5, ψ =2.0 και ψ =1.5, αντίστοιχα, δηλαδή σε ασθενείς, μέτριες και ισχυρές συνθήκες μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων

σκόπευσης, αντίστοιχα. Επιπλέον, οι αντίστοιχες Monte Carlo προσομοιώσεις, που παρουσιάζονται γραφικά με τη μορφή συμπαγών κουκίδων, επικυρώνουν τα λαμβανόμενα αποτελέσματα. Σημειώνεται, ότι για να αποφύγουμε τους υπερβολικά μεγάλους χρόνους εκτέλεσης της προσομοίωσης, δεν παράγουμε αποτελέσματα για τιμές μικρότερες από 10⁻⁶.

Το Σχήμα 10.1 απεικονίζει την εξέλιξη των ABER εκφράσεων που παρέχουν οι Εξ. (10.4) και Εξ. (10.6) ως συναρτήσεις μιας ευρείας περιοχής τιμών για το αναμενόμενο CNDR στην πλευρά του δέκτη, διαφορετικών σε αριθμό 16-QAM OFDM RoFSO ζεύξεων, υπό διαφορετικές επίσης M(alaga) τυρβώδους ροής συνθήκες, αλλά με το ίδιο ισχυρό ποσό διαλείψεων λόγω μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης. Συνεπώς, στο Σχήμα 10.1 τονίζεται η καταστρεπτική επίδραση του φαινομένου της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Πράγματι, καθώς η τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή γίνεται ασθενέστερη, δηλαδή όσο οι παράμετροι a και b λαμβάνουν μεγαλύτερες τιμές (περιπτώσεις όπου a=8, b=4, οι οποίες απεικονίζονται γραφικά μέσω διακεκομμένων γραμμών), είναι φανερό ότι μέσα σε αυτή την περιοχή ασθενούς τυρβώδους ροής, λαμβάνονται μειωμένες ABER τιμές, και συνεπώς, απεικονίζονται σημαντικές βελτιώσεις στην απόδοση του RoFSO συστήματος συγκριτικά με τις αντίστοιχες περιπτώσεις ισχυρής τυρβώδους ροής, όπου a=3, b=3. Επιπρόσθετα, στο Σχήμα 10.1, για κάθε περιοχή τυρβώδους ροής, απεικονίζονται τέσσερις, διαφορετικού αριθμού αλμάτων, υλοποιήσεις. Όπως μπορούμε να δούμε, η αύξηση του αριθμού των αλμάτων Η οδηγεί σε μεγαλύτερου συνολικού μήκους RoFSO ζεύξεις. Πιο συγκεκριμένα, κάθε επιπρόσθετο άλμα αυξάνει το συνολικό μήκος του συστήματος κατά 1km, αλλά με τίμημα τις αυξημένες ABER τιμές, οι οποίες μεταφράζονται σε υποβαθμίσεις της απόδοσης του όλου συστήματος με αναγεννητές, συγκριτικά με την απόδοση της αρχικής, μικρότερου βέβαια μήκους, ασύρματης ζεύξης. Παρ' όλα αυτά, και ιδιαίτερα μάλιστα, για υψηλές τιμές του CNDR, οι οποίες περιορίζουν σημαντικά την αύξηση του ABER, οι υποβαθμίσεις της συνολικής απόδοσης του όλου συστήματος, φαίνεται, στο Σχήμα 10.1, πως δεν είναι και τόσο καταστρεπτικές ώστε να αναστείλουν τη λειτουργία του RoFSO συστήματος. Εν ολίγοις, το Σχήμα 10.1 φανερώνει ότι η απόδοση ενός τυπικού, 16-QAM OFDM RoFSO DF-υλοποιημένου, πολλαπλών αλμάτων συστήματος, υποβαθμίζεται σημαντικά από την τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή, τις μειωμένες τιμές του αναμενόμενου CNDR και από την εφαρμογή ενός πολύ μεγάλου αριθμού DF κόμβων συνδεδεμένων σειριακά, παρά τη μακράν ευρύτερη ωφέλιμη περιοχή κάλυψης που παρέχουν.



Σχήμα 10.1: ABER για 16-QAM OFDM σήματα συναρτήσει μιας ευρείας περιοχής CNDR, για διαφορετικό αριθμό RoFSO αλμάτων σε ασθενή έως και ισχυρά τυρβώδη M(alaga) κανάλια μαζί με ισχυρές διαλείψεις σήματος λόγω ισχυρών μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης [Varotsos et al. 2017b].

Το Σχήμα 10.2 απεικονίζει την εξέλιξη των ABER εκφράσεων που παρέχουν οι Εξ. (10.4) και Εξ. (10.6) ως συναρτήσεις της ίδιας ευρείας περιοχής τιμών για το αναμενόμενο CNDR στην πλευρά του δέκτη. Οι υποθέσεις που αφορούν στα χαρακτηριστικά του RoFSO συστήματος είναι ίδιες με αυτές του Σχήματος 10.1, αλλά η παράμετρος ψ είναι αυτή τη φορά ρυθμισμένη σε μεγαλύτερη τιμή, η οποία αντιστοιχεί σε ασθενέστερες διαλείψεις σήματος λόγω μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης. Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε, όλες οι αντίστοιχες στο Σχήμα 10.1 ABER τιμές είναι σημαντικά μειωμένες. Ως εκ τούτου, η σύγκριση ανάμεσα στο Σχήμα 10.2 και το Σχήμα 10.1, επιδεικνύει την καταστρεπτική επίδραση των μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, στην απόδοση του εξεταζόμενου RoFSO συστήματος.



Σχήμα 10.2: ABER για 16-QAM OFDM σήματα συναρτήσει μιας ευρείας περιοχής CNDR, για διαφορετικό αριθμό RoFSO αλμάτων σε ασθενή έως και ισχυρά τυρβώδη M(alaga) κανάλια μαζί με μέτριας ισχύος διαλείψεις σήματος λόγω μέτριων μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης [Varotsos et al. 2017b].

Το Σχήμα 10.3 απεικονίζει την εξέλιξη των ABER εκφράσεων που παρέχουν οι Εξ. (10.4) και Εξ. (10.6) ως συναρτήσεις της ίδιας ευρείας περιοχής τιμών για το αναμενόμενο CNDR στην πλευρά του δέκτη, κάτω από ισχυρή \mathcal{M} (alaga) μοντελοποιημένη τυρβώδη ροή, και μέτριας ισχύος, μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, για διαφορετικά *L*-QAM σχήματα διαμόρφωσης, δηλαδή για *L* =4, 16 ή 64. Το *L*-QAM OFDM RoFSO σύστημα θεωρείται ότι είναι ένα σύστημα πολλαπλών αλμάτων που μπορεί να χρησιμοποιεί, είτε 4, είτε 10, σειριακά συνδεδεμένους DF κόμβους, οι οποίοι μάλιστα δημιουργούν, αντίστοιχα, είτε *H*=5, είτε *H*=10, ενδιάμεσες μεμονωμένες ζεύξεις. Όπως άλλωστε ήταν αναμενόμενο από τα παραπάνω, στο Σχήμα 10.3 παρατηρούμε ότι η *H*=5 υλοποίηση, η οποία απεικονίζεται γραφικά με διακεκομμένες γραμμές, σημειώνει καλύτερες επιδόσεις υπό όρους ABER από την *H*=10 υλοποίηση. Παρ' όλα αυτά, η τελευταία υλοποίηση πλεονεκτεί υπό όρους ωφέλιμης εμβέλειας, αφού επιτυγχάνει μεγαλύτερη περιοχή κάλυψης. Επιπρόσθετα, και για τις δυο αυτές υλοποιήσεις, γίνεται σαφές ότι τα χαμηλότερης τάξης QAM σχήματα, οδηγούν σε σημαντική ενίσχυση της απόδοσης ως προς την ABER μετρική. Έτσι, το 4-QAM σχήμα, προσφέρει καλύτερα ABER αποτελέσματα απόδοσης από το 16-QAM σχήμα, το οποίο με τη σειρά του, υπερτερεί (ως προς τον ABER) του 64-QAM σχήματος.



Σχήμα 10.3: ABER για 4, 16, 64-QAM OFDM σήματα συναρτήσει μιας ευρείας περιοχής CNDR, για διαφορετικό αριθμό RoFSO αλμάτων σε ισχυρό τυρβώδες M(alaga) κανάλι μαζί με μέτριας ισχύος διαλείψεις σήματος, λόγω μέτριων μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης [Varotsos et al. 2017b].

Το Σχήμα 10.4 προβάλει τα αποτελέσματα για την πιθανότητα διακοπής που ελήφθησαν, χρησιμοποιώντας την Εξ. (10.13) για μονού άλματος, διπλού άλματος και τριπλού άλματος υλοποιήσεις του εξεταζόμενου RoFSO OFDM συστήματος. Αυτή η μετρική απόδοσης παρουσιάζεται ως συνάρτηση της κανονικοποιημένης αναμενόμενης στιγμιαίας ισχύος της φέρουσας προς την ισχύ του θορύβου μαζί με την παραμόρφωση, *CNDR*_{h.EX}/*CNDR*_{h.th}, σε κάθε δέκτη DF κόμβου. Όπως και στην περίπτωση της ABER μετρικής, η πιθανότατα διακοπής φαίνεται στο Σχήμα 10.4 να αυξάνει την τιμή της όσο ο αριθμός των ενδιάμεσων ζεύξεων, ή ισοδύναμα, όσο ο αριθμός των DF αναγεννητών που χρησιμοποιούνται, αυξάνεται. Για ακόμα μια φορά, η αύξηση της ισχύος της τυρβώδους ροής, οδηγεί σε περεταίρω υποβάθμιση της απόδοσης, δηλαδή σε ακόμα μεγαλύτερη αύξηση της τιμής που λαμβάνει η μετρική της πιθανότητας διακοπής. Συνεπώς, ιδιαίτερα κάτω από ασθενείς συνθήκες τυρβώδους ροής, το μονού άλματος σύστημα υπερτερεί των υπολοίπων υπό όρους περιοχής κάλυψης.



Σχήμα 10.4: Εκτίμηση της πιθανότητας διακοπής για μονού άλματος και πολλαπλών αλμάτων OFDM RoFSO συστήματα σε ασθενή έως και ισχυρά τυρβώδη M(alaga) κανάλια μαζί με μικρές διαλείψεις σήματος, λόγω ασθενών μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης [Varotsos et al. 2017b].



Σχήμα 10.5: Εκτίμηση της πιθανότητας διακοπής για μονού άλματος και πολλαπλών αλμάτων OFDM RoFSO συστήματα σε ασθενή έως και ισχυρά τυρβώδη M(alaga) κανάλια μαζί με σημαντικές διαλείψεις σήματος, λόγω ισχυρών μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης [Varotsos et al. 2017b].

Το Σχήμα 10.5 απεικονίζει τα αποτελέσματα για την πιθανότητα διακοπής που ελήφθησαν, χρησιμοποιώντας την Εξ. (10.13) για τις ίδιες RoFSO OFDM υλοποιήσεις με αυτές του Σχήματος 10.4, λειτουργώντας και πάλι κάτω από τις ίδιες συνθήκες τυρβώδους ροής, αλλά με την παρουσία ισχυρών μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης αυτή τη φορά, όπως εξάλλου υποδεικνύει και η μείωση της αντίστοιχης παραμέτρου ψ (από την τιμή 3.5 που λάμβανε στο Σχήμα 10.4, έχει μειωθεί στην τιμή 1.5 στο Σχήμα 10.5). Η σύγκριση ανάμεσα στις δυο αυτές γραφικές, αποκαλύπτει την αρνητική επίδραση των μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης σε ό, τι αφορά στην RoFSO πιθανότητα διακοπής.

Β. Το πραγματικό RoFSO σύστημα

Για να επαληθεύσουμε την ορθότητα της ανάλυσης για την απόδοση που προτείναμε παραπάνω, σε ένα πιο πρακτικό επίπεδο, παρουσιάζουμε επίσης κάποια αριθμητικά αποτελέσματα που εξήχθησαν από την Εξ. (10.13), αλλά υιοθετώντας κάποια πειραματικά δεδομένα από μετρήσεις που εκτελέστηκαν στο πανεπιστήμιο της Wesada, στην Ιαπωνία, στις 15 Οκτωβρίου του 2009, όπως ακριβώς δημοσιεύτηκαν και παρουσιάστηκαν στην [Jurado-Navas et al. 2012]. Αυτή η πραγματική ζεύξη λειτουργεί με οπτικό μήκος κύματος λ =785nm και διάμετρο κυκλικής επιφάνειας δέκτη ίση με 0.1m. Το μήκος της συγκεκριμένης ζεύξης, δηλαδή η ασύρματη FSO απόσταση διάδοσης από τον πηγή μέχρι τον προορισμό είναι d_{SD} =1km. Επιπρόσθετα, σημειώνεται πως η συγκεκριμένη ζεύξη είναι εγκατεστημένη σε ύψος 25m πάνω από την επίπεδο της θάλασσας, ενώ η οπτική ισχύς που μεταδίδει είναι ίση με 11.5 dBm με αποκρισιμότητα των 0.8 A/W, [Jurado-Navas et al. 2012].

Στο σημείο αυτό, οφείλουμε να υπενθυμίσουμε πως η τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή εξαρτάται από τη διακύμανση Rytov, που ορίζεται ως as $\sigma_{\rm R}^2 = 1.23 C_{\rm n}^2 \left(2\pi/\lambda\right)^{7/6} d_{\rm SD}^{11/6}$, και η οποία είναι σταθερή, λαμβάνοντας την τιμή $\sigma_{\rm R}^2 = 0.36$ για $C_{\rm n}^2 = 8.3 \times 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$ (που μετρήθηκε στις 15 Οκτωβρίου 2009, και ώρα 23:10, για FSO απόσταση διάδοσης dsd=1km και εφαρμοζόμενο μήκος κύματος λ =785nm). Λαμβάνοντας υπόψη ότι η \mathcal{M} (alaga) κατανομή είναι ένα πολύ ακριβές, γενικευμένο μοντέλο τυρβώδους ροής, η τελευταία πειραματικά μετρούμενη κατάσταση τυρβώδους ροής για αυτή τη συγκεκριμένη πρακτική ζεύξη, αντιστοιχεί απόλυτα στις $(a,b,\rho)=(10,5,1)$ $\mathcal{M}(alaga)$ τιμές παραμέτρων, όπως ακριβώς αναφέρθηκε εξάλλου στην [Jurado-Navas et al. 2012]. Έτσι, αυτή η $\mathcal{M}(alaga)$ τυρβώδης κατάσταση με $(a,b,\rho)=(10,5,1)$, θα χρησιμοποιηθεί στα αριθμητικά αποτελέσματα που εξάγουμε παρακάτω. Ομοίως, μια άλλη, ισχυρότερη M(alaga) τυρβώδης κατάσταση, η οποία απορρέει από τα πειραματικά δεδομένα, και θα χρησιμοποιηθεί επίσης παρακάτω, είναι η κατάσταση με, is the state with $(a,b,\rho)=(10,5,0.25)$, η οποία αντιστοιχεί πλήρως στις τιμές $\sigma_{R}^{2} = 1.2$ και $C_{n}^{2} = 2.8 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$ (που μετρήθηκε στις 15 Οκτωβρίου ,κοντά στο μεσημέρι, [Jurado-Navas et al. 2012]. Επιπλέον, τα μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης είναι μέτριας ισχύος, και ισοδύναμα για όλες τις εξεταζόμενες περιπτώσεις. Ως τελική παρατήρηση, αναφέρεται πως όλες οι περιπτώσεις που θα δειχθούν παρακάτω, ελήφθησαν, για ακόμα μια φορά και χωρίς βλάβη της γενικότητας, χρησιμοποιώντας την ίδια κανονικοποιημένη μέση οπτική ισχύ, δηλαδή, $\Omega + 2b_0 = 1$, όπου $\Omega = 0.5$ and $b_0 = 0.25$.

Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω, το Σχήμα 10.6 απεικονίζει τρεις διαφορετικές OFDM RoFSO πραγματοποιήσεις για την υπό διερεύνηση πρακτική ζεύξη. Η περισσότερο αποδοτική ως προς την πιθανότητα διακοπής, είναι η ίδια η πραγματική ζεύξη, για ασθενείς μάλιστα μετρούμενες συνθήκες τυρβώδους ροής, δηλαδή με (a,b,ρ)=(10,5,1), για συνολικό μήκος ζεύξης ίσο με 1km, χωρίς τη χρήση κάποιου ενδιάμεσου DF κόμβου αναγεννητή. Η ίδια, μονού άλματος ζεύξη, αλλά υπό ισχυρότερες συνθήκες τυρβώδους ροής, όπου δηλαδή $(a,b,\rho)=(10,5,0.25)$, και για μεγαλύτερο μήκος ζεύξης ίσο με 2km, απεικονίζεται επίσης στο Σχήμα 10.6, λαμβάνοντας αυξημένες αντίστοιχες τιμές πιθανότητας διακοπής, σε σχέση με την αμέσως προηγούμενη περίπτωση. Αυτό εξηγείται λόγω του ότι ισχυρότερα τυρβώδη ατμοσφαιρικά κανάλια οδηγούν σε περισσότερο σημαντικές υποβαθμίσεις στην RoFSO απόδοση και διαθεσιμότητα, καθώς επίσης, και λόγω του ότι η αύξηση της απόστασης διάδοσης (χωρίς τη χρήση αναγεννητών), επιφέρει ισχυρότερες διαλείψεις λαμβανομένου σήματος στην πλευρά του δέκτη, προερχόμενες από το φαινόμενο της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Τέλος, η τρίτη πραγματοποίηση, η οποία αναπαρίσταται γραφικά στο Σχήμα 10.6 με διακεκομμένη γραμμή, υποτίθεται ότι διαθέτει επίσης ένα μήκος που επεκτείνεται στα 2km, αλλά με τη διαφορά ότι χρησιμοποιεί ένα DF κόμβο αναγεννητή, ο οποίος μάλιστα θεωρείται πως είναι εγκατεστημένος στη μέση της συνολικής ζεύξης (δηλαδή πρόκειται για μια διπλού άλματος υλοποίηση, όπου το μήκος του κάθε άλματος είναι ίσο με 1km). Η χρησιμοποίηση του DF αναγεννητή, δίνει τη δυνατότητα στο διπλού άλματος σύστημα να αντιμετωπίζει ένα ασθενέστερο ποσό, τυρβώδους ροής-προερχόμενων διαλείψεις σήματος σε κάθε άλμα σε σχέση με αυτό της δεύτερης υλοποίησης, η οποία παρά το γεγονός ότι διαθέτει το ίδιο συνολικό μήκος, ίσο επίσης με 2km, αντιμετωπίζει εντονότερες διαλείψεις σήματος στην πλευρά του τελικού προορισμού, λόγω τυρβώδους ροής. Πράγματι, κατά τη δεύτερη υλοποίηση το πληροφοριακό σήμα, αφού διανύσει το πρώτο χιλιόμετρο μέσα στο τυρβώδες κανάλι, δεν αναγεννιέται, και συνεπώς, δεν απαλλάσσεται από τις διαλείψεις λόγω τυρβώδους ροής που έχει αποκτήσει ήδη από το πρώτο χιλιόμετρο. Έτσι, για το τελευταίο χιλιόμετρο της διαδρομής μέχρι τον προορισμό, στη δεύτερη υλοποίηση έχουμε ως ''αρχικό'' σήμα κάποιο ήδη διαβρωμένο σήμα από την τυρβώδη ροή, ενώ αντίθετα, στην τρίτη υλοποίηση το αντίστοιχο "αρχικό" σήμα έχει καθαριστεί από τη διάβρωση αυτή, λόγω της αναγέννησής του που πραγματοποιείται στον DF κόμβο. Συνεπώς μετά και το τελευταίο χιλιόμετρο διάδοσης, το τελικό σήμα λήψης στη δεύτερη περίπτωση θα παρουσιάζει ισχυρότερες διαλείψεις λόγω τυρβώδους ροής, αφού πέρα από το γεγονός ότι λόγω της απουσίας κόμβου αναγεννητή έχει επιφορτιστεί και τις αντίστοιχες διαλείψεις που απέκτησε κατά το πρώτο χιλιόμετρο της διάδοσής του, δεν πρέπει να μας διαφεύγει και το ότι η περεταίρω αύξηση της απόστασης διάδοσης ενισχύει ακόμα περισσότερο την καταστρεπτική δράση της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Έτσι εξηγούνται λοιπόν τα αποδοτικότερα αποτελέσματα που προσφέρει το σχήμα διπλού άλματος, σε σχέση με την αντίστοιχη υλοποίηση του μονού άλματος της δεύτερης εξεταζόμενης περίπτωσης, υπό την προϋπόθεση βέβαια ότι ο δέκτης του DF αναγεννητή έχει το κατάλληλο CNDR όριο ευαισθησίας. Συνεπώς, το ενδιαφέρον συμπέρασμα που προκύπτει είναι ότι, εκτός της αύξησης της RoFSO ωφέλιμης εμβέλειας (περιοχής κάλυψης), οι DF αναγεννητές, μπορούν επίσης να χρησιμοποιηθούν ως εργαλεία περιορισμού των διαλείψεων του σήματος, και συνεπώς, ως εργαλεία καταπολέμησης της συνδυαστικής επίδρασης των φαινομένων της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και των σφαλμάτων σκόπευσης.



Σχήμα 10.6: Εκτίμηση της πιθανότητας διακοπής για τρεις διαφορετικές υλοποιήσεις ενός πρακτικού OFDM RoFSO συστήματος με ασθενή έως και ισχυρά τυρβώδη M(alaga) κανάλια μαζί με μέτριας έντασης διαλείψεις σήματος, λόγω μέτριας ισχύος μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης [Varotsos et al. 2017b].

VI. Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό, διερευνήθηκε αρχικά η συνδυαστική επίδραση της *M*(alaga) μοντελοποιημένης τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και των μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης στην απόδοση ενός τυπικών θεωρητικών προδιαγραφών DF-υλοποιημένου *L*-QAM OFDM RoFSO συστήματος πολλαπλών αλμάτων με *N* υπο-φέρουσες. Έτσι, εξήχθησαν αρκετά ακριβείς εκφράσεις κλειστής μορφής για τις θεμελιώδεις, ABER και πιθανότητας διακοπής, μετρικές απόδοσης τέτοιων RoFSO υλοποιήσεων. Η ακρίβεια της προτεινόμενης ανάλυσης αποδείχθηκε περεταίρω, εφαρμόζοντάς τη σε πραγματικό, πρακτικό ασύρματο οπτικό σύστημα. Καταδείχθηκε επίσης ότι οι DF αναγεννητές, όταν συνδέονται σειριακά, μπορούν να επεκτείνουν σημαντικά την RoFSO περιοχή κάλυψης, αλλά εις βάρος αυξημένων ABER και πιθανότητας διακοπής τιμών, σε σύγκριση πάντα, με τις αντίστοιχες ABER και πιθανότητας διακοπής τιμές, της μικρότερου μήκους, αρχικής, RoFSO ζεύξης. Επίσης, αποδείχθηκε ότι εισάγοντας σειριακά συνδεδεμένους DF αναγεννητές σε μια RoFSO ζεύξη, μπορούμε να βελτιώσουμε την αρχική της απόδοση, αφού οι ενδιάμεσες μεμονωμένες ζεύξεις (άλματα) που προκύπτουν, έχουν μικρότερο μήκος, και συνεπώς, αντιμετωπίζουν ασθενέστερες συνδυαστικές, τυρβώδους ροής-προερχόμενες και μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης-προερχόμενες, διαλείψεις σήματος.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 11

Μέση πιθανότητα μετάδοσης εσφαλμένου συμβόλου (ASEP) για Subcarrier PSK FSO ζεύξεις με ασθενή τυρβώδη κανάλια υπό την επίδραση σφαλμάτων σκόπευσης και θορύβου φάσης

Ι. Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό, διερευνάται η απόδοση, σύμφωνα με τη μέση πιθανότητα σφάλματος στη μετάδοση συμβόλων (Average Symbol Error Probability, ASEP) για μια FSO ζεύξη, η οποία χρησιμοποιεί SIM διαμόρφωση, βασισμένη σε διάφορα *M*-PSK σχήματα, υπό ασθενείς τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής μαζί με (μηδενικής μετατόπισης) σφάλματα σκόπευσης και θόρυβο φάσης. Οι διακυμάνσεις του οπτικού σήματος που προέρχονται από την τυρβώδη ροή, προσομοιώνονται μέσω του μαθηματικά απλού κι εύχρηστου Γ μοντέλου κατανομής, το οποίο είναι πολύ ακριβές για τέτοιες ασθενείς συνθήκες, ενώ το φαινόμενο του θορύβου φάσης, μελετάται με την κατάλληλη *Tikhonov* κατανομή. Υπό αυτές τις προϋποθέσεις, νέες, προσεγγιστικές, κλειστής μορφής εκφράσεις εξάγονται για την ASEP μετρική, οι οποίες είναι επαρκώς ακριβείς μέσα σε μια ευρεία περιοχή SNR τιμών. Τέλος, παρουσιάζονται κατάλληλα αριθμητικά αποτελέσματα, τα οποία επικυρώνονται μέσω Monte Carlo προσομοιώσεων [Varotsos et al. 2017c].

ΙΙ. Μοντέλα καναλιού και συστήματος

Η συγκεκριμένη FSO ζεύξη υποθέτει SIM με *M*-PSK μετάδοση σήματος μέσω ενός *Γ*κατανεμημένου τυρβώδους ατμοσφαιρικού καναλιού. Υποτίθεται επίσης ότι τα *M*-PSK σύμβολα, *x*, είναι κανονικοποιημένα στη μονάδα, δηλαδή, $x \in \{e^{j2\pi q/M} \mid q = 0, ..., M - 1\}$ και ότι το λαμβανόμενο σήμα *y* έχει διαβρωθεί από μηδενικής μέσης τιμής AWGN θόρυβο, *n*, όπου τόσο η συμφασική συνιστώσα (in-phase) όσο και η ορθογώνια (quadrature) συνιστώσα φάσης παρουσιάζουν την ίδια διακύμανση σ_n^2 . Επιπρόσθετα, η συνεισφορά των διακυμάνσεων πλάτους, που περιλαμβάνει τις απώλειες διαδρομής, τον σπινθηρισμό και τις επιδράσεις των σφαλμάτων σκόπευσης, διερευνάται μέσω της πραγματικών τιμών παραμέτρου $I \ge 0$, ενώ η επίδραση του θορύβου φάσης υποδηλώνεται από την παράμετρο $\theta \in [-\pi, \pi)$. Έτσι το σήμα, *y*, στην είσοδο του δέκτη γράφεται ως [Gappmair et al. 2017; Varotsos et al. 2017c]:

$$y = e^{j\theta} I \ x + n \tag{11.1}$$

το όποιο μάλιστα απεικονίζεται υπό τη μορφή διανυσματικού διαγράμματος, ως [Gappmair et al. 2017]:



Σχήμα 11.1: Διανυσματικό διάγραμμα ενός PSK συμβόλου x, το οποίο διαβρώνεται από διακυμάνσεις πλάτους Ι, θόρυβο φάσης θ και συνιστώσα AWGN θορύβου, n [Gappmair et al. 2017].

Α. Κατανομή του θορύβου φάσης

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, υποθέτουμε ότι ο θόρυβος φάσης ακολουθεί την κατάλληλη για τη μοντελοποίησή του, *Tikhonov* κατανομή, [Khalighi et al. 2014; De Abreu 2008; Song et al. 2015], της οποίας η pdf δίνεται ως [Gappmair et al. 2017; Varotsos et al. 2017c]:

$$f_{\Theta}(\theta) = e^{\nu \cos \theta} / 2\pi I_0(\nu), \quad -\pi \le \theta \le \pi$$
(11.2)

όπου $I_0(\cdot)$ συμβολίζει τη μηδενικής τάξης τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους, και η παράμετρος *v* παριστάνει το SNR του βρόχου κλειδωμένης φάσης (phase-locked loop, PLL) ο οποίος χρησιμοποιείται για συγχρονισμό του εκάστοτε φέροντος. Στο σημείο αυτό, θα πρέπει να υπενθυμιστεί ότι αυτού του είδους ο θόρυβος, δημιουργείται από το γεγονός ότι ο τοπικός ταλαντωτής, στη βαθμίδα του ηλεκτρικού αποδιαμορφωτή, δε μπορεί να παράξει μια ιδανική ημιτονονική κυματομορφή, που θα ήταν άλλωστε και η απαιτούμενη, για την επίτευξη ενός τέλειου συγχρονισμού [Mengali 1997].

Επιπρόσθετα, οι συνολικές διακυμάνσεις του πλάτους της λαμβανόμενης ακτινοβολίας *I* αποτελούνται από τις απώλειες διαδρομής *I*_l, τον παράγοντα *I*_a που σχετίζεται με τις διακυμάνσεις των τυρβώδους ροής-προερχόμενων διακυμάνσεων πλάτους καθώς και από την από την παράμετρο, *I*_p, η οποία περιγράφει, με τη σειρά της, των ατελών ευθυγραμμίσεων-προερχόμενες διακυμάνσεις πλάτους λόγω του φαινομένου των σφαλμάτων σκόπευσης. Συνεπώς, οι συνολικές διακυμάνσεις

πλάτους δίνονται από το γινόμενο $I = I_l I_a I_p$. Παρ' όλα αυτά, μπορεί να υποτεθεί χωρίς βλάβη της γενικότητας ότι I_l =1, [Gappmair 2012; Varotsos et al. 2016a].

Β. Σύνθετο μοντέλο τυρβώδους ροής και σφαλμάτων σκόπευσης

Εστιάζοντας αρχικά στο μοντέλο καναλιού και συστήματος της Εξ. (11.1) που αφορά γενικότερα στο διαδιδόμενο σήμα, διαπιστώνουμε πως το PSK σύμβολο *x*, καθώς διαδίδεται στο ατμοσφαιρικό κανάλι, υφίσταται την επιδράσεις τεσσάρων διαφορετικών τυχαίων διαδικασιών, οι οποίες έχουν υποτεθεί πως είναι από κοινού ανεξάρτητες μεταξύ τους και είναι οι εξής [Gappmair et al. 2017]:

Η συνιστώσα προσθετικού θορύβου, n, η οποία ακολουθεί μηδενικής μέσης τιμής κανονική κατανομή.

Ο θόρυβος φάσης, θ, που προσομοιώνεται μέσω της *Tikhonov* κατανομής, η οποία περιγράφτηκε στην Εξ. (11.2).

Οι διακυμάνσεις (διαλείψεις) του πλάτους της ακτινοβολίας, *I_a*, που οφείλονται στην τυρβώδη ροή και περιγράφονται μέσω της *Γ* κατανομής, δηλαδή μέσω της Εξ. (6.6).

Οι διακυμάνσεις (διαλείψεις) του πλάτους της ακτινοβολίας, *I_p*, που οφείλονται στα σφάλματα σκόπευσης και περιγράφονται μέσω της Εξ. (6.8).

Η από κοινού pdf για την παράμετρο, *I*, που περιγράφει τη συνδυαστική επίδραση της *Γ* τυρβώδους ροής και των μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, δίνεται σύμφωνα με την Εξ. (6.13), η οποία προέκυψε εκτελώντας την ανάλυση της [Farid et al. 2007] στο Κεφ. 6., ως εξής [Varotsos et al. 2016a]:

$$f_{I}(I) = \frac{\xi^{2} \zeta}{\Gamma(\zeta) A_{0}} G_{1,2}^{2,0} \left(\frac{\zeta I}{A_{0}} \middle|_{\xi^{2} - 1, \zeta - 1}^{\xi^{2}} \right)$$
(11.3)

Γ. Λόγος σήματος προς θόρυβο

Στα πλαίσια αυτού του κεφαλαίου, υποτίθεται ότι η οπτική ισχύς στο δέκτη, η οποία αντανακλά το φαινόμενο των απωλειών διαδρομής, καθώς και η αποκρισιμότητα του φωτοδέκτη, δίνονται ως P_0 και R_d , αντίστοιχα. Τότε, το στιγμιαίο ηλεκτρικό SNR, γ, στον είσοδο του ηλεκτρικού αποδιαμορφωτή, [Song et al. 2015], λαμβάνεται ως [Gappmair et al. 2017]:

$$\gamma = \frac{\left(m_i P_0 R_d\right)^2}{2\sigma_n^2} I^2$$
(11.4)

όπου η συνολική διακύμανση του θορύβου ορίζεται ως $2\sigma_n^2$, ενώ η παράμετρος m_i υποδηλώνει τον δείκτη διαμόρφωσης, που χαρακτηρίζει τη SIM μέθοδο. Ορίζοντας στη συνέχεια το αναμενόμενο

SNR, μ, ως
$$\mu = \frac{(m_i P_0 R_d)^2}{2\sigma_n^2} (E[I])^2$$
, έχουμε ότι:

$$\gamma = \frac{\left(1 + \xi^{-2}\right)^2}{A_0^2} \mu I^2 \tag{11.5}$$

αφού όπως είδαμε στο Κεφ. 6, για τη Γ-κατανεμημένη τυρβώδη ροή με μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, ισχύει ότι: $E[I] = A_{\xi} = \int_{0}^{\infty} I f(I) dI = \frac{A_{0}}{1+\xi^{-2}}$ [Varotsos et al. 2016a].

III. ASEP απόδοση για αμελητέες επιδράσεις θορύβου φάσης

Στην ενότητα αυτή, παρουσιάζουμε το αναλυτικό πλαίσιο και τη μεθοδολογία για την εκτίμηση της ASEP μετρικής για PSK σήματα που διαβρώνονται από Γ-μοντελοποιημένες διαλείψεις τυρβώδους ροής, υπό την παρουσία μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης και AWGN θορύβου. Τα εξαγόμενα αποτελέσματα παρέχονται με μια γενικευμένη και ενιαία μορφή, ώστε να είναι σε θέση να εφαρμοστούν άμεσα, και κατά τον ίδιο τρόπο, για όλα τα PSK σχήματα.

Α. Ακριβείς και προσεγγιστικές εξισώσεις

Υπό την προϋπόθεση ότι οι επιδράσεις του θορύβου φάσης είναι αμελητέες και ότι οι διακυμάνσεις πλάτους, *I*, είναι γνωστές στο δέκτη, η πιθανότητα σφάλματος στη μετάδοση συμβόλων (Symbol Error Probability, SEP), δίνεται για *M*-PSK σχήματα, ως [Simon et al. 2005]:

$$p_I(I) = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi - \pi/M} \exp\left(-\frac{\gamma \sin^2 \frac{\pi}{M}}{\sin^2 \varphi}\right) d\varphi$$
(11.6)

όπου σύμφωνα με την Εξ. (11.5), $\gamma = \mu I^2 (1 + \xi^{-2})^2 / A_0^2$. Ολοκληρώνοντας λοιπόν την Εξ. (11.6), ως προς την παράμετρο, *I*, προκύπτει η παρακάτω ακριβής σχέση για τη μεση πιθανότητα σφάλματος στη μετάδοση συμβόλων (ASEP) [Gappmair et al. 2017]:

$$p_{I} = \int_{0}^{\infty} p_{I}(I) f_{I}(I) dI$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\infty} \int_{0}^{\pi - \pi/M} \exp\left[-\frac{I^{2} \mu \left(1 + \xi^{-2}\right)^{2} \sin^{2} \frac{\pi}{M}}{A_{0}^{2} \sin^{2} \varphi}\right] f_{I}(I) d\varphi dI$$
(11.7)

Διαπιστώνουμε λοιπόν, πως δεν είναι δυνατόν να εξαχθεί κάποια έκφραση κλειστής μορφής για το διπλό ολοκλήρωμα της Εξ. (11.7). Κάτι που είναι εφικτό όμως, είναι να αλλάξει η σειρά ολοκλήρωσης. Με αυτόν τον τρόπο, ολοκληρώνοντας δηλαδή ως προς *I*, καταφέρνουμε τουλάχιστον να βρούμε μια λύση κλειστής μορφής, σε ό, τι αφορά την παράμετρο *I*. Συγκεκριμένα, αφού αλλάξουμε τη σειρά ολοκλήρωσης, εκφράζουμε την εκθετική συνάρτηση της Εξ. (11.7) υπό όρους Meijer-G συνάρτησης, χρησιμοποιώντας για το μετασχηματισμό αυτό την Εξ. (Π.2). Στη συνέχεια αντικαθιστούμε την Εξ. (11.3) στην Εξ. (11.7), και συνεπώς, προκύπτει ένα ολοκλήρωμα προς *I*, που περιέχει γινόμενο με παράγοντες δυο Meijer-G συναρτήσεις ως προς *I*. Ειδικότερα, το ολοκλήρωμα αυτό επιλύεται και δίνει λύση κλειστής μορφής, χρησιμοποιώντας την Εξ. (Π.8). Έτσι, εφαρμόζοντας την Εξ. (Π.8) καταλήγουμε στο ότι η Εξ. (11.7), αφού απλοποιηθεί και από την Εξ. (Π.13), γράφεται ως εξής:

$$p_{I} = \frac{2^{\zeta-3}\xi^{2}}{\pi^{2} \Gamma(\zeta)} \int_{0}^{\pi-\pi/M} G_{3,2}^{1,3} \left(\frac{16\mu(1+\xi^{-2})^{2}\sin^{2}\frac{\pi}{M}}{\zeta^{2}\sin^{2}\varphi} \quad \left| \frac{2-\xi^{2}}{2}, \frac{1-\zeta}{2}, \frac{2-\zeta}{2} \right| d\varphi$$
(11.8)

Παρ' όλα αυτά, για τιμές $M \ge 4$, η SEP στην Εξ. (11.6), μπορεί να προσεγγιστεί ως [Simon et al. 2005; Proakis 2001; Varotsos et al. 2017c]:

$$p_I(I) \cong \lambda_M erfc \left(I \sqrt{\mu} \sin \frac{\pi}{M} / A_{\xi} \right)$$
 (11.9)

όπου $\lambda_M = 1$, για $M \ge 4$, ενώ υπενθυμίζεται ότι η *erfc*(.) είναι η συμπληρωματική συνάρτηση σφάλματος (complementary error function), και ότι λόγω της παρουσίας των μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, ισχύει: $A_{\xi} = E[I] = A_0/(1+\xi^{-2})$ [Varotsos et al. 2016a]. Από την άλλη πλευρά, για BPSK (binary PSK) σχήματα, όπου δηλαδή M = 2, επισημαίνεται πως η Εξ. (11.9) είναι επαρκώς ακριβής, επιλέγοντας $\lambda_M = 1/2$. Υπό αυτόν τον όρο λοιπόν, η Εξ. (11.9) μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για 2-PSK σχήματα, επίσης. Εναλλακτικά λοιπόν, για να εκτιμήσουμε την ASEP μετρική, αντικαθιστούμε στο υπολογιστέο ολοκλήρωμα την Εξ. (11.9). Έτσι, αντί της Εξ. (11.7), αυτή τη φορά, προκύπτει ότι:

$$p_I = \int_{0}^{\infty} p_I(I) f_I(I) \, dI \cong \lambda_M \int_{0}^{\infty} erfc \left(I \sqrt{\mu} \sin \frac{\pi}{M} / A_{\xi} \right) f_I(I) \, dI \tag{11.10}$$

Έτσι, τα καλά νέα αυτή τη φορά, είναι ότι διαπιστώνουμε πως η Εξ. (11.10), μπορεί να επιλυθεί, έστω και προσεγγιστικά, και να δώσει ως λύση έκφραση κλειστής μορφής, για την εκτίμηση της ASEP. Πράγματι, αρχικά μετασχηματίζουμε την *erf*(.) της Εξ. (11.10) σε Meijer-G συνάρτηση, χρησιμοποιώντας την Εξ. (Π.7), και στη συνέχεια, αντικαθιστούμε την Εξ. (11.3) στην Εξ. (11.10). Με τον τρόπο αυτό, προκύπτει ένα ολοκλήρωμα προς *I*, που περιέχει γινόμενο με παράγοντες δυο Meijer-G συναρτήσεις ως προς *I*, και το οποίο, εφαρμόζοντας την Εξ. (Π.8), δίνει ως λύση την ακόλουθη, προσεγγιστική, έκφραση κλειστής μορφής [Varotsos et al. 2017c]:

$$p_{I} \cong \frac{\lambda_{M}\xi^{2}2^{\zeta-2}}{\pi \Gamma(\zeta)} G_{4,3}^{2,3} \left(\frac{4\mu \left(1+\xi^{-2}\right)^{2} \sin^{2}\frac{\pi}{M}}{\zeta^{2}} \quad \left| \begin{array}{c} \frac{1-\xi^{2}}{2}, \frac{1-\zeta}{2}, \frac{2-\zeta}{2}, 1\\ 0, \frac{1}{2}, -\frac{\xi^{2}}{2} \end{array} \right)$$
(11.11)

Στο σημείο αυτό, αξίζει να σημειωθεί ότι για αμελητέα σφάλματα σκόπευσης, για τα οποία ισχύει ότι $\xi \to \infty$, λόγω των $\xi^2 \to \infty$, $(1+\xi^{-2})^2\Big|_{\xi\to\infty} = 1$, και της Εξ. (Π.15), η Εξ.(11.11) απλοποιείται, για την ειδική αυτή περίπτωση, απευθείας, ως εξής:

$$p_{I_a} \cong \frac{\lambda_M 2^{\zeta - 2}}{\pi \Gamma(\zeta)} G_{3,2}^{2,2} \left(\frac{4\mu \sin^2 \frac{\pi}{M}}{\zeta^2} \middle| \begin{array}{c} \frac{1-\zeta}{2}, \frac{2-\zeta}{2}, 1\\ 0, \frac{1}{2} \end{array} \right)$$
(11.12)

όπου παρατηρούμε ότι για την ειδική αυτή περίπτωση, η ASEP συμβολίζεται, πολύ σωστά, με p_{I_a} αντί για p_I , αφού οι διακυμάνσεις πλάτους του οπτικού σήματος, οφείλονται στην προκειμένη περίπτωση μόνο στην τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή, και άρα, εκφράζονται αποκλειστικά και μόνο από την παράμετρο I_a . Επίσης, παρατηρούμε πως, εκμεταλλευόμενοι τις Εξ. (11.11) και Εξ. (Π.15), εξήχθη άμεσα η Εξ. (11.12), αποφεύγοντας να επαναλάβουμε την ίδια χρονοβόρα μαθηματική διαδικασία που ακολουθήσαμε για την εξαγωγή της γενικευμένης Εξ. (11.11).

IV. ASEP απόδοση με επιδράσεις θορύβου φάσης

Στην ενότητα αυτή, επεκτείνουμε τα αποτελέσματα που εξήχθησαν στην αμέσως προηγούμενη, λαμβάνοντας υπόψη επίσης και το φαινόμενο του θορύβου φάσης. Εφόσον, όπως θα διαπιστώσουμε παρακάτω, η ακριβής ανάλυση του προβλήματος, καταλήγει σε ένα τριπλό ολοκλήρωμα, το οποίο δε μπορεί, με κανένα τρόπο, να οδηγήσει σε λύση κλειστής μορφής, επικεντρωνόμαστε σε μια προσεγγιστική σχέση, η οποία λαμβάνεται μέσω μιας κατάλληλης τροποποίησης της *Tikhonov* κατανομής και μιας γωνιακών συντεταγμένων (angular) pdf, που εφαρμόζονται με επιτυχία στα PSK σχήματα [Gappmair et al. 2017].

Α. Ακριβείς και προσεγγιστικές σχέσεις

Σε περιπτώσεις που ο θόρυβος φάσης δε μπορεί να παραληφθεί, ο υπολογισμός της ASEP απόδοσης, γίνεται σαφώς πιο δύσκολος και απαιτητικός. Αρχικά, υποθέτουμε ότι ο θόρυβος φάσης, θ , καθώς και οι διακυμάνσεις πλάτους, *I*, είναι γνωστά στη βαθμίδα ανίχνευσης του δέκτη. Στη συνέχεια, μετατρέποντας σε πολικές συντεταγμένες- με ακτινικές (radial) και γωνιακές (angular) συντεταγμένες, *r* και φ , την pdf του λαμβανόμενου σήματος, *y*, στην είσοδο του δέκτη, τότε η τελευταία γράφεται ως [Proakis 2001; Gappmair et al. 2017; Varotsos et al. 2017c]:

$$f_{R,\Phi}(r,\varphi) = \frac{r}{2\pi\sigma_n^2} \exp\left[-\left(r^2 - 2rI\cos\varphi + I^2\right)/2\sigma_n^2\right]$$
(11.13)

Ολοκληρώνοντας στη συνέχεια την Εξ. (11.13) ως προς την ακτινική συνιστώσα, *r*, λαμβάνουμε χρησιμοποιώντας την [Gradshteyn et al. 2007, Eq. (2.322/2)], ότι:

$$f_{\Phi}(\varphi) = \int_{0}^{\infty} f_{R,\Phi}(r,\varphi) dr$$

$$= \frac{\exp(-\gamma)}{2\pi} \left[1 + \sqrt{\pi\gamma} \cos\varphi \, \exp(\gamma \cos^{2}\varphi) \, \operatorname{erfc}\left(-\sqrt{\gamma} \cos\varphi\right) \right]$$
(11.14)

Επομένως, συμβολίζοντας τη συνολική γωνιακή απόκλιση ως, $\tau = \varphi + \theta$, η ASEP εκφράζεται ως [Gappmair et al. 2017; Varotsos et al. 2017c]:

$$p_{I,ph} = 1 - \int_0^\infty \int_{-\pi/M}^{\pi/M} \int_{-\pi}^\pi f_T \left(\tau - \theta\right) f_T \left(\theta\right) f_I \left(I\right) d\theta d\tau dI$$
(11.15)

όπου ο δείκτης του συμβόλου, *p_{I,ph}*, για την ASEP υπονοεί ότι συνυπολογίζουμε και τις επιδράσεις του θορύβου φάσης αυτή τη φορά.

Παρατηρούμε όμως, ότι κανένα από τα τρία ολοκληρώματα της Εξ. (11.15), δε δύναται να δώσει ως λύση, κάποια έκφραση κλειστής μορφής. Έτσι, αρχικά δοκιμάσαμε την εφαρμογή ενός μείγματος από διάφορες αριθμητικές μεθόδους, [Press et al. 2007], αλλά αυτού του είδους η προσέγγιση στο παραπάνω ζήτημα, υπέφερε από σοβαρά προβλήματα σύγκλισης και σταθερότητας. Συνεπώς, στη συνέχεια εργαστήκαμε διερευνώντας ταιριαστές και κατάλληλες προσεγγιστικές σχέσεις, ώστε βάσει των τελευταίων, να κατορθώσουμε να εξάγουμε μαθηματικές εκφράσεις κλειστής μορφής, επαρκώς ακριβείς για *M*-PSK σχήματα διαμόρφωσης.

Πράγματι, γνωρίζοντας ότι [Abramowitz et al. 1972]:

$$I_0(x) \approx (\sqrt{\pi x})^{-1} \exp(x), \quad \text{for} \quad x >> 1$$

 $\cos(x) \approx 1 - x^2/2, \quad \text{for} \quad |x| << 1$
(11.16)

τότε, η *Tikhonov* pdf στην Εξ. (11.2), μπορεί να γραφτεί προσεγγιστικά, ως [Gappmair et al. 2017; Varotsos et al. 2017c]:

$$f_{\Theta}(\theta) \approx \sqrt{\frac{\upsilon}{2\pi}} \exp\left[\upsilon(\cos\theta - 1)\right] \approx \sqrt{\frac{\upsilon}{2\pi}} \exp\left(-\upsilon\theta^2/2\right), \quad \upsilon >>1$$
 (11.17)

Γίνεται φανερό, ότι η πρώτη τροποποίηση στην Εξ. (11.7), εξηγείται άμεσα για μεγάλες τιμές της παραμέτρου, υ , αλλά το τελευταίο δε δικαιολογεί αυτόματα την προσέγγιση που αφορά στην παράμετρο, θ . Έτσι, στη συνέχεια, θα δείξουμε ότι η τελική μορφή της Εξ. (11.7), είναι μια έγκυρη προσέγγιση, η οποία οδηγεί με την ασυμπτωτική λογική, στην *Tikhonov* κατανομή που δίνεται από την Εξ. (11.2). Για το σκοπό αυτό, χρησιμοποιούμε την *Kullback-Leibler* (*KL*) απόκλιση (divergence), [Press et al. 2007], γνωστή και ως σχετική εντροπία (relative entropy), η οποία μας δείχνει το πόσο αποκλίνει μια γνωστή pdf, p(x), από μια δεύτερη pdf, q(x), η οποία υποτίθεται ότι προσεγγίζει την πρώτη. Συγκεκριμένα, η *KL* απόκλιση καθορίζεται, για συνεχή τυχαία μεταβλητή, *x*, από το ακόλουθο ολοκλήρωμα [Bishop 2006; Gappmair et al. 2017]:

$$D_{KL} = \int_{-\infty}^{\infty} p(x) \log \frac{p(x)}{q(x)} dx$$
(11.18)

Από την Εξ. (11.8), είναι φανερό, ότι $D_{KL} = 0$, όταν οι δυο pdf είναι ίσες, δηλ. όταν p(x) = q(x). Το Σχήμα 7.1 απεικονίζει την εξέλιξη της *KL* απόκλισης για μια *Tikhonov* pdf, η οποία προσεγγίζεται από την pdf στην Εξ. (11.17). Παρατηρούμε ότι η τελευταία, προσεγγίζει την *Tikhonov* pdf, αυξάνοντας τις τιμές του SNR βρόχου, που συμβολίζεται με την παράμετρο, υ.



Σχήμα 11.1: Εξέλιξη της KL απόκλισης για την Tikhonov και την προσεγγιστική της, γωνιακή (angular) PSK, κατανομή [Gappmair et al. 2017].

Μια παρόμοια διαδικασία προσεγγιστικών σχέσεων εφαρμόζεται και για τη γωνιακή (angular) PSK κατανομή. Πιο συγκεκριμένα, για την απλοποίηση της Εξ. (11.14), εφαρμόζουμε τις ακόλουθες προσεγγίσεις:

$$erfc(x) \approx \frac{1}{\sqrt{\pi x}} \exp(-x^2), \quad \text{for} \quad x >> 1$$

 $\sin(x) \approx x, \quad \text{for} \quad |x| << 1$
 $\cos(x) \approx 1, \quad \text{for} \quad |x| << 1$
(11.19)

βάσει των οποίων καταλήγουμε στο ότι η Εξ. (11.14), γράφεται τελικά ως [Gappmair et al. 2017; Varotsos et al. 2017c]:

$$f_{\Phi}(\varphi) \approx \sqrt{\frac{\gamma}{\pi}} \exp\left(-\gamma \sin^2 \varphi\right) \cos \varphi \approx \sqrt{\frac{\gamma}{\pi}} \exp\left(-\gamma \varphi^2\right), \quad \gamma >> 1$$
 (11.20)

Παρομοίως, η πρώτη προσέγγιση στην Εξ. (11.20), εξηγείται βάσει των μεγάλων τιμών $\gamma >> 1$, ενώ η δεύτερη, δε συνδέεται εκ των προτέρων (a priori) με την επιλεγμένη τιμή του SNR. Παρ' όλα αυτά, θα εφαρμόσουμε και για την περίπτωση αυτή, το *KL* κριτήριο, ώστε να επαληθεύσουμε ότι η γνωστή pdf της Εξ. (11.14), προσεγγίζεται ασυμπτωτικά και με ακρίβεια από την Εξ. (11.20). Το αποτέλεσμα προβάλλεται στο Σχήμα10.1, η οποία καταδεικνύει ότι η γωνιακή pdf κατανομή, προσεγγίζει ολοένα και περισσότερο μια μηδενικής μέσης τιμής κανονική pdf με διακύμανση $\sigma_{\varphi}^2 = 1/(2\gamma)$, καθώς η παράμετρος, γ, αυξάνεται [Gappmair et al. 2017].

Επομένως, εάν εκφράσουμε το στιγμιαίο SNR βρόχου, υ , ως ένα πολλαπλάσιο, ψ , του στιγμιαίου SNR, γ , όπως έχει εξάλλου ήδη προταθεί στη [Song et al. 2015], ώστε δηλαδή $\upsilon = \psi \gamma$, τότε η συνολική γωνιακή απόκλιση $\tau = \varphi + \theta$, θα ακολουθεί μια μηδενικής μέσης τιμής *Gaussian* pdf με διακύμανση [Gappmair et al. 2017; Varotsos et al. 2017c]:

$$\sigma_{\tau}^{2} = \sigma_{\varphi}^{2} + \sigma_{\theta}^{2} = \frac{1}{2\gamma} + \frac{1}{\upsilon} = \frac{1}{2\gamma} \left(1 + \frac{2}{\psi} \right) = \frac{A_{\xi}^{2}}{2I^{2}\mu} \left(1 + \frac{2}{\psi} \right)$$
(11.21)

όπου σημειώνεται πως για να προκύψει το τελευταίο σκέλος της Εξ. (11.21), χρησιμοποιήθηκαν προφανώς, οι προαναφερθείσες σχέσεις $A_{\xi} = E[I] = A_0 / (1 + \xi^{-2})$ και $\gamma = \mu I^2 (1 + \xi^{-2})^2 / A_0^2$.

Κατά συνέπεια, η SEP ως προς την τυχαία μεταβλητή, Ι, παρουσία και του θορύβου φάσης, λαμβάνεται ως [Gappmair et al. 2017; Varotsos et al. 2017c]:

$$p_{ph}(I) \approx 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\tau}^2}} \int_{-\pi/M}^{\pi/M} \exp\left(-\tau^2/2\sigma_{\tau}^2\right) d\tau = \operatorname{erfc}\left(\eta_M I \sqrt{\mu/A_{\xi}^2}\right)$$
(11.22)

όπου ορίσαμε την παράμετρο, η_M , ως εξής [Gappmair et al. 2017; Varotsos et al. 2017c]:

$$\eta_M = \frac{\pi}{M\sqrt{1+2/\psi}} \tag{11.23}$$

Λαμβάνοντας υπόψη την Εξ. (11.22), η ASEP, συνεκτιμώντας και την παρουσία του θορύβου φάσης, δίνεται από το ακόλουθο ολοκλήρωμα [Gappmair et al. 2017; Varotsos et al. 2017c]:

$$p_{I,ph} \approx \int_0^\infty p_{ph}(I) f_I(I) dI \approx \int_0^\infty \operatorname{erfc}\left(\eta_M I \sqrt{\mu/A_{\xi}^2}\right) f_I(I) dI \qquad (11.24)$$

Έτσι, αντικαθιστώντας την Εξ. (11.3) στην Εξ. (11.24) και στη συνέχεια μετατρέποντας τον όρο της *erf*(.) σε ισοδύναμο όρο Meijer-G συνάρτησης, μέσω της Εξ. (Π.7), το προς επίλυση ολοκλήρωμα εμπεριέχει πλέον ένα γινόμενο δυο παραγόντων, οι οποίοι είναι αμφότεροι Meijer-G συναρτήσεις ως προς I, και συνεπώς, εφαρμόζοντας την Εξ. (Π.8), καταλήγουμε στη ζητούμενη, προσεγγιστική λύση, κλειστής μορφής. Έτσι, η ASEP μετρική, ενός επίγειου SIM *M*-PSK FSO συστήματος, το οποίο λειτουργεί υπό την επίδραση, Γ-μοντελοποιημένης ασθενούς τυρβώδους ροής, μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, καθώς και μη αμελητέου θορύβου φάσης, προσεγγίζεται ως [Gappmair et al. 2017; Varotsos et al. 2017c]:

$$p_{I,ph} \approx \frac{\xi^2 2^{\zeta-2}}{\pi \Gamma(\zeta)} G_{4,3}^{2,3} \left(\frac{4\mu \left(1 + \xi^{-2}\right)^2 \eta_M}{\zeta^2} \right| \quad \frac{1 - \xi^2}{2}, \frac{1 - \zeta}{2}, \frac{2 - \zeta}{2}, 1 \\ 0, \frac{1}{2}, -\frac{\xi^2}{2} \end{array} \right)$$
(11.25)

όπου πράγματι παρατηρείται η συνεισφορά, της Γ -μοντελοποιημένης τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, μέσω της παραμέτρου ζ, των μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, μέσω της παραμέτρου ζ, καθώς επίσης και του θορύβου φάσης αυτή τη φορά, μέσω της αντίστοιχης παραμέτρου η_M .

Επίσης, αξίζει να σημειωθεί ότι λόγω της ομοιότητας, των Εξ. (11.10) και Εξ. (11.24), θα μπορούσαμε να εξάγουμε, σε κατάλληλη αντιστοιχία με την Εξ. (11.11), απευθείας την Εξ. (11.25) [Gappmair et al. 2017; Varotsos et al. 2017c]. Βάσει αυτής της παρατήρησης λοιπόν, μπορούμε επίσης να ισχυριστούμε ότι για την ειδική περίπτωση, όπου θεωρούμε αμελητέα σφάλματα σκόπευσης, αλλά μη αμελητέα τυρβώδη ροή και θόρυβο φάσης, σε κατάλληλη αντιστοιχία με την Εξ. (11.12), η Εξ. (11.25) εξειδικεύεται απευθείας, στην ακόλουθη έκφραση [Varotsos et al. 2017c]:

$$p_{I_{a,ph}} \cong \frac{2^{\zeta-2}}{\pi \Gamma(\zeta)} G_{3,2}^{2,2} \left(\frac{4\mu \eta_M^2}{\zeta^2} \middle| \begin{array}{c} \frac{1-\zeta}{2}, \frac{2-\zeta}{2}, 1\\ 0, \frac{1}{2} \end{array} \right)$$
(11.26)

V. Αριθμητικά αποτελέσματα

Το εξεταζόμενο FSO σύστημα διαθέτει τα παρακάτω χαρακτηριστικά: Μήκος ζεύξης, L=3km, μήκος κύματος λειτουργίας $\lambda=1.55$ μm και διάμετρο του ανιχνευτή στην πλευρά του δέκτη, D=0.01m. Η συγκεκριμένη ζεύξη χρησιμοποιεί 2-, 4-, ή 8- PSK σχήματα διαμόρφωσης, ενώ λειτουργεί υπό συνθήκες ασθενούς τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής με παράμετρο κατανομής του δείκτη διάθλασης στην ατμόσφαιρα $C_n^2=5\times10^{-15}$ m^{-2/3}, υπό ασθενή έως και ισχυρά μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης με $\xi=8$ ή 2, αντίστοιχα, και ενίοτε, υπό ασθενείς έως και ισχυρές συνθήκες μη αμελητέου θορύβου φάσης με $\psi=1$ ή 4, αντίστοιχα. Υπό αυτές τις προϋποθέσεις, χρησιμοποιώντας τις Εξ. (11.11) και Εξ. (11.25), που εξήχθησαν παραπάνω, εκτιμάται αριθμητικά η απόδοση του συγκεκριμένης FSO ζεύξης, μέσω της ASEP μετρικής, για ένα ευρύ φάσμα SNR τιμών. Επιπρόσθετα, παρουσιάζονται Monte Carlo προσομοιώσεις οι οποίες απεικονίζονται σχηματικά με μαύρες, τελείες και επαληθεύουν την εγκυρότητα των αναλυτικών αποτελεσμάτων.



Σχήμα 11.2: ASEP συναρτήσει του μέσου SNR για 2/4/8-PSK σήματα υπό ασθενή τυρβώδη ροή, διαφορετικής ισχύος σφάλματα σκόπευσης και αμελητέες επιδράσεις θορύβου φάσης [Varotsos et al. 2017c].

Το Σχήμα 11.2 απεικονίζει τα αποτελέσματα που προκύπτουν από την Εξ. (11.11) ως συνάρτηση μιας ευρείας περιοχής τιμών του μέσου ηλεκτρικού SNR στην πλευρά του δέκτη, για 2, 4, ή 8-PSK σχήματα διαμόρφωσης, με αμελητέο θόρυβο φάσης, ασθενή Γ-μοντελοποιημένη τυρβώδη ροή, και ασθενή έως και ισχυρά μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης. Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε στο Σχήμα 11.2, λαμβάνονται χαμηλότερες τιμές της ASEP μετρικής, και άρα βελτιώσεις στην απόδοση της ζεύξης, καθώς αυξάνεται η τιμή της παραμέτρου ξ, δηλαδή καθώς μειώνεται η ισχύς των μηδενική μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης. Στο ίδιο πλαίσιο, αντίστοιχες βελτιώσεις παρατηρούνται καθώς εφαρμόζουμε ολοένα και απλούστερα PSK σχήματα διαμόρφωσης, και όσο φυσικά, το μέσο ηλεκτρικό SNR αυξάνεται. Βάσει των παραπάνω, παρατηρούμε πως η βέλτιστη καμπύλη του Σχήματος 11.2 υπό όρους ASEP, είναι αυτή που αντιστοιχεί στην περίπτωση του BPSK σχήματος διαμόρφωσης, με ζ=8.



Σχήμα 11.3: ASEP συναρτήσει του μέσου SNR για 2/8-PSK σήματα υπό ασθενή τυρβώδη ροή, και υπό διαφορετικής ισχύος επιδράσεις σφαλμάτων σκόπευσης και θορύβου φάσης [Varotsos et al. 2017c].

Από την άλλη, για τα ίδια χαρακτηριστικά της ζεύξης, αλλά χρησιμοποιώντας την εξαχθείσα Εξ. (11.25), η οποία συνυπολογίζει και τις επιδράσεις του θορύβου φάσης, προκύπτει το Σχήμα 11.3, το οποίο απεικονίζει την εξέλιξη της ASEP στην ίδια ευρεία περιοχή SNR τιμών, για 2 ή 8-PSK σχήματα διαμόρφωσης, υπό τις ίδιες συνθήκες τυρβώδους ροής και σφαλμάτων σκόπευσης, αλλά και για ασθενείς έως και ισχυρές επιδράσεις θορύβου φάσης οι οποίες υποδηλώνονται με ψ =4 και ψ =1, αντίστοιχα. Είναι φανερό, πως συγκρίνοντας το Σχήμα 11.3 με το προηγούμενο Σχήμα 11.2, διαπιστώνουμε πως για συγκεκριμένο μέσο SNR, μ , λαμβάνουμε μεγαλύτερες αντίστοιχες ASEP τιμές, λόγω της παρουσίας του θορύβου φάσης. Στο ίδιο πλαίσιο, τα αποτελέσματα του Σχήματος 11.3, υποβαθμίζονται ακόμα περισσότερο για πιο πολύπλοκα PSK σχήματα, καθώς και για μικρότερες τιμές των παραμέτρων ψ και ξ , οι οποίες αντιστοιχούν σε ισχυρότερα φαινόμενα θορύβου φάσης και μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, αντίστοιχα [Varotsos et al. 2017c].

VI. Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό, αναλύθηκε για πρώτη φορά η ASEP απόδοση για SIM PSK FSO ζεύξεις με Γ-μοντελοποιημένα τυρβώδη κανάλια, υπό την πρόσθετη παρουσία μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης και θορύβου φάσης. Σε αυτό το πλαίσιο εξήχθησαν νέες, προσεγγιστικές μαθηματικές εκφράσεις κλειστής μορφής, οι οποίες, μέσω της ASEP μετρικής, καταδεικνύουν επακριβώς την καταστρεπτική επίδραση των μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης και του θορύβου φάσης στις SIM PSK FSO FSO ζεύξεις, οι οποίες λειτουργούν υπό ασθενείς συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Έτσι, είναι αξιοσημείωτο το ότι, ανεξάρτητα από το πόσο ισχυρός είναι ο θόρυβος φάσης ή/ και τα μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, χρησιμοποιώντας τις παραπάνω εξαχθείσες μαθηματικές ASEP εκφράσεις, είμαστε σε θέση να εκτιμήσουμε με εξαιρετική ακρίβεια την FSO απόδοση, χωρίς να χρειαστεί να καταφύγουμε σε πολύπλοκες διαδικασίες υπολογισμού των ολοκληρωμάτων με σύνθετες αριθμητικές μεθόδους ή σε χρονοβόρες και μεγάλης σε έκταση, προσομοιώσεις.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 12

SIM FSO ζεύξεις με αναγεννητές με θόρυβο φάσης και μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης σε κανάλια τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής

Ι. Εισαγωγή

Τα SIM FSO συστήματα υπο-φερουσών, τα οποία χρησιμοποιούν σύμφωνες τεχνικές για την ανάκτηση του σήματος της πληροφορίας, στην πλευρά του δέκτη, έχουν πρόσφατα αποκτήσει ένα διαρκώς αναπτυσσόμενο ερευνητικό ενδιαφέρον. Όμως, η βελτιστοποίηση της απόδοσής τους, περιορίζεται σε μεγάλο βαθμό από τον επαναλαμβανόμενο, μη τέλειο συγχρονισμό της συχνότητας και της φάσης του φέροντος, ο οποίος προκαλεί την εμφάνιση μη αμελητέου θορύβου φάσης. Σαφέστατα, η τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή και τα σφάλματα σκόπευσης, επιδεινώνουν ακόμα περισσότερο τη συνολική FSO απόδοση. Τα σχήματα μετάδοσης του σήματος πληροφορίας μέσω αναγεννητών, μπορούν να επεκτείνουν την FSO απόσταση κάλυψης, προσφέροντας θεμελιώδεις βελτιώσεις έναντι των διαλείψεων που υφίσταται το σήμα λόγω φαινομένων που προαναφέρθηκαν. Σε αυτό το πλαίσιο, θεωρούμε ένα σειριακό DF-υλοποιημένο FSO σύστημα και διερευνούμε την απόδοσή του μέσω τόσο της μέσης πιθανότητας σφάλματος στη μετάδοση συμβόλων (ASEP) όσο και της μέσης διάρκειας διακοπής (mean outage duration, MOD) για τη συνολική FSO ζεύξη. Η τυρβώδης ροή, προσομοιώνεται από τη νέα, ενοποιημένη, M(alaga) κατανομή, η οποία προσομοιώνει με ιδιαίτερη ακρίβεια τις ασθενείς έως και τις ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Επίσης, λαμβάνεται υπόψη η παρουσία μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, λόγω της μη τέλειας ευθυγράμμισης ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη του συστήματος, ενώ το φαινόμενο του θορύβου φάσης προσδιορίζεται από την Tikhonov κατανομή. Στο ίδιο πλαίσιο, πραγματοποιείται μια συγκριτική μελέτη μεταξύ της απλής LOS ζεύξης, και της σύνθετης, που υποστηρίζει διαφορετικές υλοποιήσεις σειριακά συνδεδεμένων DF κόμβων. Έτσι, νέες, προσεγγιστικές μαθηματικές εκφράσεις εξάγονται, οι οποίες αποδεικνύεται ότι είναι επαρκώς ακριβείς για ένα ευρύ φάσμα ισχύος τυρβώδους ροής και SNR τιμών. Τέλος, παρουσιάζονται αριθμητικά αποτελέσματα, η ακρίβεια των οποίων επικυρώνεται από Monte Carlo προσομοιώσεις.

ΙΙ. Μοντέλο καναλιού και συστήματος

Α. Μοντέλο Συστήματος

Το εξεταζόμενο FSO σύστημα αποτελείται χονδρικά από μια δίοδο laser στην πλευρά του πομπού, ένα δέκτη, και N-1 σειριακά συνδεδεμένους DF κόμβους αναγεννητών κατά μήκος της διαδρομής του διαδιδόμενου σήματος πληροφορίας, οι οποίοι σχηματίζουν N ξεχωριστές, ενδιάμεσες, οπτικές ζεύξεις (άλματα). Η κάθε τέτοια ζεύξη χρησιμοποιεί SIM με M- PSK σήματα, τα οποία μεταδίδονται μέσω του \mathcal{M} (alaga) προσομοιωμένου τυρβώδους ατμοσφαιρικού καναλιού. Όμοια με το Κεφ.11, θεωρούμε επίσης ότι τα M-PSK σύμβολα, x, είναι κανονικοποιημένα στη μονάδα, και ότι το λαμβανόμενο σήμα y έχει διαβρωθεί από μηδενικής μέσης τιμής AWGN θόρυβο, n, όπου τόσο η συμφασική συνιστώσα (in-phase) όσο και η ορθογώνια (quadrature) συνιστώσα φάσης παρουσιάζουν την ίδια διακύμανση σ_n^2 . Επιπρόσθετα, όπως και στο Κεφ. 11, η συνεισφορά των διακυμάνσεων πλάτους, που περιλαμβάνει τις απώλειες διαδρομής, τον σπινθηρισμό και τις επιδράσεις των σφαλμάτων σκόπευσης, διερευνάται μέσω της πραγματικών τιμών παραμέτρου $I \ge 0$, ενώ η επίδραση του θορύβου φάσης υποδηλώνεται από την παράμετρο $\theta \in [-\pi, \pi)$. Έτσι, το οπτικό σήμα, y, στην είσοδο του δέκτη ή σε μια οποιοδήποτε είσοδο, ενδιάμεσου, DF αναγεννητή, δίνεται από την Εξ. (11.1).

Επίσης, όπως προαναφέρθηκε, ο θόρυβος φάσης μελετάται μέσω της *Tikhonov* κατανομής, της οποίας η pdf δίνεται από την Εξ. (11.2). Σε ό, τι αφορά στην \mathcal{M} (alaga) κατανεμημένη τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή και στα μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης που περιγράφονται μέσω της *Beckmann* κατανομής, υιοθετώντας την ανάλυση που εφαρμόστηκε στο Κεφ.7 και χρησιμοποιήθηκε επίσης και στο Κεφ. 10, τα δυο αυτά φαινόμενα μελετώνται συνδυαστικά, με την από κοινού pdf τους να είναι η Εξ. (10.8), ή ισοδύναμα με την Εξ. (7.10) χωρίς τον δείκτη, [Varotsos et al. 2017a; Varotsos et al. 2017b], η οποία στην περίπτωσή μας γράφεται πιο συγκεκριμένα ως [Varotsos et al. 2018a]:

$$f_{I}(I) = \frac{q^{2}A_{(\aleph or \Re)}B_{(\aleph or \Re)}}{2A_{0}g} \sum_{(\aleph or \Re)} a_{k(\aleph or \Re)}B_{(\aleph or \Re)}^{-\frac{a+k}{2}} \times G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{B_{(\aleph or \Re)}}{A_{0}g}I\Big|_{q^{2}-1, a-1, k-1}, k-1\right),$$
(12.1)

III. Ανάλυση της ASEP απόδοσης για αμελητέο θόρυβο φάσης

A. Ακριβής ASEP έκφραση

Υπό την προϋπόθεση ότι οι επιδράσεις του θορύβου φάσης είναι αμελητέες και ότι οι διακυμάνσεις πλάτους, *I*, είναι γνωστές στο δέκτη, η πιθανότητα σφάλματος στη μετάδοση συμβόλων (Symbol Error Probability, SEP), με μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης δίνεται για *M*-PSK σχήματα, αντίστοιχα με την Εξ. (11.6), ως [Simon et al. 2005, Eq(8)]:

$$p_I(I) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi - \pi/M} \exp\left(-\frac{\gamma_{NZB} \sin^2 \frac{\pi}{M}}{\sin^2 \varphi}\right) d\varphi$$
(12.2)

όπου ο δείκτης NZB, δηλώνει ότι αναφερόμαστε σε παρουσία μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης. Έτσι, συμβολίζοντας το μέσο SNR, αντίστοιχα ως, μ_{NZB} , το τελευταίο, σύμφωνα με την Εξ. (7.3), [Varotsos et al. 2017a], θα δίνεται ως $\mu_{NZB} = \left(E[I]_{NZB} \right)^2 / 2\sigma_n^2$, δηλαδή, $\gamma_{NZB} = \mu_{NZB} I^2 / \left(E[I]_{NZB} \right)^2$, ενώ η αναμενόμενη τιμή της μεταβλητής, *I*, για διαλείψεις πλάτους λόγω $\mathcal{M}(alaga)$ τυρβώδους ροής και μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, θα δίνεται αντίστοιχα ως [Varotsos et al. 2018a]:

$$A_{q} = E[I]_{NZB} = \int_{0}^{\infty} If(I)dI = \frac{A_{0}g(c+\Omega)}{1+q^{-2}}$$
(12.3)

όπου αντίστοιχα με όσα αναφέρθηκαν στο Κεφ. 7 και τη [Varotsos et al. 2017a], για τη παράμετρο, g, ισχύει ότι $g = \exp\left(\frac{1}{q^2} - \frac{1}{2q_x^2} - \frac{1}{2q_y^2} - \frac{\mu_x^2}{2\sigma_x^2 q_x^2} - \frac{\mu_y^2}{2\sigma_y^2 q_y^2}\right)$, [Varotsos et al. 2018a].

Συνεπώς, ολοκληρώνοντας ως προς την Εξ. (12.2) ως προς, *Ι*, προκύπτει η ζητούμενη ακριβής έκφραση για την ASEP, υπό συνθήκες φυσικά *M*(alaga) τυρβώδους ροής και μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, ως [Varotsos et al. 2018a]:

$$p_{I} = \int_{0}^{\infty} p_{I}(I) f_{I}(I) dI = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\infty} \int_{0}^{\pi - \pi/M} \exp\left[-\frac{I^{2} \mu_{NZB} \left(1 + q^{-2}\right)^{2} \sin^{2} \frac{\pi}{M}}{g^{2} A_{0}^{2} \sin^{2} \varphi}\right] f_{I}(I) d\varphi dI \quad (12.4)$$

Αντικαθιστώντας την Εξ. (12.1), στην Εξ. (12.4), και μετασχηματίζοντας, μέσω της Εξ. (Π.2), τον εκθετικό όρο, σε όρο συνάρτησης Meijer-G, μπορούμε, μέσω της Εξ. (Π.8), να

υπολογίσουμε το ολοκλήρωμα ως προς *I*. Η λύση που προκύπτει απλοποιείται μέσω της Εξ. (Π.13), κι επομένως, η Εξ. (12.4), ισοδύναμα γράφεται ως, [Varotsos et al. 2018a]:

$$p_{I} = \frac{q^{2}A_{(\aleph or\Re)}}{2\pi^{2}} \sum_{(\aleph or\Re)} 2^{a+k-3} a_{k,(\aleph or\Re)} B_{(\aleph or\Re)}^{-\frac{a+k}{2}}$$

$$\times \int_{0}^{\pi-\pi/M} G_{5,2}^{1,5} \left(\frac{16\mu_{NZB} \left(1+q^{-2}\right)^{2} \sin^{2}\frac{\pi}{M}}{\left(c+\Omega\right)^{2} B_{(\aleph or\Re)}^{2} \sin^{2}\varphi} \quad \begin{vmatrix} \frac{2-q^{2}}{2}, \frac{1-a}{2}, \frac{2-a}{2}, \frac{1-k}{2}, \frac{2-k}{2} \\ 0, \frac{-q^{2}}{2} \end{vmatrix} \right) d\varphi.$$
(12.5)

Β. Προσεγγιστική ASEP έκφραση

Για να αποφύγουμε την πολύπλοκη και ταυτόχρονα χρονοβόρα διαδικασία του υπολογισμού του ολοκληρώματος της Εξ. (12.5), ανατρέχουμε σε μια εναλλακτική προσέγγιση. Σύμφωνα με την τελευταία, εκμεταλλευόμαστε το γεγονός ότι για $M \ge 4$, η ακριβής Εξ. (12.2) για τη SEP, προσεγγίζεται, παρόμοια με την Εξ. (11.9), ως [Proakis 2001; Gappmair et al. 2017; Varotsos et al. 2017c; Varotsos et al. 2018a]:

$$p_I(I) \cong \lambda_M \operatorname{erfc}\left(I\sqrt{\mu_{NZB}}\sin\frac{\pi}{M}/A_q\right)$$
 (12.6)

όπου $\lambda_M = 1$, (για $M \ge 4$), ενώ για BPSK σχήματα, όπου δηλαδή M = 2, η Εξ. (12.6) εξακολουθεί να ισχύει με ικανοποιητική ακρίβεια, δεδομένου όμως ότι $\lambda_M = 1/2$, [Gappmair et al. 2017; Varotsos et al. 2018a].

Επομένως, αφού πρώτα εκφραστεί η erf(.) συνάρτηση της Εξ. (12.6) ισοδύναμα μέσω της Meijer-G συνάρτησης, χρησιμοποιώντας την Εξ. (Π.7), και στη συνέχεια ολοκληρώσουμε τη νέα έκφραση αυτή ως προς, I, μέσω της Εξ. (Π.8), λαμβάνουμε ότι η ASEP κάθε οπτικής ζεύξης (άλματος) του εξεταζόμενου FSO συστήματος, υπό συνθήκες \mathcal{M} (alaga) τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, προσεγγίζεται με ακρίβεια ως [Varotsos et al. 2018a]:

$$p_{I} \approx \frac{\lambda_{M} q^{2} A_{(N \circ r \Re)}}{2\pi^{3/2}} \sum_{(N \circ r \Re)} 2^{a+k-3} a_{k(N \circ r \Re)} B_{(N \circ r \Re)}^{-\frac{a+k}{2}} \times G_{6,3}^{2,5} \left(\frac{16\mu_{NZB} (1+q^{-2})^{2} \sin^{2} \frac{\pi}{M}}{(c+\Omega)^{2} B_{(N \circ r \Re)}^{2}} \right)^{\frac{2-q^{2}}{2}, \frac{1-a}{2}, \frac{2-a}{2}, \frac{1-k}{2}, \frac{2-k}{2}, 1}{0, \frac{1}{2}, \frac{-q^{2}}{2}} \right).$$
(12.7)

Συνεπώς, για N ξεχωριστά άλματα, τα οποία συνδέονται μεταξύ τους, μέσω N-1 DF εν σειρά αναγεννητές, η ASEP για τη συνολική DF-υλοποιημένη FSO ζεύξη, μπορεί να εκφραστεί ως [Nistazakis et al. 2014; Varotsos et al. 2018a]:

$$p_{I,tot} \cong \sum_{i=1}^{N} \left[p_{I,i} \prod_{j=i+1}^{N} (1-2p_{I,j}) \right]$$

= $\frac{\lambda_{M}}{2\pi^{3/2}} \sum_{i=1}^{N} \left\{ \Xi_{i} \xi_{i}(\mu_{i,NZB}) \prod_{j=i+1}^{N} \left[1 - \frac{\lambda_{M}}{\pi^{3/2}} \Xi_{j} \xi_{j}(\mu_{j,NZB}) \right] \right\},$ (12.8)

όπου

$$\Xi_{i} = q_{i}^{2} A_{i(\aleph \text{or } \Re)} \sum_{(\aleph \text{or } \Re)} 2^{a_{i} + k_{i} - 3} a_{k,i \ (\aleph \text{or } \Re)} B_{i(\aleph \text{or } \Re)}^{-\frac{a_{i} + k_{i}}{2}}$$
(12.9)

και

$$\xi_{i}\left(\mu_{i,NZB}\right) = G_{6,3}^{2,5}\left(\frac{16\mu_{i,NZB}\left(1+q_{i}^{-2}\right)^{2}\sin^{2}\frac{\pi}{M}}{\left(c_{i}+\Omega_{i}\right)^{2}B_{i,(\text{Nor }\Re)}^{2}} \begin{vmatrix} \frac{1-q_{i}^{2}}{2}, \frac{1-a_{i}}{2}, \frac{2-a_{i}}{2}, \frac{1-k_{i}}{2}, \frac{2-k_{i}}{2}, 1 \\ 0, \frac{1}{2}, \frac{-q_{i}^{2}}{2} \end{vmatrix}\right)$$
(12.10)

Μάλιστα, για την ειδική περίπτωση όπου, $p_{I,i} = p_{I,j}$, $i \neq j$, δηλαδή για $\xi_I(\mu_{1,NZB}) = \xi_2(\mu_{2,NZB}) = ... = \xi_i(\mu_{i,NZB}) = \xi(\mu_{NZB})$ και $\Xi_1 = \Xi_2 = ... = \Xi_i = \Xi$, η Εξ. (12.8) γράφεται απλούστερα ως [Varotsos et al. 2018a]

$$p_{I,tot} \approx \frac{\lambda_{M} \Xi}{2\pi^{3/2}} \xi(\mu_{NZB}) \sum_{i=1}^{N} \prod_{j=i+1}^{N} \left[1 - \frac{\lambda_{M} \Xi}{\pi^{3/2}} \xi(\mu_{NZB}) \right]$$

= $\frac{1}{2} \left[1 - \left(1 - \frac{\lambda_{M} \Xi}{\pi^{3/2}} \xi(\mu_{NZB}) \right)^{N} \right].$ (12.11)

IV. Ανάλυση της ASEP απόδοσης με θόρυβο φάσης

Εκφράζοντας το στιγμιαίο SNR του βρόχου κλειδωμένης φάσης ως πολλαπλάσιο, ψ , του στιγμιαίου SNR, δηλαδή, $\upsilon = \psi \gamma$, όπως έχει εξάλλου ήδη προταθεί στη [Song et al. 2015], τότε υπό την παρουσία θορύβου φάσης, τυρβώδους ροής και μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, η συνολική γωνιακή απόκλιση $\zeta = \varphi + \theta$, με την παράμετρο θ να αναπαριστά τη συνεισφορά στη συνολική γωνιακή απόκλιση που προκαλεί ο θόρυβος φάσης, θα ακολουθεί μια μηδενικής μέσης τιμής *Gaussian* pdf με συνολική διακύμανση αντίστοιχη της Εξ. (11.21), δηλαδή [Gappmair et al. 2017; Varotsos et al. 2017c; Varotsos et al. 2018a]:

$$\sigma_{\zeta}^{2} = \sigma_{\varphi}^{2} + \sigma_{\theta}^{2} = \frac{1}{2\gamma_{NZB}} + \frac{1}{\upsilon}$$

$$= \frac{1}{2\gamma_{NZB}} \left(1 + \frac{2}{\psi}\right) = \frac{A_{q}^{2}}{2I^{2}\mu_{NZB}} \left(1 + \frac{2}{\psi}\right)$$
(12.12)

όπου για να προκύψει η τελική μορφή της Εξ. (12.12), χρησιμοποιήθηκαν και οι σχέσεις $A_q = E[I]_{NZB} = A_0 g / (1+q^{-2}) \text{ και } \gamma_{NZB} = \mu_{NZB} I^2 (1+q^{-2})^2 / g^2 A_0^2.$

Έτσι, λαμβάνοντας υπόψη την Εξ. (12.12), η SEP μετρική, ως συνάρτηση της παραμέτρου, *Ι*, συμπεριλαμβανομένου και του θορύβου φάσης πλέον, λαμβάνεται ως [Gappmair et al. 2017; Varotsos et al. 2018a]:

$$p_{I,ph}(I) \cong 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\zeta}^{2}}} \int_{-\pi/M}^{\pi/M} \exp\left(-\zeta^{2}/2\sigma_{\zeta}^{2}\right) d\zeta$$

$$= \operatorname{erfc}\left(\frac{\eta_{M}I\sqrt{\mu_{NZB}}}{A_{q}}\right)$$
(12.13)

όπου για λόγους απλοποίησης έχουμε θέσει $\eta_{\scriptscriptstyle M} = \pi \left(M \sqrt{1 + 2/\psi} \right)^{-1}$.

Συνεπώς, η αντίστοιχη ASEP μετρική, για κάθε άλμα της συνολικής DF-υλοποιημένης FSO ζεύξης, μπορεί να εκφραστεί από το ακόλουθο ολοκλήρωμα [Varotsos et al. 2018a]:

$$p_{I,ph} \cong \int_0^\infty p_{ph}(I) f_I(I) dI \cong \int_0^\infty \operatorname{erfc}\left(\eta_M I \sqrt{\mu_{NZB}/A_q^2}\right) f_I(I) dI \qquad (12.14)$$
Έτσι, αντικαθιστώντας την Εξ. (12.1) στην Εξ. (12.14) και στη συνέχεια μετατρέποντας τον όρο της *erf*(.) σε ισοδύναμο όρο Meijer-G συνάρτησης, μέσω της Εξ. (Π.7), το ζητούμενο ολοκλήρωμα μπορεί πλέον να λυθεί, εφαρμόζοντας την Εξ. (Π.8). Εναλλακτικά, λόγω της ομοιότητας των Εξ. (12.6) και Εξ. (12.13), προκύπτει αντίστοιχα ότι η ASEP μετρική στην Εξ. (12.14), εξάγεται τελικά ως [Varotsos et al. 2018a]:

$$p_{1,ph} \cong \frac{q^2 A_{(\aleph \text{ or}\Re)}}{2\pi^{3/2}} \sum_{(\aleph \text{ or}\Re)} 2^{a+k-3} a_{k(\aleph \text{ or}\Re)} B_{(\aleph \text{ or}\Re)}^{-\frac{a+k}{2}} \times G_{6,3}^{2,5} \left(\frac{16\eta_M^2 \mu_{NZB} (1+q^{-2})^2}{(c+\Omega)^2 B_{(\aleph \text{ or}\Re)}^2} \right)^{\frac{2-q^2}{2}, \frac{1-a}{2}, \frac{2-a}{2}, \frac{1-k}{2}, \frac{2-k}{2}, 1}{0, \frac{1}{2}, \frac{-q^2}{2}} \right),$$
(12.15)

Ομοίως, η αντίστοιχη ASEP για ολόκληρο το εξεταζόμενο FSO σύστημα πολλαπλών αλμάτων, συμπεριλαμβάνοντας και τον θόρυβο φάσης, δίνεται ως [Nistazakis et al. 2014; Varotsos et al. 2018a]:

$$p_{I,ph,tot} \cong \sum_{i=1}^{N} \left[p_{I,i} \prod_{j=i+1}^{N} (1-2p_{I,j}) \right]$$

= $\frac{\lambda_{M}}{2\pi^{3/2}} \sum_{i=1}^{N} \left\{ \Phi_{i} \phi_{i}(\mu_{i,NZB}) \prod_{j=i+1}^{N} \left[1 - \frac{\lambda_{M}}{\pi^{3/2}} \Phi_{j} \phi_{j}(\mu_{j,NZB}) \right] \right\},$ (12.16)

όπου

$$\Phi_{i} = q_{i}^{2} A_{i(\aleph \text{or } \Re)} \sum_{(\aleph \text{or } \Re)} 2^{a_{i} + k_{i} - 3} a_{k,i \ (\aleph \text{or } \Re)} B_{i(\aleph \text{or } \Re)}^{-\frac{a_{i} + k_{i}}{2}}$$
(12.17)

και

$$\phi_{i}\left(\mu_{i,NZB}\right) = G_{6,3}^{2,5}\left(\frac{16\eta_{i,M}^{2}\mu_{i,NZB}\left(1+q_{i}^{-2}\right)^{2}}{\left(c_{i}+\Omega_{i}\right)^{2}B_{i,(Nor\ \Re)}^{2}} \begin{vmatrix} \frac{1-q_{i}^{2}}{2}, \frac{1-a_{i}}{2}, \frac{2-a_{i}}{2}, \frac{1-k_{i}}{2}, \frac{2-k_{i}}{2}, 1\\ 0, \frac{1}{2}, \frac{-q_{i}^{2}}{2} \end{vmatrix}\right).$$
(12.18)

Eπίσης, για την αντίστοιχη ειδική περίπτωση όπου, $p_{I,i} = p_{I,j}, i \neq j$, δηλαδή για $\phi_1(\mu_{1,NZB}) = \phi_2(\mu_{2,NZB}) = ...\phi_i(\mu_{i,NZB}) = \phi(\mu_{NZB})$ και $\Phi_1 = \Phi_2 = ... = \Phi_i = \Phi$, η Εξ. (12.8) γράφεται απλούστερα ως [Varotsos et al. 2018a]:

$$p_{I,ph,tot} \approx \frac{\Phi}{2\pi^{3/2}} \phi(\mu_{NZB}) \sum_{i=1}^{N} \prod_{j=i+1}^{N} \left[1 - \frac{\Phi}{\pi^{3/2}} \phi(\mu_{NZB}) \right]$$
$$= \frac{1}{2} \left[1 - \left(1 - \frac{\Phi}{\pi^{3/2}} \phi(\mu_{NZB}) \right)^{N} \right].$$
(12.19)

Τέλος, αγνοώντας την παρουσία σφαλμάτων σκόπευσης, αλλά λαμβάνοντας υπόψη την τυρβώδη ροή και τον θόρυβο φάσης, μπορεί να δειχθεί ότι η ASEP για FSO υλοποίηση μονού άλματος, εκφυλίζεται στην ακόλουθη έκφραση [Varotsos et al. 2018a]:

$$p_{I_{a},ph} \cong \frac{A_{(N \text{ or } \Re)}}{2\pi^{3/2}} \sum_{(N \text{ or } \Re)} 2^{a+k-2} a_{k(N \text{ or } \Re)} B_{(N \text{ or } \Re)}^{-\frac{a+k}{2}} G_{5,2}^{2,4} \left(\frac{16\eta_{M}^{2} \mu_{NZB}}{B_{(N \text{ or } \Re)}^{2}} \left| \frac{\frac{1-a}{2}, \frac{2-a}{2}, \frac{1-k}{2}, \frac{2-k}{2}, 1}{0, \frac{1}{2}} \right), \quad (12.20)$$

ενώ για τις πολλαπλών αλμάτων FSO υλοποιήσεις, ισχύει αντίστοιχα, ότι [Varotsos et al. 2018a]:

$$p_{I_{a},ph,tot} \cong \sum_{i=1}^{N} \left[p_{I_{a},i} \prod_{j=i+1}^{N} (1-2p_{I_{a},j}) \right] \\ = \frac{1}{2\pi^{3/2}} \sum_{i=1}^{N} \left\{ \Theta_{i} \mathcal{G}_{i}(\mu_{i,NZB}) \prod_{j=i+1}^{N} \left[1 - \frac{1}{\pi^{3/2}} \Theta_{j} \mathcal{G}_{j}(\mu_{j,NZB}) \right] \right\},$$
(12.21)

όπου

$$\Theta_{i} = A_{i(\text{Nor }\Re)} \sum_{(\text{Nor }\Re)} 2^{a_{i}+k_{i}-2} a_{k,i \text{ (Nor }\Re)} B_{i(\text{Nor }\Re)}^{-\frac{a_{i}+k_{i}}{2}}$$
(12.22)

και

$$\mathcal{G}_{i}\left(\mu_{i,NZB}\right) = G_{5,2}^{2,4}\left(\frac{16\eta_{i,M}^{2}\mu_{i,NZB}}{B_{i,(Nor\ \Re)}^{2}} \middle| \frac{\frac{1-a_{i}}{2}, \frac{2-a_{i}}{2}, \frac{1-k_{i}}{2}, \frac{2-k_{i}}{2}, 1}{0, \frac{1}{2}}\right).$$
(12.23)

Επίσης, για την αντίστοιχη ειδική περίπτωση όπου, $p_{I,i} = p_{I,j}$, $i \neq j$, δηλαδή για $\mathcal{G}_1(\mu_{1,NZB}) = \mathcal{G}_2(\mu_{2,NZB}) = ...\mathcal{G}_i(\mu_{i,NZB}) = \mathcal{G}(\mu_{NZB})$ και $\Theta_1 = \Theta_2 = ... = \Theta_i = \Theta$, η Εξ. (12.21) γράφεται ακόμα απλούστερα ως [Varotsos et al. 2018a]:

$$p_{I_{a},ph,tot} \cong \frac{\Theta}{2\pi^{3/2}} \,\vartheta\left(\mu_{NZB}\right) \,\sum_{i=1}^{N} \prod_{j=i+1}^{N} \left[1 - \frac{\Theta}{\pi^{3/2}} \,\vartheta\left(\mu_{NZB}\right)\right] \\ = \frac{1}{2} \,\left[1 - \left(1 - \frac{\Theta}{\pi^{3/2}} \,\vartheta\left(\mu_{NZB}\right)\right)^{N}\right].$$
(12.24)

V. Εκτίμηση της μέσης διάρκειας διακοπής ανά ώρα

Μια ιδιαιτέρως σημαντική μετρική για την αξιοπιστία ενός FSO τηλεπικοινωνιακού συστήματος είναι η πιθανότητα διακοπής (OP), η οποία υπενθυμίζεται, ότι παριστάνει την πιθανότητα για την οποία το στιγμιαίο SNR στην πλευρά του δέκτη, πέφτει κάτω από ένα κρίσιμο κατώφλι, το οποίο αντιστοιχεί στο όριο ευαισθησίας της εισόδου του δέκτη. Σε τέτοια περίπτωση, το FSO σύστημα δε λειτουργεί κατάλληλα, και συνεπώς, δεν πληροί τις προδιαγραφές για εγκατάσταση ή χρήση. Σε ό, τι αφορά ειδικότερα στο εξεταζόμενο FSO σύστημα η πιθανότητα διακοπής για κάθε μία από τις N+1 ζεύξεις εκτιμάται ως [Karagiannidis et al. 2006; Varotsos et al. 2018a]:

$$P_{out} = \Pr\left(\gamma_{NZB} < \gamma_{NZB,th}\right) = F_{\gamma_{NZB}}\left(\gamma_{NZB,th}\right), \qquad (12.25)$$

όπου με $\gamma_{NZB,th}$ συμβολίζεται το κρίσιμο κατώφλι για το εξεταζόμενο σύστημα, ενώ Pr(.) δηλώνει πιθανότητα και $F_{\gamma_{NZB}}$ (.) τη CDF για την τυχαία μεταβλητή του στιγμιαίου SNR, υπό την παρουσία μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης.

Εκτιμώντας την παραπάνω πιθανότητα, ως συνάρτηση της κανονικοποιημένης ακτινοβολίας *I*, η έκφραση της Εξ. (12.25) για την πιθανότητα διακοπής, μετασχηματίζεται ως [Varotsos et al. 2018a]:

$$P_{out} = \Pr\left(\gamma_{NZB} < \gamma_{NZB,th}\right) = \Pr\left(I < A_q \sqrt{\frac{\gamma_{NZB,th}}{\mu_{NZB}}}\right)$$

$$= \int_{0}^{A_q \sqrt{\gamma_{NZB,th}/\mu_{NZB}}} f_I(I) dI$$
(12.26)

Αντικαθιστώντας την Εξ. (12.1) στην Εξ. (12.26), επιλύουμε την τελευταία, χρησιμοποιώντας την Εξ. (Π.11). Έτσι, λαμβάνουμε ότι [Varotsos et al. 2018a]:

$$P_{out} = \frac{q^2 A_{(\aleph \circ r \Re)}}{2} \sum_{(\aleph \circ r \Re)} a_{k(\aleph \circ r \Re)} B_{(\aleph \circ r \Re)}^{-\frac{d+k}{2}}$$

$$\times G_{2,4}^{3,1} \left(\frac{B_{(\aleph \circ r \Re)} \left(c + \Omega \right)}{1 + q^{-2}} \sqrt{\frac{\gamma_{NZB,th}}{\mu_{NZB}}} \left| \begin{array}{c} 1, \ q^2 + 1 \\ q^2, \ a, \ k, \ 0 \end{array} \right)$$

$$(12.27)$$

Επίσης, η συνολική, από άκρη σε άκρη, πιθανότητα διακοπής για το FSO σύστημα, εκφράζεται αντίστοιχα ως [Varotsos et al. 2018a]:

$$P_{out, \text{TOTAL}} = 1 - \prod_{n=1}^{N} \left(1 - P_{n, out} \right)$$

$$= 1 - \prod_{n=1}^{N} \left[1 - \left(\frac{q_n^2 A_{n(\text{Nor}\,\Re)}}{2} \sum_{(\text{Nor}\,\Re)} a_{k,n(\text{Nor}\,\Re)} B_{(\text{Nor}\,\Re)}^{-\frac{a_n + k_n}{2}} \right)$$

$$\times G_{2,4}^{3,1} \left(\frac{B_{n(\text{Nor}\,\Re)} \left(c_n + \Omega_n \right)}{1 + q_n^{-2}} \sqrt{\frac{\gamma_{n, NZB, th}}{\mu_{n, NZB}}} \left| \begin{array}{c} 1, \ q_n^2 + 1 \\ q_n^2, \ a_n, \ k_n, \ 0 \end{array} \right) \right]$$

$$(12.28)$$

Τότε, η μέση πιθανότητα διάρκειας (MOD) για μια συγκεκριμένη χρονική περίοδο, υπολογίζεται ως [Varotsos et al. 2018a]:

$$T_{od} = P_{out, TOTAL} T_R \tag{12.29}$$

με την παράμετρο T_R να είναι η κατάλληλα επιλεγμένη χρονική διάρκεια αναφοράς. Η τιμή της μέσης πιθανότητας διάρκειας, T_{od} , είναι πολύ σημαντική, αφού σε συνδυασμό με τη χωρητικότητα (δηλαδή τον μέγιστο ρυθμό μεταφοράς δεδομένων, throughput) του τηλεπικοινωνιακού συστήματος, καθορίζει το ποσοστό απώλειας της μεταδιδόμενης πληροφορίας κατά το χρονικό διάστημα T_R . Γενικά, η μέση πιθανότητα διάρκειας είναι μια μετρική με ιδιαίτερη πρακτική αξία για την απόδοση και τη διαθεσιμότητα κάθε επίγειας FSO ζεύξης, αφού για συγκεκριμένο χρονικό διάστημα μας φανερώνει για πόσο χρόνο κατά μέσο όρο η ζεύξη παύει να λειτουργεί ορθά. Επίσης, δεδομένου ότι ο χρόνος συμφωνίας (coherence time), $τ_0$, για την τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή είναι της τάξης των χιλιοστών του δευτερολέπτου (milliseconds, ms), [Davis et al. 1996; Popoola et al. 2010], και για την T_{od} , θα πρέπει να επιβεβαιωθεί ότι $T_{od} \ge τ$. Σημειώνεται, πως για τις προσομοιώσεις που διεξάγονται στην επόμενη ενότητα, υποθέτουμε μια χρονική διάρκεια αναφοράς της μιας ώρας (1h).

VI. Αριθμητικά αποτελέσματα

Χρησιμοποιώντας κατάλληλα τις αναλυτικές εκφράσεις που εξήχθησαν στις προηγούμενες ενότητες του παρόντος κεφαλαίου, μπορούμε να επιβεβαιώσουμε αριθμητικά, τη συνδυαστική επίδραση των M(alaga) μοντελοποιημένων διακυμάνσεων ακτινοβολίας λόγω τυρβώδους ροής και των αντίστοιχων διαλείψεων του οπτικού σήματος λόγω μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, στην απόδοση του PSK συστήματος, τόσο για μονού άλματος, όσο και για πολλαπλών αλμάτων FSO υλοποιήσεις. Στην ανάλυση που ακολουθεί, υιοθετούμε κατάλληλες τιμές παραμέτρων, μιας πραγματικής FSO ζεύξης, που έχουν χρησιμοποιηθεί επίσης στις [Yang et al 2014b; Varotsos et al. 2017a]. Για την τυρβώδη ροή, υποθέτουμε ότι οι M(alaga) τιμές των παραμέτρων, είναι κάποιες από αυτές που ελήφθησαν κατά την εκτέλεση πειραματικών μετρήσεων, στις 15 Οκτωβρίου 2009, στο πανεπιστήμιο της Wesada, στην Ιαπωνία, και οι οποίες δημοσιεύτηκαν στην [Jurado-Navas et al. 2012]. Η συγκεκριμένη αυτή ζεύξη, υπενθυμίζεται ότι λειτουργεί με οπτικό μήκος κύματος, $\lambda = 785$ nm, σε υψόμετρο των 25m πάνω από την επιφάνεια της θάλασσας και με διάμετρο ανιχνευτή στην πλευρά του δέκτη των 0.1m. Επίσης, το μήκος της ζεύξης είναι 1km, ενώ η οπτική ισχύς που χρησιμοποιεί για τη μετάδοση των δεδομένων είναι 11.5dBm, με αποκρισιμότητα 0.8A/W [Jurado-Navas et al. 2012]. Θα πρέπει να έχουμε στο νου μας, ότι όπως έχει εξηγηθεί σε προηγούμενα κεφάλαια, η ισχύς του φαινομένου της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, εξαρτάται από τη διακύμανση Rytov, η οποία ορίζεται ως $\sigma_R^2 = 1.23 C_n^2 \kappa^{7/6} L^{11/6}$, όπου C_n^2 είναι η παράμετρος κατανομής του δείκτη διάθλασης στην ατμόσφαιρα, $\kappa = 2\pi/\lambda$, είναι ο οπτικός κυματαριθμός, λ είναι το οπτικό μήκος κύματος, και L είναι το μήκος της διαδρομής που διανύει το οπτικό σήμα από τον πηγή μέχρι και τον προορισμό. Στο πλαίσιο της εξαγωγής των αναλυτικών αποτελεσμάτων και της εκτέλεσης των προσομοιώσεών μας, υποθέτουμε ότι $\sigma_R^2 \approx 0.32$, $\sigma_R^2 \approx 0.52$, και $\sigma_R^2 \approx 1.2$ για $C_n^2 = 7.2 \times 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$, $C_n^2 = 1.2 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$, και $C_n^2 = 2.8 \times 10^{-14} \text{ m}^{-2/3}$, όπως ακριβώς μετρήθηκαν στις 15 Οκτωβρίου 2009, τη νύκτα, κατά τη διάρκεια της ανατολής του ηλίου, και γύρω στο μεσημέρι, αντίστοιχα [Jurado-Navas et al. 2012]. Αυτές οι πειραματικά μετρημένες καταστάσεις τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής αντιστοιχούν σε $(a, b, \rho) = (10, 5, 1), (a, b, \rho) = (10, 5, 1)$ 0.75), και $(a, b, \rho) = (10, 5, 0.25)$, αντίστοιχα, για ασθενείς, μέτριες, και ισχυρές $\mathcal{M}(alaga)$ τυρβώδεις συνθήκες [Jurado-Navas et al. 2012]. Σε όλες τις περιπτώσεις που παρουσιάζονται παρακάτω, η μέση οπτική ισχύς για κάθε FSO ζεύξη κανονικοποιείται με $\Omega + 2b_0 = 1, \Omega = 0.5, b_0 = 0.25$, ενώ το εξεταζόμενο FSO σύστημα έχει υποτεθεί πως χρησιμοποιεί 4-PSK, 8-PSK, ή 16-PSK

σχήματα διαμόρφωσης. Σε ό, τι αφορά στην παρουσία σφαλμάτων σκόπευσης, υποθέτουμε επίσης ότι $(r_a, w_z/r_a, \mu_x/r_a, \mu_y/r_a) = (5 \text{ cm}, 10, 1, 2)$, ενώ η παράμετρος q υποτίθεται ότι λαμβάνει τις τιμές 3.6, 2.3, ή 1.1, από ασθενείς έως και ισχυρές συνθήκες μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, αντίστοιχα, και οι οποίες προκύπτουν, ειδικότερα, από τους ακόλουθους συνδυασμούς τιμών παραμέτρων: $(\sigma_x/r_a, \sigma_y/r_a) = (1.1, 0.9)$, $(\sigma_x/r_a, \sigma_y/r_a) = (2.1, 1.5)$ και $(\sigma_x/r_a, \sigma_y/r_a) = (4.4, 4.2)$, αντίστοιχα. Κάτω από αυτές τις προϋποθέσεις, τα αποτελέσματα για την απόδοση που ελήφθησαν, απεικονίζονται γραφικά παρακάτω, χρησιμοποιώντας γραμμές διαφορετικού στυλ ανά περίπτωση, και επιβεβαιώνονται από κατάλληλες προσομοιώσεις, οι οποίες με τη σειρά τους, έχουν ληφθεί μέσω 2×10⁶ τυχαίων δειγμάτων και απεικονίζονται με μαύρες κλειστές τελείες.

Το Σχήμα 12.1 απεικονίζει τα αποτελέσματα που προκύπτουν από τις Εξ. (12.7) και Εξ. (12.11), συναρτήσει του αναμενόμενου ηλεκτρικού SNR, που συμβολίζεται με μ_{NZB} , κάτω από $\mathcal{M}(alaga)$ ασθενή τυρβώδη ροή, τέτοια ώστε, $(a,b,\rho) = (10,5,1)$, και ασθενή επίσης, μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, τέτοια ώστε, q=3.6. Για τη διαμόρφωση των οπτικών σημάτων που μεταφέρουν την πληροφορία, εξετάζονται διάφορα PSK σχήματα, υποθέτοντας μονού άλματος (N = 1), διπλού άλματος (N = 2) και τριπλού (N = 3) άλματος υλοποιήσεις, αντίστοιχα. Οι επιδράσεις του θορύβου φάσης θεωρούνται αμελητέες, ενώ η Εξ. (12.7) χρησιμοποιείται για να διερευνήσει τη μονού άλματος υλοποίηση και η Εξ. (12.11) του διπλού άλματος υλοποίηση του εξεταζόμενου FSO συστήματος, αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα αυτά, τα οποία απεικονίζονται στο Σχήμα 12.1, υπογραμμίζουν τη βελτίωση της απόδοσης για όσο το αναμενόμενο ηλεκτρικό SNR αυξάνεται και το χρησιμοποιούμενο σχήμα διαμόρφωσης απλουστεύεται. Επίσης, υποθέτοντας για τις πολλαπλών αλμάτων εξεταζόμενες DF υλοποιήσεις, πως το κάθε επιπρόσθετο άλμα αυξάνει επιπλέον την από άκρη σε άκρη, συνολική ζεύξη σε μήκος, το Σχήμα 12.1, τονίζει ότι η τελευταία αύξηση της εμβέλειας, που πραγματοποιείται μέσω της χρήσης περισσοτέρων αλμάτων, συντελείται με τίμημα την αύξηση των ASEP τιμών για το συνολικό FSO σύστημα.



Σχήμα 12.1: ASEP ως προς το αναμενόμενο ηλεκτρικό SNR για μονού άλματος ή πολλαπλών αλμάτων FSO υλοποιήσεις, για ασθενή τυρβώδη ροή, ασθενή μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης και διάφορα PSK σχήματα διαμόρφωσης με αμελητέες επιδράσεις θορύβου φάσης [Varotsos et al. 2018a].

Στη συνέχεια, χρησιμοποιώντας την Εξ. (12.19), απεικονίζεται στο Σχήμα 12.2 η ASEP για μια ευρεία περιοχή αναμενόμενων SNR τιμών, για 4-PSK πολλαπλών αλμάτων υλοποιήσεις, υπό ασθενή $\mathcal{M}(alaga)$ μοντελοποιημένη τυρβώδη ροή μαζί με ασθενή έως και ισχυρά μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης καθώς και ασθενείς έως και ισχυρές επιδράσεις θορύβου φάσης. Παρατηρούμε ότι η ASEP αυξάνεται όσο: α) ο αριθμός των αλμάτων αυξάνεται, β) το αναμενόμενο SNR μειώνεται, και γ) ο θόρυβος φάσης και οι διαλείψεις του οπτικού σήματος λόγω μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης ισχυροποιούνται. Συγκρίνοντας τα αντίστοιχα αποτελέσματα του Σχήματος 12.1 και του Σχήματος 12.2, (δηλαδή τα αποτελέσματα για q = 3.6 και 4-PSK σχήμα διαμόρφωσης), διαπιστώνουμε ότι τα αντίστοιχα αποτελέσματα του Σχήματος 12.1, υπερτερούν σε ASEP απόδοση αυτών του Σχήματος 12.2, λόγω της εμφάνισης του θορύβου φάσης που επιφέρει σημαντικές υποβαθμίσεις στην ASEP απόδοση της τελευταίας.



Σχήμα 12.2: ASEP ως προς το αναμενόμενο ηλεκτρικό SNR για πολλαπλών αλμάτων FSO υλοποιήσεις, για ασθενή τυρβώδη ροή, ασθενή και ισχυρά μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης και 4-PSK σχήματα διαμόρφωσης με μέτριες και ισχυρές επιδράσεις θορύβου φάσης [Varotsos et al. 2018a].



Σχήμα 12.3: ASEP ως προς το αναμενόμενο ηλεκτρικό SNR για πολλαπλών αλμάτων FSO υλοποιήσεις, για μέτριας ισχύος τυρβώδη ροή, ασθενή και ισχυρά μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης και 4-PSK σχήματα διαμόρφωσης με μέτριες και ισχυρές επιδράσεις θορύβου φάσης [Varotsos et al. 2018a].

Το Σχήμα 12.3, που λαμβάνεται επίσης μέσω της Εξ. (12.19), αποτελεί ένα ακόμα χαρακτηριστικό παράδειγμα της κατάστασης που περιγράφει το Σχήμα 12.2, με τη διαφορά ότι εξετάζει την περίπτωση μέτριας ισχύος τυρβώδους ροής, όπου $\rho = 0.75$. Πράγματι, υποθέτοντας πανομοιότυπες 4-PSK υλοποιήσεις πολλαπλών αλμάτων, με τον ίδιο θόρυβο φάσης και τα ίδια μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, αλλά για μέτριες, και άρα ισχυρότερες από πριν, $\mathcal{M}(alaga)$ συνθήκες τυρβώδους ροής, παρατηρούμε ότι οι αντίστοιχες ASEP τιμές, έχουν αυξηθεί τώρα σημαντικά. Το γεγονός αυτό, αποκαλύπτει τη σημαντική επίδραση του φαινομένου της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, για την οποία αποφαίνεται με ακρίβεια η προτεινόμενη Εξ. (12.19).

Η τελευταία παρατήρηση, επιβεβαιώνεται εμφατικά και στο Σχήμα 12.4, όπου τόσο οι ασθενείς όσο και οι ισχυρές *M*(alaga) μοντελοποιημένες καταστάσεις τυρβώδους καναλιού, απεικονίζονται για τις DF υλοποιήσεις διπλού και τριπλού άλματος, αντίστοιχα. Θεωρώντας ασθενείς επιδράσεις θορύβου φάσης και μέτριες σε ισχύ διακυμάνσεις του οπτικού σήματος λόγω μη μηδενικών σφαλμάτων σκόπευσης, παρατηρούμε επίσης στο Σχήμα 12.4, ότι η χρήση 4-PSK διαμορφωμένων σημάτων για ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ροής, οδηγεί σε ενισχυμένα αποτελέσματα ASEP απόδοσης, σε σχέση με τα αντίστοιχα αποτελέσματα που προκύπτουν χρησιμοποιώντας 8-PSK σηματοδοσία.



Σχήμα 12.4: ASEP ως προς το αναμενόμενο ηλεκτρικό SNR για πολλαπλών αλμάτων FSO υλοποιήσεις, για ασθενή και ισχυρή τυρβώδη ροή, μέτριας ισχύος μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης και 4 ή 8-PSK σχήματα διαμόρφωσης με ασθενείς επιδράσεις θορύβου φάσης [Varotsos et al. 2018a].

Τέλος, χρησιμοποιώντας τις Εξ. (12.28) και Εξ. (12.29), το Σχήμα 12.5 απεικονίζει μια εξίσου σημαντική μετρική απόδοσης για το εξεταζόμενο FSO σύστημα, τη μέση πιθανότητα διακοπής ανά ώρα, τόσο για μονού άλματος, όσο και διπλού άλματος υλοποιήσεις, υπό την παρουσία ασθενών επιδράσεων τυρβώδους ροής μαζί με ασθενή έως και ισχυρά μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, για μια ευρεία περιοχή SNR τιμών, κανονικοποιημένων από το σχετικό κατώφλι, δηλαδή, ως $\mu_{n,NZB}/\gamma_{n,NZB,th}$. Στο σημείο αυτό σημειώνεται ότι τόσο η επιλογή του σχήματος διαμόρφωσης όσο και η όλη διαδικασία του θορύβου φάσης δε μας απασχολούν εν προκειμένω. Παρατηρούμε στο Σχήμα 12.5 ότι παρ' όλο που η χρήση του DF αναγεννητή

διπλασιάζει την απόσταση διάδοσης, οδηγεί ταυτόχρονα, σε σημαντική αύξηση των τιμών της μέσης πιθανότητας διακοπής ανά ώρα. Επίσης, στο Σχήμα 12.5 φαίνεται ξεκάθαρα ότι η μέση πιθανότητα διακοπής ανά ώρα μειώνεται για χαμηλότερα όρια ευαισθησίας δέκτη και ασθενέστερα μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης. Συνεπώς, σύμφωνα με τις εκάστοτε, προδιαγραφές που απαιτούνται για τη μέση πιθανότητα διακοπής μιας συγκεκριμένης FSO ζεύξης, μπορούμε να αποφανθούμε, μέσω της ανάλυσης που προτάθηκε για τη μετρική της μέσης πιθανότητας διακοπής, για το εάν είναι ή όχι πρακτικά εφικτό να επεκτείνουμε το μήκος της συγκεκριμένης DF αναγεννητές.



Σχήμα 12.5: MOD ανά ώρα συναρτήσει του κανονικοποιημένου αναμενόμενου SNR για μονού άλματος ή διπλού άλματος FSO υλοποιήσεις, για ασθενή τυρβώδη ροή, ασθενούς και μέτριας ισχύος μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης [Varotsos et al. 2018a].

VII. Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό, διερευνήθηκαν τόσο μονού άλματος, όσο και πολλαπλών αλμάτων FSO υλοποιήσεις με PSK σήματα που χρησιμοποιούν διαμόρφωση SIM. Η ατμοσφαιρική τυρβώδης ροή περιγράφτηκε με το γενικευμένο *M(alaga)* μοντέλο κατανομής, λαμβάνοντας υπόψη επίσης τις επιδράσεις των μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης και του θορύβου φάσης. Επίσης, νέες μαθηματικές εκφράσεις εξήχθησαν για τις μετρικές απόδοσης των υλοποιήσεων αυτών για την ASEP και τη μέση πιθανότητα διακοπής. Τα λαμβανόμενα αποτελέσματα καταδεικνύουν σημαντικές απώλειες στη συνολική απόδοση του εξεταζόμενου FSO συστήματος όσο i) η ατμοσφαιρική τυρβώδης ροή, τα μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης και οι επιδράσεις του θορύβου φάσης, ισχυροποιούνται, ii) περισσότερο πολύπλοκα PSK σχήματα διαμόρφωσης χρησιμοποιούνται, και iii) το μήκος της ζεύξης και ο αριθμός των DF κόμβων αναγεννητών αυξάνεται. Τέλος, η εγκυρότητα των μαθηματικών εκφράσεων που εξήχθησαν, επαληθεύτηκε μέσω των κατάλληλων αποτελεσμάτων προσομοίωσης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 13

SIMO FSO SIM PSK συστήματα σε κανάλια με τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή υπό την επίδραση σφαλμάτων σκόπευσης και θορύβου φάσης

Ι. Εισαγωγή

Στις μέρες μας, τα επίγεια FSO τηλεπικοινωνιακά συστήματα με SIM διαμόρφωση έχουν αποσπάσει ιδιαίτερη προσοχή στο πεδίο της έρευνας. Όμως, η απόδοσή τους υποβαθμίζεται σφοδρά λόγω των επιδράσεων της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, των σφαλμάτων σκόπευσης και του θορύβου φάσης. Για να ξεπεράσουμε αυτούς τους περιορισμούς, προτείνουμε παρακάτω ένα σχήμα διαφορικής λήψης με πολλαπλούς δέκτες. Στο πλαίσιο αυτό, εξετάζουμε τη μέση πιθανότητα σφάλματος στη μετάδοση συμβόλων (ASEP) ενός τυπικού SIM PSK συστήματος για μονής εισόδου- μονής εξόδου (SISO) ή μονής εισόδου- πολλαπλών εξόδων (SIMO) υλοποιήσεις. Επίσης, υποθέτουμε μια ευρεία περιοχή συνθηκών τυρβώδους ροής, μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης και θορύβου φάσης, των οποίων οι ισχύεις περιγράφονται μέσω των Γάμμα-Γάμμα (Γ-Γ), Beckmann, και Tikhonov κατανομών, αντίστοιχα. Έτσι, εξάγονται νέες, προσεγγιστικές ASEP εκφράσεις, ενώ κατάλληλα αριθμητικά αποτελέσματα απεικονίζονται και επικυρώνονται μέσω Monte Carlo προσομοιώσεων [Varotsos et al. 2018c].

ΙΙ. Μοντέλο συστήματος

Α. Μοντέλο σήματος

Το υπό θεώρηση FSO τηλεπικοινωνιακό σύστημα, είναι ένα SIM *N*-PSK διαμορφωμένο σύστημα, με έναν πομπό και m = 1,...,M δέκτες. Έτσι, βάσει της Εξ. (11.1) το λαμβανόμενο σήμα βασικής ζώνης, y_m , στην είσοδο του *m*-οστού δέκτη, δίνεται ως [Gappmair et al. 2017; Varotsos et al. 2018c]:

$$y_m = e^{j\theta_m} I_m x + n \tag{13.1}$$

τις απώλειες όπου η επίδραση του θορύβου φάσης σε κάθε μια από τις *m* διαδρομές προς τον προορισμό συμβολίζεται με $\theta_m \in [-\pi, \pi)$. Επίσης, βάσει της Εξ. (6.2) ισχύει ότι $I_m = I_{a,m}I_{p,m}$, έχοντας

θεωρήσει ότι χωρίς βλάβη της γενικότητας ότι $I_{l,m} = 1$ [Varotsos et al. 2016a; Gappmair et al. 2017].

Β. Μοντέλο τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής

Οι διακυμάνσεις του οπτικού σήματος, λόγω τυρβώδους ροής, προσομοιώνονται μέσω της Γ - Γ κατανομής. Έτσι, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) της Γ - Γ κατανομής για την $I_{a,m}$ τυχαία μεταβλητή δίνεται μέσω της Εξ. (6.3), [Varotsos et al. 2016a; Al-Habash et al. 2001].

Γ. Μοντέλο μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης

Για τη μελέτη των διακυμάνσεων του *m*-οστού λαμβανόμενου οπτικού σήματος λόγω μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, χρησιμοποιείται το ρεαλιστικό και πρακτικά ακριβές *Beckmann* μοντέλο κατανομής. Το μοντέλο αυτό, αφού περιγράφτηκε αναλυτικά για SIMO μάλιστα συστήματα στο Κεφ. 7, [Varotsos et al. 2017a], κατέληξε στο ότι η pdf για την παράμετρο, *I*_{p,m}, προσεγγίζεται με ακρίβεια σύμφωνα με την Εξ. (7.5), [Varotsos et al. 2017a; Boluda-Ruiz et al. 2016a].

Συνδυαστικό μοντέλο τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης

Ακολουθώντας επίσης την αντίστοιχη διαδικασία με αυτή των Κεφ. 6 και Κεφ. 7, [Farid et al. 2007; Sandalidis et al. 2009; Gappmair 2012; Varotsos et al. 2016a; Varotsos et al. 2017a], και χρησιμοποιώντας την Εξ. (Π.12) για απλοποίηση, καταλήγουμε στο ότι η pdf της παραμέτρου I_m , δίνεται ως [Varotsos et al. 2018c]:

$$f_{I_{m}}(I_{m}) = \frac{\alpha_{m}\beta_{m}\psi_{m}^{2}}{A_{0,m}g_{m}\Gamma(\alpha_{m})\Gamma(\beta_{m})} \times G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{\alpha_{m}\beta_{m}I_{m}}{A_{0,m}g_{m}} \middle| \begin{array}{c} \psi_{m}^{2} \\ \psi_{m}^{2} - 1, \alpha_{m} - 1, \beta_{m} - 1 \end{array}\right),$$
(13.2)

όπου,

 $\psi_{m} = w_{z,eq,m} / 2\sigma_{\text{mod},m}, \qquad \psi_{x,m} = w_{z,eq,m} / 2\sigma_{x,m}, \qquad \psi_{y,m} = w_{z,eq,m} / 2\sigma_{y,m},$

 $g_{m} = \exp\left(\frac{1}{\psi_{m}^{2}} - \frac{1}{2\psi_{x,m}^{2}} - \frac{1}{2\psi_{y,m}^{2}} - \frac{\mu_{x,m}^{2}}{2\sigma_{x,m}^{2}\psi_{x,m}^{2}} - \frac{\mu_{y,m}^{2}}{2\sigma_{y,m}^{2}\psi_{y,m}^{2}}\right)$ [Boluda-Ruiz et al. 2016a; Yang et al 2014b;

Boluda-Ruiz et al. 2016b; Varotsos et al. 2017a].

Ε. Μοντέλο θορύβου φάσης

Η *Tikhonov* κατανομή για το φαινόμενο του θορύβου φάσης στη *m*-οστή οπτική ζεύξη του εξεταζόμενου FSO συστήματος, δίνεται από την ακόλουθη pdf, ως συνάρτηση της αντίστοιχης τυχαίας μεταβλητής θ_m [Varotsos et al. 2018c]:

$$f_{\Theta_m}(\theta_m) = \frac{\exp(\upsilon_m \cos \theta_m)}{2\pi I_0(\upsilon_m)}, \quad -\pi \le \theta_m < \pi,$$
(13.3)

όπου υπενθυμίζεται πως με I₀(.) συμβολίζεται η μηδενικής τάξης τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους [Abramowitz et al. 1972, Eq. (7.1.1)].

Λαμβάνοντας υπόψη τις προσεγγιστικές σχέσεις της Εξ. (11.16), η pdf της Εξ. (13.3), μπορεί να προσεγγιστεί για $v_m > 1 \omega \varsigma$ η Εξ. (11.17) με $v = v_m$ και $\theta = \theta_m$ [Varotsos et al. 2018c; Gappmair et al. 2017; Varotsos et al. 2017c].

ΙΙΙ. Εκτίμηση ASEP μετρικής

Α. Αμελητέες επιδράσεις θορύβου φάσης

Υποθέτοντας αμελητέες επιδράσεις θορύβου φάσης και ότι η εκάστοτε παράμετρος συνολικών διαλείψεων I_m είναι γνωστή στην πλευρά του αντίστοιχου, *m*-οστού δέκτη, τότε η πιθανότητα σφάλματος στη μετάδοση συμβόλων (Symbol Error Probability, SEP), προσεγγίζεται για *N*-PSK σχήματα, όπου N ≥ 4, με ικανοποιητική ακρίβεια ως [Simon et al. 2005; Gappmair et al. 2017]:

$$p_{I_m}(I_m) \approx \lambda_N \operatorname{erfc}\left(\frac{I_m \sqrt{\mu_m} \sin \frac{\pi}{N}}{A_{\psi,m}}\right),$$
 (13.4)

όπου η erf(.) είναι η συμπληρωματική συνάρτηση σφάλματος [Abramowitz et al. 1972, Eq. (7.1.2)], $\lambda_N = 1$ για $N \ge 4$, ενώ μ_m και $A_{\psi,m} = \mathbb{E}[I_m]$ είναι το αναμενόμενο SNR και η αναμενόμενη τιμή της τυχαίας μεταβλητής I_m , για τη *m*-οστή ζεύξη του συστήματος, αντίστοιχα, ενώ ισχύει ότι $A_{\psi,m} = \int_0^\infty I_m f_{I_m}(I_m) dI_m = \frac{A_{0,m} g_m}{1 + \psi_m^{-2}}$ [Al-Quwaiee et al. 2016].

Σημειώνεται επίσης, πως για την Εξ. (13.4), θα πρέπει να υπενθυμιστεί ότι η σχέση αυτή είναι ακριβής για BPSK σχήματα, όπου δηλαδή, N = 2, εάν θέσουμε ότι $\lambda_N = 1/2$.

Για τη SISO υλοποίηση, η οποία ως γνωστόν αποτελείται μόνο από ένα ζευγάρι τερματικών πομπού-δέκτη, ο δείκτης *m* θα παραλείπεται στο εξής, για λόγους απλοποίησης. Συνεπώς, αφού εκφράσουμε την erfc(·) συνάρτηση της Εξ. (13.4), ισοδύναμα, ως Meijer-*G* συνάρτηση, χρησιμοποιώντας την Εξ. (Π.7), και ολοκληρώσουμε στη συνέχεια την Εξ. (13.4) ως προς τη μεταβλητή, *I*, μέσω της Εξ. (Π.8), απλοποιούμε το αποτέλεσμα που προκύπτει μέσω της Εξ. (Π.13), και τελικά λαμβάνουμε ότι [Varotsos et al. 2018c]:

$$p_{N,SISO,av} = \frac{2^{\alpha+\beta-3}\lambda_N\psi^2}{\pi^{3/2}\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \times G_{6,3}^{2,5} \left(\frac{16\mu(1+\psi^{-2})^2\sin^2\frac{\pi}{N}}{(\alpha\beta)^2} \right)^{\frac{2-\psi^2}{2},\frac{1-\alpha}{2},\frac{2-\alpha}{2},\frac{1-\beta}{2},\frac{2-\beta}{2},1}{0,\frac{1}{2},-\frac{\psi^2}{2}} \right)$$
(13.5)

Για SIMO υλοποιήσεις, οι οποίες αντίστοιχα αποτελούνται από έναν μόνο πομπό και πολλαπλούς δέκτες, υποθέτουμε ένα βέλτιστου συνδυασμού (Optimal Combining) OC σχήμα διαφορικής λήψης με *M* διαφορετικές διαδρομές να φτάνουν στον προορισμό. Ειδικότερα, σημειώνεται ότι ο όρος OC χρησιμοποιείται σε αντιστοιχία με τον όρο συνδυασμού μεγίστου λόγου (maximal ratio combing, MRC), που χρησιμοποιείται στα RF συστήματα [Tsiftsis et al. 2009]. Έτσι, υποθέτουμε ότι η επιφάνεια κάθε δέκτη είναι *M* φορές μικρότερη από την επιφάνεια του δέκτη όταν δεν εφαρμόζεται η μέθοδος της διαφορικής λήψης. Στο ίδιο πλαίσιο, θεωρώντας ότι οι δέκτες υφίστανται θόρυβο περιβάλλοντος, η διακύμανση του θορύβου δίνεται αντίστοιχα ως $\sigma_{m,n}^2 = \sigma_n^2/M$ [Tsiftsis et al. 2009; Navidpour et al. 2007]. Συνεπώς, χρησιμοποιώντας την erfc(*x*) = 2*Q*($\sqrt{2}x$), η Εξ. (13.4) γράφεται [Varotsos et al. 2018c]:

$$p_{I_m}(I_m) \approx 2\lambda_N Q\left(\frac{I_m \sqrt{2\mu_m} \sin \frac{\pi}{N}}{A_{\psi,m}}\right),\tag{13.6}$$

και συνεπώς, [Varotsos et al. 2018c]:

$$P_{e,av,M}^{OC} = 2\lambda_N \int_{\mathbf{I}} f_{\mathbf{I}}(\mathbf{I}) \ Q\left(\frac{\sqrt{2\mu_m} \sin\frac{\pi}{N}}{\sqrt{M}A_{\psi,m}} \sqrt{\sum_{m=1}^M I_m^2}\right) d\mathbf{I},$$
(13.7)

όπου **I** = [**I**₁, **I**₂,..., **I**_M] είναι το διάνυσμα της κανονικοποιημένης ακτινοβολίας που φθάνει μέσω των *M* διαδρομών που χρησιμοποιεί το εφαρμοζόμενο σχήμα διαφορικής λήψης, στον προορισμό. Για να λύσουμε το πολλαπλό ολοκλήρωμα της Εξ. (13.7), προσεγγίζουμε την *Gaussian* συνάρτηση-*Q* ως $Q(x) \approx \frac{1}{12} \Big[\exp(-x^2/2) + 3\exp(-2x^2/3) \Big]$ [Chiani et al. 2003]:

Αντικαθιστώντας τότε την τελευταία προσέγγιση στην Εξ. (13.7), λαμβάνουμε ότι [Alouini et al. 2000]:

$$P_{e,av,M}^{OC} \approx \frac{\lambda_N}{6} \prod_{m=1}^M \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\mu_m \sin^2 \frac{\pi}{N} I_m^2}{MA_{\psi,m}^2}\right) f_{I_m}(I_m) dI_m + \frac{\lambda_N}{2} \prod_{m=1}^M \int_0^\infty \exp\left(-\frac{4\mu_m \sin^2 \frac{\pi}{N} I_m^2}{3MA_{\psi,m}^2}\right) f_{I_m}(I_m) dI_m.$$
(13.8)

Έτσι, αντικαθιστώντας στη συνέχεια την Εξ. (13.2) στην Εξ. (13.8) και εκφράζοντας, μέσω της Εξ. (Π.4), τους εκθετικούς όρους της τελευταίας ως ισοδύναμες Meijer-G συναρτήσεις, έχουμε ότι [Varotsos et al. 2018c]:

$$\begin{split} P_{e,av,M}^{oc} &\approx \frac{\lambda_{N}}{6} \prod_{m=1}^{M} \frac{\alpha_{m} \beta_{m} \psi_{m}^{2}}{A_{0,m} g_{m} \Gamma(\alpha_{m}) \Gamma(\beta_{m})} \\ &\times \int_{0}^{\infty} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{\alpha_{m} \beta_{m}}{A_{0,m} g_{m}} I_{m} \middle| \begin{array}{c} \psi_{m}^{2} \\ \psi_{m}^{2} - 1, \alpha_{m} - 1, \beta_{m} - 1 \end{array} \right) G_{0,1}^{1,0} \left(\frac{\mu_{m} \sin^{2} \frac{\pi}{N}}{M A_{\psi,m}^{2}} I_{m}^{2} \middle| \begin{array}{c} 0 \\ 0 \end{array} \right) dI_{m} \\ &+ \frac{\lambda_{N}}{2} \prod_{m=1}^{M} \frac{\alpha_{m} \beta_{m} \psi_{m}^{2}}{A_{0,m} g_{m} \Gamma(\alpha_{m}) \Gamma(\beta_{m})} \\ &\times \int_{0}^{\infty} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{\alpha_{m} \beta_{m}}{A_{0,m} g_{m}} I_{m} \middle| \begin{array}{c} \psi_{m}^{2} \\ \psi_{m}^{2} - 1, \alpha_{m} - 1, \beta_{m} - 1 \end{array} \right) G_{0,1}^{1,0} \left(\frac{4\mu_{m} \sin^{2} \frac{\pi}{N}}{3M A_{\psi,m}^{2}} I_{m}^{2} \middle| \begin{array}{c} 0 \\ 0 \end{array} \right) dI_{m}. \end{split}$$
(13.9)

Επομένως, χρησιμοποιώντας την Εξ. (Π.8), επιλύουμε τα ολοκληρώματα της Εξ. (13.9), και στη συνέχεια απλοποιούμε τις λύσεις τους μέσω της Εξ. (Π.13). Έτσι, δεχόμενοι την προσέγγιση των [Chiani et al. 2003] για τη συνάρτηση-Q, η Εξ. (13.9), δηλαδή η ASEP ενός SIM *N*-PSK SIMO FSO συστήματος με *M* συνολικά *Γ*-*Γ* μοντελοποιημένα τυρβώδη κανάλια, και μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, λαμβάνεται τελικά ως [Varotsos et al. 2018c]:

$$P_{e,av,M}^{OC} \approx \frac{\lambda_N}{6} \left[\prod_{m=1}^M \zeta_m \Xi(\mu_m, 16) + 3 \prod_{m=1}^M \zeta_m \Xi(\mu_m, \frac{64}{3}) \right], \qquad (13.10)$$

όπου

$$\Xi(\mu_m, c_m) = G_{5,2}^{1,5} \left(\frac{c_m \mu_m (1 + \psi_m^{-2})^2 \sin^2 \frac{\pi}{N}}{M (\alpha_m \beta_m)^2} \bigg|_{0, -\frac{\psi_m^2}{2}}^{\frac{2-\psi_m^2}{2}, \frac{1-\alpha_m}{2}, \frac{2-\alpha_m}{2}, \frac{1-\beta_m}{2}, \frac{2-\beta_m}{2}} \right),$$
(13.11)

και

$$\zeta_m = \frac{2^{\alpha_m + \beta_m - 3} \psi_m^2}{\pi \,\Gamma(\alpha_m) \Gamma(\beta_m)} \tag{13.12}$$

Εναλλακτικά, αντί για την προσέγγιση των [Chiani et al. 2003] για τη συνάρτηση-Q, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την ακόλουθη, πολύ πρόσφατα δημοσιευμένη και ακριβέστερη αντίστοιχη προσέγγιση [Sadhwani et al. 2017]:

$$Q(x) \approx \frac{1}{16} \Big[\exp(-x^2/2) + 2\exp(-x^2) + 2\exp(-10x^2/3) + 2\exp(-10x^2/17) \Big].$$
(13.13)

Πράττοντας λοιπόν έτσι, δηλαδή αντικαθιστώντας την Εξ. (13.13) στην Εξ. (13.7) και ακολουθώντας στη συνέχεια την παραπάνω μαθηματική ανάλυση, καταλήγουμε στην ακόλουθη, αντίστοιχη στην Εξ. (13.10), εναλλακτική έκφραση για την ASEP του εξεταζόμενου SIMO FSO συστήματος [Varotsos et al. 2018c]:

$$P_{e,av,M}^{OC} \approx \frac{\lambda_{N}}{8} \left[\prod_{m=1}^{M} \zeta_{m} \Xi(\mu_{m}, 16) + 2 \prod_{m=1}^{M} \zeta_{m} \Xi(\mu_{m}, 32) + 2 \prod_{m=1}^{M} \zeta_{m} \Xi(\mu_{m}, \frac{320}{3}) + 2 \prod_{m=1}^{M} \zeta_{m} \Xi(\mu_{m}, \frac{320}{17}) \right].$$
(13.14)

Β. Σημαντικές επιδράσεις θορύβου φάσης

Με μια προσεκτική ματιά στην Εξ. (13.3) και την προσεγγιστική της έκφραση, γίνεται φανερό πως η ισχύς της επίδρασης του θορύβου φάσης καθορίζεται από την παράμετρο v_m , η οποία παριστάνει το SNR του PLL βρόχου, ο οποίος χρησιμοποιείται για το συγχρονισμό του φέροντος. Προτείνεται, η παράμετρος αυτή να ορίζεται ως κάποιο πολλαπλάσιο, Ω, του στιγμιαίου ηλεκτρικού SNR, το οποίο για την πλευρά του αντίστοιχου δέκτη, δίνεται ως $\gamma_m = I_m^2/(2\sigma_n^2)$. Στο πλαίσιο του κεφαλαίου αυτού λοιπόν, το τελευταίο με απλά σημαίνει ότι $\rho_m = \Omega \gamma_m$. Από τη διαθέσιμη επιστημονική βιβλιογραφία, [Song et al. 2015; Proakis 1989 (ch. 4.5)], είναι γνωστό πως $\Omega = 1/B_L T_s$, όπου η παράμετρος B_L συμβολίζει το ισοδύναμο εύρος ζώνης του βρόχου PLL, ενώ T_s είναι η περίοδος του συμβόλου για τη μετάδοση των δεδομένων. Από αυτή την άποψη, έχουμε μεγαλύτερες τιμές του Ω ή/ και του γ_m , οι οποίες παραπέμπουν σε ένα επίσης μεγαλύτερο SNR βρόχου, κι επομένως, σε μια λιγότερο σημαντική επίδραση του θορύβου φάσης (όπως θα πιστοποιηθεί εξάλλου στην επόμενη ενότητα). Επιπλέον, κρένεται σκόπιμο να εκφράσουμε την παράμετρο γ_m , ως Βασισμένοι τώρα στην ανάλυση του προηγούμενου κεφαλαίου [Varotsos et al. 2018a; Gappmair et al. 2017] η ASEP μετρική για τη SISO υλοποίηση θα προσεγγίζεται αντίστοιχα με την Εξ. (12.13), ως [Varotsos et al. 2018c]:

$$P_{N, SISO, pn} \approx \int_{0}^{\infty} \operatorname{erfc}\left(\frac{I\sqrt{\mu}\eta_{N}}{A_{\psi}}\right) f_{I}(I) dI, \qquad (13.15)$$

όπου για λόγους απλοποίησης έχουμε θέσει $\eta_N = \pi \left(N \sqrt{1 + 2/\psi} \right)^{-1}$.

Για την επίλυση του ολοκληρώματος της Εξ. (13.15), αντικαθιστούμε τον όρο της erfc(.) με τον ισοδύναμο Meijer-G όρο μέσω της Εξ. (Π.7), καθώς και την pdf ως προς I με την έκφρασή, δηλαδή με την Εξ. (13.2). Μετά από τις αντικαταστάσεις αυτές, χρησιμοποιώντας την Εξ. (Π.7), λύνουμε το ζητούμενο ολοκλήρωμα ως προς I, και λαμβάνουμε συγκεκριμένα ότι η ASEP μετρική για τη SISO υλοποίηση του εξεταζόμενου FSO συστήματος, υπό Γ - Γ μοντελοποιημένη τυρβώδη ροή, μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, αλλά και θόρυβο φάσης, εκτιμάται ως [Varotsos et al. 2018c]:

$$P_{N, SISO, av, ph} \approx \frac{2^{\alpha+\beta-3}\psi^{2}}{\pi^{3/2}\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \times G_{6,3}^{2,5} \left(\frac{16\mu(1+\psi^{-2})^{2}\eta_{N}^{2}}{(\alpha\beta)^{2}} \middle| \frac{2-\psi^{2}}{2}, \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-\beta}{2}, \frac{2-\beta}{2}, 1 \\ 0, \frac{1}{2}, -\frac{\psi^{2}}{2} \right)$$
(13.16)

Εφαρμόζοντας και πάλι την ανάλυση της αμέσως προηγούμενης ενότητας, η αντίστοιχη προσεγγιστική έκφραση της Εξ. (13.10) για την ΑSEP μετρική της SIMO υλοποίησης, συνεκτιμώντας και τον θόρυβο φάσης αυτή τη φορά, λαμβάνεται τελικά ως [Varotsos et al. 2018c]:

$$P_{e,av,ph,M}^{OC} \approx \frac{\lambda_N}{6} \left[\prod_{m=1}^M \zeta_m \Psi(\mu_m, 16) + 3 \prod_{m=1}^M \zeta_m \Psi\left(\mu_m, \frac{64}{3}\right) \right],$$
(13.17)

όπου

$$\Psi(\mu_m, c_m) = G_{5,2}^{1,5} \left(\frac{c_m \mu_m (1 + \psi_m^{-2})^2 \eta_N^2}{M(\alpha_m \beta_m)^2} \left| \begin{array}{c} \frac{2 - \psi_m^2}{2}, \frac{1 - \alpha_m}{2}, \frac{2 - \alpha_m}{2}, \frac{1 - \beta_m}{2}, \frac{2 - \beta_m}{2} \right. \right)$$
(13.18)

Τονίζεται, ότι η Εξ. (13.17), όπως άλλωστε και η αντίστοιχή της που δε συνυπολογίζει το θόρυβο φάσης, Εξ. (13.10), προέκυψε χρησιμοποιώντας την προσέγγιση των [Chiani et al. 2003], για την προσέγγιση της συνάρτησης-Q, που αντιστοιχεί στην efc(.) συνάρτηση της Εξ. (13.15). Έτσι,

χρησιμοποιώντας εναλλακτικά την Εξ. (13.13), [Sadhwani et al. 2017], για την ίδια διαδικασία της προσέγγισης της συνάρτησης-Q, λαμβάνουμε την παρακάτω, εναλλακτική της Εξ. (13.17), έκφραση για την ASEP της SIMO υλοποίησης του FSO συστήματος [Varotsos et al. 2018c]:

$$P_{e,av,ph,M}^{OC} \approx \frac{\lambda_{N}}{8} \left[\prod_{m=1}^{M} \zeta_{m} \Psi(\mu_{m}, 16) + 2 \prod_{m=1}^{M} \zeta_{m} \Psi(\mu_{m}, 32) + 2 \prod_{m=1}^{M} \zeta_{m} \Psi(\mu_{m}, \frac{320}{3}) + 2 \prod_{m=1}^{M} \zeta_{m} \Psi\left(\mu_{m}, \frac{320}{17}\right) \right].$$
(13.19)

IV. Αριθμητικά αποτελέσματα

Στην ενότητα αυτή διερευνάται αριθμητικά η απόδοση ενός τυπικού SIM 8-PSK ή 16-PSK FSO συστήματος, με ή χωρίς διαφορική λήψη στο χώρο με πολλαπλούς δέκτες, σε μια ευρεία περιοχή τιμών αναμενόμενου SNR στη πλευρά του δέκτη (ή των δεκτών). Λαμβάνοντας υπόψη ότι η επίγεια FSO τεχνολογία επιτυγχάνει αποστάσεις διάδοσης από μερικά μέτρα έως και λίγα χιλιόμετρα [Gappmair 2011b; Ghassemlooy et al. 2012b], θεωρούμε έως και τρεις ζεύξεις με μήκος L = 2 km και μήκος κύματος λειτουργίας $\lambda = 1550$ ή 850 nm, τα οποία εξάλλου είναι τα κοινώς χρησιμοποιούμενα μήκη κύματος λειτουργίας των FSO συστημάτων που κυκλοφορούν στο εμπόριο. Η επιφάνεια του κάθε δέκτη έχει διάμετρο 0.1m, ενώ η τιμή της παραμέτρου C_n^2 θεωρείται πως είναι, είτε 9×10^{-15} m^{-2/3} , είτε 2×10^{-14} m^{-2/3}, για ασθενείς ή ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ροής, αντίστοιχα. Επίσης, υποθέτουμε πως η boresight συνιστώσα (συνιστώσα μετατόπισης για τα σφάλματα σκόπευσης) μηδενίζεται, αποκλειστικά και μόνο για ένα συγκεκριμένο φωτοανιχνευτή, ο οποίος λόγω της θέσης του, ευθυγραμμίζεται επακριβώς με το τερματικό του πομπού [Boluda-Ruiz et al. 2016b; Varotsos et al. 2017a; Varotsos et al. 2017b]. Στην περίπτωση αυτή, η ακτινική μετατόπιση μελετάται μέσω της Rayleigh κατανομής, όπως στην [Farid et al. 2007], και συνεπώς, $(\mu_x/r_a, \mu_y/r_a) = (0, 0)$ και $\sigma_x = \sigma_y$, ενώ $\psi_m = 5.03$ για $r_a = 5$ cm και $(w_z/r_a, \mu_x/r_a, \mu_y/r_a, \sigma_x/r_a, \sigma_y/r_a) = 0$ (10, 0, 0, 1, 1). Για τις υλοποιήσεις πολλαπλών δεκτών, υποθέτουμε ότι για τις υπόλοιπες FSO ζεύξεις του εξεταζόμενου SIMO συστήματος, $r_a = 5$ cm και $(w_z/r_a, \mu_x/r_a, \mu_y/r_a) = (10, 1, 2)$, ενώ $\psi_m = 1.30$ και 0.59 για $(\sigma_x/r_a, \sigma_y/r_a) = (4, 3)$ και $(\sigma_x/r_a, \sigma_y/r_a) = (9, 7)$, αντιπροσωπεύοντας ασθενείς και ισχυρές επιδράσεις μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, αντίστοιχα. Για να λάβουμε υπόψη τις αρνητικές επιδράσεις της παρουσίας ασθενέστερου και ισχυρότερου θορύβου φάσης στην ASEP

απόδοση του εξεταζόμενου συστήματος, επιλέγουμε αντίστοιχα τις τιμές, $\Omega = 3$ ή 1, [Gappmair et al. 2017].

Το Σχήμα 13.1 απεικονίζει την ASEP για ένα 8-PSK FSO σύστημα με υπό-φέρουσες σε μια ευρεία περιοχή τιμών του αναμενόμενου SNR υπό την επίδραση ισχυρής τυρβώδους ροής, σφαλμάτων σκόπευσης, ενώ οι επιδράσεις του θορύβου φάσης, θεωρούνται αμελητέες. Όταν M = 1, η ζεύξη θεωρείται πως αντιμετωπίζει μόνο μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, με $\psi_1 =$ 5.03. Επίσης, για τις SIMO υλοποιήσεις με M = 2 φωτοανιχνευτές, υπάρχει μια επιπρόσθετη, μη μηδενικής μετατόπισης συνιστώσα με $\psi_2 = 1.30$ ή 0.59 για ασθενέστερες ή ισχυρότερες επιδράσεις μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης. Πράγματι, όταν η τιμή της παραμέτρου ψ_m αυξάνεται, δηλαδή όταν οι κανονικοποιημένες, μη-πανομοιότυπες συνεισφορές των jitter συνιστωσών σ_x/r_a και σ_y/r_a μειώνονται, το φαινόμενο των σφαλμάτων σκόπευσης αποδυναμώνεται, [Varotsos et al. 2017b]. Έτσι, λόγω της απόστασης που χωρίζει τους δύο φωτοδέκτες, ο δεύτερος φωτοδέκτης (ο οποίος είναι ο μη βέλτιστα ευθυγραμμισμένος με τον πομπό) θα πρέπει να αντιμετωπίζει σοβαρότερα σφάλματα αυστηρούς ευθυγράμμισης με το laser του πομπού, και συνεπώς, θα πρέπει να ισχύει ότι $\psi_2 < \psi_1$. Στη συνέχεια, για SIMO υλοποιήσεις με Μ = 3, υποθέτουμε, χωρίς βλάβη της γενικότητας, ότι οι αποστάσεις μεταξύ πρώτου-δεύτερου και πρώτου-τρίτου φωτοανιχνευτή, είναι ίσες μεταξύ τους, γεγονός που με βάση τα παραπάνω μεταφράζεται ως $\psi_2 = \psi_3 = 1.30$ για ασθενέστερα και $\psi_2 = \psi_3 = 0.59$ για ισχυρότερα μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, αντίστοιχα. Συνεπώς, τα λαμβανόμενα αποτελέσματα δείχνουν ότι σαφώς μικρότερες ASEP τιμές επιτυγχάνονται όσο το αναμενόμενο ηλεκτρικό SNR, ο αριθμός Μ των φωτοδεκτών, καθώς και οι παράμετροι μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης ψ2 (ή/ και ψ_3), αυξάνονται. Συμπεραίνουμε λοιπόν, πως η πιο αποδοτική, ως προς την ASEP μετρική, υλοποίηση, είναι η SIMO υλοποίηση με τους τρεις φωτοδέκτες, όπου δηλαδή, M = 3, και των ασθενέστερης ισχύος μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, με $\psi_2 = \psi_3 = 1.30$.



Σχήμα 13.1: ASEP ως προς το αναμενόμενο ηλεκτρικό SNR για 8-PSK σύστημα υπό-φερουσών, με λ=1550nm, για ισχυρή τυρβώδη ροή, διαφορετικές συνθήκες σφαλμάτων σκόπευσης και αμελητέες επιδράσεις θορύβου φάσης [Varotsos et al. 2018c].

Το Σχήμα 13.2 απεικονίζει την ASEP για μια 8-PSK και μια 16-PSK, με υπό-φέρουσες, SIMO υλοποιήσεις του εξεταζόμενου FSO συστήματος με δύο φωτοδιόδους για μια ευρεία περιοχή τιμών αναμενόμενου ηλεκτρικού SNR, υπό την παρουσία ασθενών συνθηκών τυρβώδους ροής, μαζί με διαφορετικής ισχύος, τόσο μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, όσο και επιδράσεων θορύβου φάσης. Από το Σχήμα 13.2, γίνεται φανερό ότι η ASEP απόδοση αυξάνεται όσο τα μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης και ο θόρυβος φάσης εξασθενούν. Παρατηρείται επίσης, ότι το 8-PSK σχήμα διαμόρφωσης υπερτερεί, υπό όρους ASEP, του πιο σύνθετου 16-PSK σχήματος.



Σχήμα 13.2: ASEP ως προς το αναμενόμενο ηλεκτρικό SNR για 8-PSK και 16-PSK υπό-φερουσών υλοποιήσεις συστήματος, με δύο δέκτες, λ=1550nm, για ασθενή τυρβώδη ροή, και διαφορετικές συνθήκες σφαλμάτων σκόπευσης και επιδράσεις θορύβου φάσης [Varotsos et al. 2018c].

Το Σχήμα 13.3 απεικονίζει την ASEP για ένα 16-PSK σχήμα με υπο-φέρουσες, το οποίο χρησιμοποιεί είτε έναν, είτε τρεις φωτοανιχτευτές, για μια ευρεία περιοχή τιμών αναμενόμενου ηλεκτρικού SNR, υπό την παρουσία ασθενών έως και ισχυρών συνθηκών τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, μαζί με μη μηδενική μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, αγνοώντας τις επιδράσεις του θορύβου φάσης. Από το Σχήμα 13.3 γίνεται φανερό ότι και για τις δυο εξεταζόμενες περιοχές τυρβώδους ροής, η SIMO υλοποίηση με M=3, υπερτερεί της SISO υλοποίησης με M=1. Επιπρόσθετα, επιβεβαιώνεται ξεκάθαρα και το γεγονός ότι η ASEP του FSO συστήματος αυξάνεται όσο η τυρβώδης ροή ισχυροποιείται.



Σχήμα 13.3: ASEP ως προς το αναμενόμενο ηλεκτρικό SNR για 16-PSK υπό-φερουσών FSO σχήμα, με λ=1550nm, και έναν ή τρεις δέκτες, για ασθενή έως και ισχυρή τυρβώδη ροή, διαφορετικές συνθήκες σφαλμάτων σκόπευσης και αμελητέες επιδράσεις θορύβου φάσης [Varotsos et al. 2018c].

Το Σχήμα 13.4 απεικονίζει την ASEP για ένα 16-PSK σχήμα με υπο-φέρουσες, το οποίο λειτουργεί στα 850nm αυτή τη φορά, με δυο φωτοδέκτες, για μια ευρεία περιοχή τιμών αναμενόμενου ηλεκτρικού SNR, υπό την παρουσία ασθενών συνθηκών τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, και διαφορετικών τόσο, μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, όσο και επιδράσεων του θορύβου φάσης. Η συγκριτική μελέτη της ASEP απόδοσης όλων των γραφικών παραστάσεων του παρόντος κεφαλαίου, φανερώνει ότι η ASEP που απεικονίζει το Σχήμα 13.4, είναι σαφώς η πιο υποβαθμισμένη. Το γεγονός αυτό οφείλεται στο ότι η τυρβώδης ροή ισχυροποιείται, και άρα υποβαθμίζει περισσότερο την απόδοση, για μικρότερα μήκη κύματος λειτουργίας. Ένα επίσης σημαντικό συμπέρασμα που καταδεικνύει το Σχήμα 13.4, είναι ότι τα αποτελέσματα που έχουν προκύψει από την Εξ. (13.17), είναι πολύ κοντά με τα αντίστοιχα αποτελέσματα που εξήχθησαν μέσω της εναλλακτικής Εξ. (13.19), καθώς αυτό, πέρα από το ότι αντικατοπτρίζει την ακρίβεια της προτεινόμενης ανάλυσης, σημαίνει επίσης πως η πολύ πρόσφατα δημοσιευμένη προσέγγιση για τη συνάρτηση-Q που εφαρμόστηκε, μέσω της Εξ. (13.13), είναι επαρκώς αποτελεσματική.



Σχήμα 13.4: ASEP ως προς το αναμενόμενο ηλεκτρικό SNR για 16-PSK υπό-φερουσών FSO σχήμα, με λ=850nm, και δύο δέκτες, για ασθενή τυρβώδη ροή, και διαφορετικές συνθήκες σφαλμάτων σκόπευσης και επιδράσεις θορύβου φάσης [Varotsos et al. 2018c].

V. Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό, μελετήθηκε διεξοδικά η συνδυαστική επίδραση της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, των μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, και των επιδράσεων του θορύβου φάσης, στην απόδοση τυπικών N- PSK SISO και SIMO FSO συστημάτων, τα οποία λειτουργούν είτε στα 1550, είτε στα 850 nm. Σε αυτό το πλαίσιο, εξήχθησαν νέες, προσεγγιστικές εκφράσεις για την ASEP μετρική, η εγκυρότητα των οποίων επιβεβαιώθηκε από προσομοιώσεις που έλαβαν χώρα σε μια ευρεία περιοχή αναμενόμενου ηλεκτρικού SNR, υπό την παρουσία τυρβώδους ροής, μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, και θορύβου φάσης. Η αναπόφευκτη υποβάθμιση της ASEP απόδοσης, λόγω των τριών αυτών φαινομένων, αποδείχτηκε ότι μπορεί σε σημαντικό βαθμό να περιοριστεί, αυξάνοντας τον αριθμό των δεκτών, χρησιμοποιώντας σχήματα διαφορικής λήψης στο χώρο, αλλά και επιλέγοντας το απλούστερο δυνατό N-PSK σχήμα διαμόρφωσης. Τα λαμβανόμενα αποτελέσματα, κρίνονται πολύ χρήσιμα στον τομέα της σχεδίασης εξαιρετικά αποδοτικών FSO ζεύξεων, οι οποίες αναμένεται να απαντήσουν σε βασικές απαιτήσεις της επερχόμενης πέμπτης γενιάς (5G), χωρίς να καταφεύγουμε σε πολύπλοκες ολοκληρώσεις με αριθμητικές μεθόδους καθώς και σε χρονοβόρες προσομοιώσεις.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 14

Πειραματική επιβεβαίωση της ακρίβειας της Γάμμα κατανομής για την προσομοίωση των διακυμάνσεων της οπτικής ακτινοβολίας λόγω τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής

Ι. Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο, εξετάζεται πειραματικά η αξιοπιστία της Γ κατανομής στο να περιγράφει με ακρίβεια τις διακυμάνσεις της ακτινοβολίας του οπτικού σήματος που φθάνει στην πλευρά του δέκτη μιας πραγματικής FSO ζεύξης, υπό συνθήκες ασθενούς τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Έτσι, παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα των μετρήσεων που αφορούν στο ασθενές τυρβώδες κανάλι της πρακτικής ζεύξης, και στη συνέχεια συγκρίνονται με τα αντίστοιχα θεωρητικά εκτιμώμενα αποτελέσματα, τα οποία εξάγονται από τη Γ κατανομή, με απώτερο στόχο φυσικά να επιβεβαιώσουμε την εγκυρότητα της τελευταίας. Η πειραματική διάταξη είναι μια οριζόντια FSO ζεύξη, η οποία είναι εγκατεστημένη τριανταπέντε μέτρα (35m) πάνω από τη θάλασσα, ενώ το μήκος της είναι σχεδόν ίσο με τρία χιλιόμετρα (3km), [Bourazani et al. 2018]. Πιο συγκεκριμένα, η ερευνητική ομάδα του Τμήματος Φυσικής σε συνεργασία με συναδέλφους από τη Σχολή Ναυτικών Δοκίμων εγκατέστησαν μια ασύρματη οπτική ζεύξη, η οποία συνδέει το κτίριο της Σχολής Ναυτικών Δοκίμων, το οποίο βρίσκεται στο νότιο άκρο της εισόδου του λιμανιού του Πειραιά, με τον φάρο της Ψυτάλλειας, με τη μεταξύ τους απόσταση να είναι ακριβέστερα ίση με 2958m. Επίσης, το μήκος κύματος λειτουργίας της συγκεκριμένης ασύρματης οπτικής ζεύξης είναι 845nm, η ισχύς της οπτικής δέσμης είναι 90mW, ενώ ο δέκτης χρησιμοποιεί έναν αισθητήρα φωτοδιόδου χιονοστιβάδας, του οποίου η διάμετρος με χρήση των κατάλληλων φακών είναι 0.4m.

ΙΙ. Τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή και σπινθηρισμός

Στο παρόν κεφάλαιο, η τυρβώδης ροή και κατ' επέκταση το φαινόμενο του σπινθηρισμού που αυτή προκαλεί, διερευνάται μέσω της παραμέτρου κατανομής του δείκτη διάθλασης στην ατμόσφαιρα, C_n^2 . Η παράμετρος C_n^2 εξαρτάται από το υψόμετρο, *h*, και από τις ατμοσφαιρικές συνθήκες, ενώ υπολογίζεται από την Εξ. (3.6), [Nistazakis et al. 2012a]. Σημειώνεται πως για μικρές αποστάσεις οριζόντιων ζεύξεων, η τιμή της θεωρείται σταθερή. Επίσης, για ζεύξεις που απέχουν λίγο από το έδαφος, λαμβάνει τη μέγιστη τιμή της το μεσημέρι, μια σταθερή τιμή τη νύχτα και ελαχιστοποιείται κατά τη διάρκεια της ανατολής και της δύσης του Ηλίου [Henniger et al. 2010]. Πρακτικά, υπάρχουν πολλά μοντέλα για την εκτίμηση της παραμέτρου C_n^2 . Όμως το πιο ευρέως αποδεκτό είναι το μοντέλο των *Hufnagel-Vally*, το οποίο δείχνει την εξάρτηση της παραμέτρου αυτής από το ύψος, *h*, και δίνεται από την Εξ. (3.8), [Henniger et al. 2010].

III. Παράμετρος κατανομής του δείκτη διάθλασης για θαλάσσιες ζεύξεις (Maritime links)

Για πολύ κοντινές ζεύξεις στο έδαφος, ο ατμοσφαιρικός αέρας επηρεάζεται από τις ιδιότητες του υποστρώματός του. Σημειώνεται στο σημείο αυτό, πως υπάρχει διαφορά ανάμεσα στην επαφή αέρα-εδάφους και αέρα-νερού. Στο κεφάλαιο αυτό ενδιαφερόμαστε προφανώς για την αλληλεπίδραση αέρα-νερού, και πιο συγκεκριμένα αέρα-θάλασσας. Ενώ η ανταλλαγή ενέργειας αέρα-εδάφους σχεδόν μονοπωλείται αποκλειστικά και μόνο από την επαφή των μορίων, δηλαδή μέσω αγωγής (conduction), στην περίπτωση ανταλλαγής ενέργειας μεταξύ αέρα-θάλασσας, υπάρχει μία επιπρόσθετη ανταλλαγή μάζας και μεταφοράς θερμότητας μέσω συναγωγής (convection), μεταγωγής (advection) και εξάτμισης (evaporation). Λόγω της μεγάλης θερμοχωρητικότητας (thermal capacity) του νερού, απαιτείται πολύ περισσότερη ενέργεια για να ανέβει η θερμοκρασία ενός όγκου νερού συγκριτικά με τα περισσότερα εδάφη. Ως εκ τούτου, υπάρχει μικρότερη διαφορά θερμοκρασίας μεταξύ των στρωμάτων αέρα-νερού απ' ό, τι στις επιφάνειες αέρα-εδάφους. Επίσης, σημειώνεται πως, για τον ίδιο λόγο, οι ημερήσιες διακυμάνσεις της θερμοκρασίας στην επιφάνεια του νερού θα είναι μικρές. Έτσι, βάσει των παραπάνω, οι τιμές της παραμέτρου C_n^2 πάνω από το νερό είναι μικρότερες των αναμενόμενων πάνω από το έδαφος, ενώ παράλληλα, οι ημερήσιες διακυμάνσεις (πάνω από το νερό) είναι μικρότερης έντασης [Henniger et al. 2010; Kampouraki et al. 2014].

Γενικά, δεν υπάρχει κάποιο πρότυπο μοντέλο για την εκτίμηση της παραμέτρου C_n^2 για οποιοδήποτε ύψος, *h*, πάνω από το θαλασσινό νερό. Παρόλα αυτά, για υψόμετρα έως και 6km, πάνω από την επιφάνεια του θαλασσινού νερού, υπάρχει μια τέτοια αξιόπιστη προσεγγιστική έκφραση που γράφεται ως [Majumdar 2005; MacGovern et al. 2000]:

$$C_n^2(h) = c_1 + c_2 \exp(-h/c_3) + c_4 \exp(-h/c_5), \qquad 0 \le h \le 6 \text{ km}$$
(14.1)

Σημειώνεται πως το μοντέλο αυτό εξάγεται από το μοντέλο των *Hufnagel-Vally*, που περιγράφεται από την Εξ. (3.8), με τις σταθερές c₁, c₂, έως και c₅ να λαμβάνουν τις κατάλληλες τιμές ανά περίπτωση, δίνοντας έτσι, την κατάλληλη μορφή στην Εξ. (14.1) για να εκτιμήσει με ακρίβεια την

παράμετρο κατανομής του δείκτη διάθλασης, C_n^2 , κοντά στην επιφάνεια της θάλασσας, για οποιαδήποτε θαλάσσια κατάσταση που εξαρτάται είτε από ασθενείς, είτε από μέτριες, είτε από ισχυρές συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Ειδικότερα, οι σταθερές c₁, c₂ και c₄, σχετίζονται με το φαινόμενο της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, ενώ οι σταθερές c₃ και c₅, σχετίζονται αντίστοιχα με το ύψος, *h*, πάνω από την επιφάνεια του θαλασσινού νερού. Οι ακριβείς τιμές των παραμέτρων αυτών, ανά περίπτωση, συνοψίζονται στον πίνακα που ακολουθεί [Majumdar 2005].

Συνθήκες τυρβώδους ροής	C_n^2 (h=0)	c ₁ [m ^{-2/3}]	c ₂ [m ^{-2/3}]	c₃[m]	c ₄ [m ^{-2/3}]	c₅[m]
	[m ^{-2/3}]					
Ασθενείς	1.0 ⁻¹⁶	9.8286 ⁻¹⁸	7.1609 ⁻¹⁷	100	1.9521 ⁻¹⁷	1500
Μέτριες	8.0-16	9.8583 ⁻¹⁸	4.9877 ⁻¹⁶	300	2.9228-16	1200
Ισχυρές	1.0 ⁻¹⁴	9.2002 ⁻¹⁸	9.4387 ⁻¹⁵	800	6.7328-16	1000

Πίνακας 14.1: Τιμές των σταθερών ανά κατάσταση τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής για την εκτίμηση της παραμέτρου κατανομής του δείκτη διάθλασης, C_n^2 , σε μικρό σχετικά ύψος, πάνω από την επιφάνεια της θάλασσας [Majumdar 2005].

IV. Τυρβώδης ροή μοντελοποιημένη με τα κοινά μοντέλα

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, οι έντονες διακυμάνσεις της ακτινοβολίας στην πλευρά του δέκτη, οι οποίες οφείλονται στην τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή, επηρεάζουν την απόδοση του FSO τηλεπικοινωνιακού συστήματος, και μπορούν να μελετηθούν μόνο στατιστικά. Έτσι, για να προβλεφθεί με ακρίβεια η απόδοση και η διαθεσιμότητα του FSO τηλεπικοινωνιακού συστήματος, έχουν προταθεί πολλά μοντέλα pdf κατανομών που προσομοιώνουν τις διακυμάνσεις αυτές [Nistazakis et al. 2012b], όπου θεωρούμε ότι η τυρβώδης ροής είναι ομοιογενής ή ισοτροπική [Majumdar 2005]. Κάθε κανάλι λοιπόν που επηρεάζεται από την τυρβώδη ροή, παρουσιάζει χαρακτηριστικά τα οποία μεταβάλλονται τυχαία ως προς το χρόνο, κι επομένως διάφορες στατιστικές κατανομές πρέπει να χρησιμοποιηθούν για να τη μοντελοποιήσουν. Το κάθε τέτοιο μοντέλο, είναι ακριβές για μια συγκεκριμένη περιοχή ισχύος της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Μερικές πολύ διαδεδομένες θεωρητικές κατανομές που χρησιμοποιούνται για την τυρβώδη ροή είναι, όπως έχει αναφερθεί, οι LN, K, IK, Γ, Γ-Γ, NE, κλπ. [Nistazakis et al. 2012b; Kampouraki et al. 2014; Epple 2010]. Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο εξετάζεται η ακρίβεια της Γάμμα (Γ) κατανομής για ασθενείς συνθήκες τυρβώδους ροής. Τα θεωρητικά εκτιμώμενα αποτελέσματα θα συγκριθούν με τα πειραματικά αποτελέσματα, τα οποία προήλθαν από την επεξεργασία των πειραματικών δεδομένων, που συλλέχθηκαν υπό καθαρή ατμόσφαιρα κατά τη διάρκεια της ημέρας, έτσι ώστε να διερευνηθεί η ακρίβεια της θεωρητικής Γ κατανομής σε συνθήκες ασθενούς τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής.

V. Η κατανομή Γάμμα

Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) της Γ κατανομής, συναρτήσει της κανονικοποιημένης οπτικής ακτινοβολίας, *I*, δίνεται από την Εξ. (3.20), [Epple 2010; Varotsos et al. 2016a; Stassinakis et al. 2016; Varotsos et al. 2017c; Stassinakis et al. 2013a; Varotsos et al. 2018b].

Λαμβάνοντας υπόψη ότι το ηλεκτρικό SNR είναι μια καθοριστικής σημασίας ποσότητα για την οπτική ζεύξη, με το στιγμιαίο SNR να έχει οριστεί ως, $\gamma = (\eta I)^2 / N_0$, και το αναμενόμενο ηλεκτρικό SNR, αντίστοιχα, ως $\mu = (\eta E[I])^2 / N_0$, (όπου στην περίπτωσή μας E[I]=1), χρησιμοποιούμε την αντίστοιχη αλλαγή τυχαίας μεταβλητής, ώστε να εκφράσουμε την pdf της Γ κατανομής της Εξ. (3.20), ως την ακόλουθη pdf, η οποία είναι συνάρτηση της τυχαίας μεταβλητής, γ , [Bourazani et al. 2018]:

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{\zeta^{\zeta}}{2\Gamma(\zeta)\mu} (\gamma/\mu)^{\frac{\zeta-2}{2}} \exp\left(-\zeta\sqrt{\gamma/\mu}\right)$$
(14.2)

Επίσης, η κανονικοποιημένη χωρητικότητα του καναλιού δίνεται ως [Laourine et al. 2007; Katsis et al. 2009; Nistazakis et al. 2009b; Nistazakis et al. 2012b; Kampouraki et al. 2014]:

$$\tilde{C} = C/B = \log_2(1+\gamma) \tag{14.3}$$

όπου C είναι η χωρητικότητα του καναλιού, B είναι το εύρος ζώνης του καναλιού και γ είναι το στιγμιαίο SNR στην πλευρά του δέκτη.

Εφαρμόζοντας αλλαγή μεταβλητής στην Εξ. (14.2), χρησιμοποιώντας την Εξ. (14.3), λαμβάνουμε την ακόλουθη pdf ως συνάρτηση της κανονικοποιημένης χωρητικότητα του καναλιού, δηλαδή της τυχαίας μεταβλητής, \tilde{C} [Bourazani et al. 2018]:

$$f_{\tilde{C}}\left(\tilde{C}\right) = \frac{\zeta^{\zeta} 2^{\tilde{C}} \ln 2}{2\Gamma(\zeta)\mu} \left(\sqrt{\frac{2^{\tilde{C}} - 1}{\mu}}\right)^{\zeta^{-2}} \exp\left(-\zeta\sqrt{\frac{2^{\tilde{C}} - 1}{\mu}}\right)$$
(14.4)

Υποθέτοντας ότι ο ρυθμός μετάδοσης των δυαδικών ψηφίων της πληροφορίας (bit rate), r, είναι πολύ μικρότερος στην πράξη από τον θεωρητικά εκτιμώμενο μέσω της χωρητικότητας καναλιού, (όπως άλλωστε συμβαίνει πρακτικά σε κάθε πραγματικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα), μπορεί να θεωρηθεί ότι $\tilde{C} = Ar$, όπου η παράμετρος A εκφράζεται σε δευτερόλεπτα (s). Έτσι, με

αλλαγή μεταβλητής στην Εξ. (14.4), χρησιμοποιώντας την $\tilde{C} = Ar$, καταλήγουμε στην ακόλουθη pdf συναρτήσει της παραμέτρου, r [Bourazani et al. 2018]:

$$f_r(r) = \frac{\zeta^{\zeta} 2^{Ar} A \ln 2}{2\Gamma(\zeta) \mu} \left(\sqrt{\frac{2^{Ar} - 1}{\mu}} \right)^{\zeta - 2} \exp\left(-\zeta \sqrt{\frac{2^{Ar} - 1}{\mu}}\right)$$
(14.5)

Η αθροιστική συνάρτηση κατανομής (CDF) για τη Γ κατανομή ως συνάρτηση της κανονικοποιημένης οπτικής ακτινοβολίας, *Ι*, δίνεται μέσω της Εξ. (3.22). Εφαρμόζοντας διαδοχικά τις αλλαγές μεταβλητής που εφαρμόσαμε παραπάνω για τις pdfs, λαμβάνουμε αρχικά ότι η CDF συναρτήσει της τυχαίας μεταβλητής, γ, γράφεται ως [Bourazani et al. 2018]:

$$F_{\gamma}(\gamma;\zeta) = \frac{\gamma\left(\zeta, \sqrt{\frac{\gamma}{\mu}}\zeta\right)}{\Gamma(\zeta)}$$
(14.6)

όπου προς αποφυγήν συγχύσεως, διευκρινίζεται ότι η παράμετρος γ είναι όπως ειπώθηκε το στιγμιαίο SNR στην πλευρά του δέκτη, ενώ με γ(.,.) συμβολίζεται η ατελής συνάρτηση γάμμα, με γενική μορφή $\gamma(u, x) = \int_{0}^{x} t^{u-1} e^{-t} dt$ [Gradshteyn et al. 2007].

Στη συνέχεια, η CDF συναρτήσει της τυχαίας μεταβλητής, \tilde{C} , λαμβάνεται αντίστοιχα ως [Bourazani et al. 2018]:

$$F_{\tilde{C}}\left(\tilde{C};\zeta\right) = \frac{\gamma\left(\zeta,\zeta\sqrt{\frac{2^{\tilde{C}}-1}{\mu}}\right)}{\Gamma(\zeta)}$$
(14.7)

Τέλος, η CDF συναρτήσει της τυχαίας μεταβλητής, \tilde{C} , λαμβάνεται αντίστοιχα ως [Bourazani et al. 2018]:

$$F_r(r;\zeta) = \frac{\gamma\left(\zeta,\zeta\sqrt{\frac{2^{Ar}-1}{\mu}}\right)}{\Gamma(\zeta)}$$
(14.8)

VI. Πειραματική διάταξη των μετρήσεων, επεξεργασία των δεδομένων και λαμβανόμενα αποτελέσματα

Για να εκτιμήσουμε την ακρίβεια της Γ κατανομής σε πραγματικό κανάλι ασθενούς τυρβώδους ροής, ελέγχουμε το κατά πόσο τα πειραματικά αποτελέσματα που λαμβάνουμε συμπίπτουν με τα αναμενόμενα θεωρητικά που προβλέπει η κατανομή αυτή. Το πείραμα πραγματοποιήθηκε στο λιμάνι του Πειραιά και συνεπώς το κανάλι είναι η ατμόσφαιρα επάνω από τη θάλασσα. Η πειραματική διάταξη είναι μια οριζόντια FSO ζεύξη μήκους 2958m, η οποία είναι εγκατεστημένη σε ύψος 35m πάνω από τη θάλασσα και χρησιμοποιεί για τη διαμόρφωση και την αποδιαμόρφωση το OOK IM/DD σχήμα σηματοδοσίας [Kampouraki et al. 2014]. Πιο συγκεκριμένα, ο πομπός της ζεύξης είναι εγκατεστημένος στο νότιο άκρο της εισόδου του λιμανιού του Πειραιά, στο κτίριο της Σχολής Ναυτικών Δοκίμων, ενώ ο δέκτης βρίσκεται στον φάρο του νησιού της Ψυτάλλειας. Το μήκος κύματος λειτουργίας της συγκεκριμένης ασύρματης οπτικής ζεύξης είναι 845nm, η ισχύς της οπτικής δέσμης που εκπέμπει το laser είναι 90mW, είναι ενώ ο δέκτης χρησιμοποιεί έναν ανιχνευτή φωτοδιόδου χιονοστιβάδας, του οποίου η διάμετρος με χρήση των κατάλληλων φακών είναι 0.4m. Προφανώς, το κανάλι της ζεύξης είναι η ατμόσφαιρα, πάνω από τη θάλασσα και όχι πάνω από τη στεριά. Το τελευταίο έχει ιδιαίτερη σημασία αφού στην περίπτωσή μας η οριζόντια μεταφορά, η μεταγωγή και η εξάτμιση ευνοούν την περαιτέρω ανταλλαγή θερμότητας με τον αέρα, ενώ λόγω της μεγάλης θερμογωρητικότητας που παρουσιάζει η θάλασσα, απαιτεί μεγαλύτερο ποσό ενέργειας για να αυξήσει τη θερμοκρασία της, και συνεπώς, η διαφορά θερμοκρασίας με τον αέρα είναι μικρότερη σε σχέση με περιοχές που δεν έχουν θάλασσα. Αυτό εξηγεί την πιο ήπια τυρβώδη ροή στα αέρια στρώματα πάνω από την θάλασσα. Έτσι υπό αυτές τις μορφολογικές συνθήκες, η επιλογή για τη μελέτη ασθενούς τυρβώδους ροής κρίνεται ιδανική. Επίσης, η επιλογή της Γ κατανομής για πειραματική επιβεβαίωση είναι επίσης ορθή, καθώς είναι η απλούστερη και η πιο εύχρηστη κατανομή που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την τυρβώδη ροή στην περιοχή αυτή, δίνοντας μάλιστα μαθηματική έκφραση κλειστής μορφής.

Αφού περιγράφτηκαν τα χαρακτηριστικά της χρησιμοποιούμενης ζεύξης, μπορεί τώρα να περιγραφτεί η μέθοδος λήψης και επεξεργασίας των πειραματικών δεδομένων και μετρήσεων. Ο πομπός, εκπέμπει διαρκώς και με σταθερό ρυθμό μέσω του laser που διαθέτει, ενώ ο δέκτης είναι κατάλληλα προγραμματισμένος στο να πραγματοποιεί, κάθε ένα δευτερόλεπτο (1s), μια νέα καταχώρηση δυαδικού ρυθμού δεδομένων (bit rate) σε έναν εγκατεστημένο ηλεκτρονικό υπολογιστή [Kampouraki et al. 2014]. Όταν το πείραμα ολοκληρωθεί, επιλέγουμε τα δεδομένα που αποκρίνονται στις προτιμώμενες, και κατάλληλες για την περίσταση, καιρικές συνθήκες. Η επιλογή αυτή πρέπει να γίνει, αφού μας ενδιαφέρει η διερεύνηση της Γ κατανομής, που αφορά μόνο στην ασθενή τυρβώδη ροή. Έτσι, τα επιλεγμένα πειραματικά δεδομένα που χρησιμοποιούμε προς επεξεργασία, είναι εκείνα που ελήφθησαν σε ημερομηνίες όπου είχαμε καθαρή ατμόσφαιρα, και κατά τη διάρκεια της ημέρας, δηλαδή ακριβέστερα, από 12.00 το μεσημέρι έως και 16.00 μετά μεσημβρίας. Σε ό, τι αφορά στις καιρικές συνθήκες που επικρατούσαν για τα επιλεγμένα πειραματικά δεδομένα πους χρησιμοποιούμε προς επεξεργασία, της ημέρας, δηλαδή ακριβέστερα, από 12.00 το μεσημέρι έως και 16.00 μετά μεσημβρίας. Σε ό, τι αφορά στις καιρικές συνθήκες που επικρατούσαν για τα επιλεγμένα πειραματικά δεδομένα, αυτές χαρακτηρίζονται ειδικότερα, από θερμοκρασία 15-20°C, ατμοσφαιρική πίεση 990-1010mbars, σχετική υγρασία έως και 70%, ταχύτητα ανέμου έως και 3m/s καθώς και από την απουσία βροχής, χαλαζιού, ομίχλης και χιονοπτώσεων [Kampouraki et al. 2014]. Η πρόσβαση στα ατμοσφαιρικά δεδομένα έξινε με την βοήθεια μετεωρολογικού σταθμού, που βρίσκεται στη συγκεκριμένη περιοχή.

Έτσι για να διερευνήσουμε την ακρίβεια της Γ κατανομής, χρησιμοποιούμε την παράμετρο του μέσου τετραγωνικού σφάλματος (Root Mean Square Error, RMSE), η οποία συγκρίνει την κάθε πειραματική τιμή που λάβαμε με την αντίστοιχη αναμενόμενη, θεωρητική τιμή που προβλέπει η Γ κατανομή. Για RMSE<0.1, η θεωρητική καμπύλη έχει παρόμοια μορφή με την πειραματική καμπύλη, και συνεπώς η ακρίβεια της κατανομής επιβεβαιώνεται. Τα σχήματα, Σχήμα 14.1-Σχήμα 14.4, δείχνουν την αθροιστική συνάρτηση κατανομής (CDF) συναρτήσει του ρυθμού δυαδικών δεδομένων (bit rate), με τη CDF της Γ κατανομής να υπολογίζεται από την Εξ. (14.8). Λεπτομερέστερα, αρχικά εισάγουμε στην Εξ. (14.8) τα σταθερά δεδομένα, όπως, το μήκος της ζεύξης και τη διάμετρο της επιφάνειας του φωτοδέκτη, με τις τιμές που δόθηκαν παραπάνω. Στη συνέχεια, τροποποιούμε τις παραμέτρους C_n^2 και A, έτσι ώστε να βρούμε τις τιμές που προσομοιώνουν όσο το δυνατόν ακριβέστερα τη θεωρητική καμπύλη με την πειραματική, δηλαδή, με άλλα λόγια, ώστε να βρούμε το μικρότερο δυνατό RMSE. Στα σχήματα Σχήμα (14.1)- Σχήμα (14.4), η μπλε χρώματος καμπύλη αναφέρεται στα πειραματικά αποτελέσματα, ενώ η κόκκινη καμπύλη αφορά στα θεωρητικά αποτελέσματα. Η καλύτερη δυνατή έκβαση που εξάγεται για τις παραμέτρους A, C_n^2 και RMSE, παρουσιάζεται στον Πίνακα 14.2. Σε περίπτωση που τα αποτελέσματα αυτά για την RMSE είναι τα δέοντα (δηλαδή ικανοποιείται η συνθήκη RMSE<0.1), αποδεικνύεται ότι η Γ κατανομή είναι κατάλληλη για συνθήκες ασθενούς τυρβώδους ροής.

VII. Πειραματικά και αριθμητικά αποτελέσματα

Όπως ήδη έχει αναφερθεί, ο στόχος αυτού του κεφαλαίου είναι να επιβεβαιώσει την ακρίβεια της Γ κατανομής για ασθενείς συνθήκες τυρβώδους ροής. Για να επιτευχθεί κάτι τέτοιο, συγκρίνουμε τη θεωρητική CDF της Γ κατανομής με τα πειραματικά δεδομένα που ελήφθησαν από μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν σε ημερομηνίες με καθαρές καιρικές συνθήκες κατά τη διάρκεια της ημέρας. Τα αποτελέσματα θα παρουσιαστούν υπό τη μορφή γραφικής παράστασης και υπό τη μορφή αριθμητικών αποτελεσμάτων, για μεγαλύτερη ακρίβεια. Παρακάτω, στα σχήματα, Σχήμα 14.1 - Σχήμα 14.4, παρουσιάζονται οι γραφικές παραστάσεις, όπου όπως προαναφέρθηκε, η κόκκινη καμπύλη αναπαριστά τη θεωρητική CDF της Γ κατανομής, ενώ η μπλε παριστάνει τα πειραματικά μετρούμενα δεδομένα. Αν αυτές οι δυο καμπύλες ταυτιστούν σε ικανοποιητικό βαθμό, για τη μεγαλύτερη περίοδο του ρυθμού δυαδικών δεδομένων (bit rate), τότε μπορούμε να καταλήξουμε στο συμπέρασμα, ότι η θεωρητική Γ κατανομή περιγράφει επαρκώς ικανοποιητικά την ασθενή τυρβώδη ροή. Στη γλώσσα τον αριθμών, αυτό μεταφράζεται χρησιμοποιώντας την RMSE παράμετρο, η οποία περιγράφτηκε παραπάνω. Συγκεκριμένα, συγκρίνουμε το κάθε σημείο της μπλε καμπύλης με το αντίστοιχό της στην κόκκινη καμπύλη, και τελικά, αφού υπολογίσουμε τη μέση τιμή, καταλήγουμε με την RMSE τιμή. Αν για τη συγκεκριμένη RMSE τιμή ισχύει ότι RMSE<0.1, τότε αποδεχόμαστε και επιβεβαιώνουμε το ότι η Γ κατανομή είναι μια κατάλληλη κατανομή για να περιγράψει την ασθενή τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή. Τα αποτελέσματα για την παράμετρο RMSE, φαίνονται στον Πίνακα 14.2.

Το Σχήμα 14.1 απεικονίζει την ύπαρξη συμβατότητας μεταξύ της Γ κατανομής και των πειραματικών δεδομένων. Η συμβατότητα αυτή, επιβεβαιώνεται εξάλλου και από την πολύ μικρή τιμή της παραμέτρου RMSE, όπου συγκεκριμένα παρατηρούμε ότι RMSE=0.0074, και συνεπώς, το κριτήριο RMSE<1 ικανοποιείται σε μεγάλο βαθμό, για τη CDF που δίνεται στον Πίνακα 14.2. Η μετρούμενη παράμετρος ισχύος της τυρβώδους ροής, , είναι $C_n^2 = 1 \times 10^{-18} \text{ m}^{-2/3}$, τιμή η οποία σαφέστατα επιβεβαιώνει, όπως αναμενόταν, την ύπαρξη συνθηκών ασθενούς τυρβώδους ροής, και δίνεται επίσης στον Πίνακα 14.2.



Σχήμα 14.1: Συγκριτική απεικόνιση της θεωρητικής CDF της Γ κατανομής με τα μετρούμενα πειραματικά δεδομένα της 16^{ης} Μαΐου [Bourazani et al. 2018].

Τα αποτελέσματα του Σχήματος 14.2 είναι παρόμοια αυτά του Σχήματος 14.1. Η Γ κατανομή και τα πειραματικά δεδομένα βρίσκονται σε συμφωνία, και συνεπώς, ισχύει και πάλι ότι RMSE<1, και συγκεκριμένα, RMSE =0.0073, όπως δίνεται στον Πίνακα 14.2. Η μετρούμενη παράμετρος ισχύος της τυρβώδους ροής, είναι επίσης $C_n^2 = 1 \times 10^{-18} \text{ m}^{-2/3}$, τιμή που αντανακλά την παρουσία συνθηκών ασθενούς τυρβώδους ροής.



Σχήμα 14.2: Συγκριτική απεικόνιση της θεωρητικής CDF της Γ κατανομής με τα μετρούμενα πειραματικά δεδομένα της 22^{ης} Μαΐου [Bourazani et al. 2018].

Το Σχήμα 14.3 παρουσιάζει μία, κάπως διαφορετική μορφή, σε σχέση με τις δυο προηγούμενες. Η CDF της Γ κατανομής περιγράφει επαρκώς ικανοποιητικά τα πειραματικά δεδομένα μετά την τιμή 9.442×10⁷ του ρυθμού δυαδικών δεδομένων (bit rate). Η RMSE λαμβάνει μια μικρή τιμή, δηλαδή RMSE=0.0257, όπως άλλωστε αναμενόταν, και η παράμετρος ισχύος της τυρβώδους ροής είναι $C_n^2 = 1 \times 10^{-18} \text{ m}^{-2/3}$. Οι δυο αυτές τιμές δίνονται και στον Πίνακα 14.2. Διευκρινίζεται ότι μπορεί η θεωρητική με την πειραματική καμπύλη να μη συμπίπτουν για όλη την περίοδο του ρυθμού δυαδικών ψηφίων (bit rate) , και συνεπώς, η τιμή της παραμέτρου RMSE να μην είναι το ίδιο μικρή όπως στις προηγούμενες εξεταζόμενες ημέρες, αλλά ακόμα κι έτσι, η τιμή αυτή ικανοποιεί το κριτήριο RMSE<1, κι επομένως, αποδεικνύεται και σε αυτή την περίπτωση ότι η Γ κατανομή είναι κατάλληλη για την περιγραφή της ασθενούς τυρβώδους ροής.



Σχήμα 14.3: Συγκριτική απεικόνιση της θεωρητικής CDF της Γ κατανομής με τα μετρούμενα πειραματικά δεδομένα της 4^{ης} Iouvíov [Bourazani et al. 2018].

Τέλος, το Σχήμα 14.4 παρουσιάζει παρόμοια συμπεριφορά με το Σχήμα 14.1 και το Σχήμα 14.2. Η Γ κατανομή, ταιριάζει εξαιρετικά με τα πειραματικά δεδομένα, για τη μεγαλύτερη περίοδο του ρυθμού δυαδικών ψηφίων (bit rate). Παρουσιάζει μάλιστα τη χαμηλότερη RMSE τιμή από όλες, τις τέσσερις ημέρες, η οποία είναι RMSE=0.0051. Σημειώνεται, πως η ισχύς της τυρβώδους ροής είναι πάλι ασθενής, αν και λιγότερο αυτή τη φορά, αφού $C_n^2 = 1.3 \times 10^{-18} \text{ m}^{-2/3}$, γεγονός που σε συνδυασμό με την RMSE τιμή, επιβεβαιώνει ότι η Γ κατανομή περιγράφει με εξαιρετική ακρίβεια τις συνθήκες ασθενούς τυρβώδους ροής.



Σχήμα 14.4: Συγκριτική απεικόνιση της θεωρητικής CDF της Γ κατανομής με τα μετρούμενα πειραματικά δεδομένα της 26^{ης} Ιουνίου [Bourazani et al. 2018].

Έχοντας επεξεργαστεί τα δεδομένα για την ισχύ της τυρβώδους ροής για κάθε μια από τις τέσσερεις εξεταζόμενες ημέρες, καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι η τάζη μεγέθους της τυρβώδους ροής είναι 10⁻¹⁸. Το θεωρητικό μοντέλο που χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της τυρβώδους ροής που επικρατεί κατά τη διάρκεια του πειράματος, είναι αυτό της Εξ. (14.1), που προτάθηκε στην [Majumdar 2005], και υπολογίζει για θαλάσσιες περιοχές την παράμετρο κατανομής του δείκτη διάθλασης στην ατμόσφαιρα, C_n^2 , η οποία καθορίζει την ισχύ της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Χρησιμοποιώντας λοιπόν την Εξ. (14.1), και επιλέγοντας συγκεκριμένες παραμέτρους, η θεωρητική ισχύς της τυρβώδους ροής εκφράζεται από την τιμή $C_n^2 = 7.936 \times 10^{-17} \text{ m}^{-2/3}$. Συγκρίνοντας λοιπόν, τις πειραματικές τιμές, στον Πίνακα 14.2, με τη θεωρητική τιμή της παραμέτρου C_n^2 , γίνεται φανερό ότι οι πειραματικές τιμές της παραμέτρου C_n^2 , προσεγγίζουν τη θεωρητική σε πολύ μεγάλο και κανοποιητικό βαθμό.

Σε ό, τι αφορά στην παράμετρο RMSE, όπως φαίνεται στον Πίνακα 14.2, οι τιμές που βρέθηκαν είναι επαρκώς μικρές, εντός δηλαδή των επιτρεπτών ορίων. Συγκεκριμένα όλες οι RMSE τιμές, και για τις τέσσερις ημέρες, του Πίνακα 14.2, επαληθεύουν το κριτήριο RMSE<0.1.

Έτσι, συμπεραίνουμε ότι επιβεβαιώσαμε πειραματικά την ακρίβεια της Γ κατανομής για ασθενείς συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής.
Ημερομηνία	16/15	22/5	4/6	26/6
A (s)	2.8053×10 ⁻⁷	2.805255×10 ⁻⁷	2.8054×10 ⁻⁷	2.8053×10 ⁻⁷
$C_n^2 ({ m m}^{-2/3})$	1×10 ⁻¹⁸	1×10 ⁻¹⁸	1×10 ⁻¹⁸	1.3×10 ⁻¹⁸
RMSE CDF	0.0074	0.0073	0.0257	0.0051

Πίνακας 14.2: Βέλτιστες τιμές των παραμέτρων A, C_n^2 και RMSE για τις τέσσερις ημερομηνίες που εξετάζουμε [Bourazani et al. 2018].

VIII. Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό μελετήθηκε πειραματικά η ασθενής τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή, δηλαδή ο σημαντικότερος περιοριστικός παράγοντας στην απόδοση και τη διαθεσιμότητα των FSO τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, σε καθαρή ατμόσφαιρα (ιδανικές καιρικές συνθήκες). Το φαινόμενο αυτό, προξενεί το φαινόμενο του σπινθηρισμού, δηλαδή προκαλεί ανεπιθύμητες, τυχαίες διακυμάνσεις έντασης ή ακτινοβολίας, στο λαμβανόμενο οπτικό σήμα. Για να μπορέσουμε να προβλέψουμε τις διακυμάνσεις αυτές, μοντελοποιήσαμε το ασθενές τυρβώδες ατμοσφαιρικό κανάλι με τη Γ κατανομή. Η ακρίβεια της Γ κατανομής, (για τη μελέτη του ασθενούς τυρβώδους ατμοσφαιρικού καναλιού), εξετάστηκε πειραματικά με την κατάλληλη επεξεργασία πειραματικών μετρήσεων του ρυθμού μετάδοσης δυαδικών δεδομένων (bit rate) της ζεύξης που ελήφθησαν για μια πραγματική FSO ζεύξη, εγκατεστημένη ανάμεσα στο λιμάνι του Πειραιά και τον φάρο της Ψυτάλλειας νήσου, σε χαμηλό ύψος από τη θάλασσα. Τα πειραματικά αποτελέσματα, μετά την επεξεργασία τους, συγκρίθηκαν με τα αντίστοιχα θεωρητικά που προβλέπει η CDF της Γ κατανομής. Το γενικό συμπέρασμα που προέκυψε από τη σύγκριση αυτή είναι ότι οι θεωρητικές τιμές προσεγγίζουν με ακρίβεια τις αντίστοιχες πειραματικές, και συνεπώς, επιβεβαιώθηκε και πειραματικά, η καταλληλότητα της Γ κατανομής στο να περιγράφει με ακρίβεια τις διακυμάνσεις της οπτικής ακτινοβολίας λόγω ασθενών συνθηκών τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 15

Συμπεράσματα και μελλοντικοί στόχοι

Ι. Περίληψη – Συμπεράσματα

Στη διατριβή αυτή, εξάγοντας νέες μαθηματικές εκφράσεις κλειστής μορφής, καταφέραμε να μοντελοποιήσουμε επακριβώς τη συνδυαστική επίδραση των σημαντικότερων φαινομένων που επιδρούν στην απόδοση και τη διαθεσιμότητα των μοντέρνων FSO συστημάτων. Η εξαγωγή τέτοιων μαθηματικών εκφράσεων κλειστής μορφής είναι ένα πολύ χρήσιμο εργαλείο για τον σχεδιασμό, τη μελέτη και την υλοποίηση των συστημάτων αυτών.

Για το σκοπό αυτό, αρχικά εντοπίστηκαν και εξηγήθηκαν τα φυσικά φαινόμενα που επηρεάζουν τη διάδοση του οπτικού σήματος, φορέα της πληροφορίας, στην ατμόσφαιρα. Αφού μελετήθηκαν και εκτιμήθηκαν πρώτα ξεχωριστά και στη συνέχεια όσο το δυνατόν περισσότερο συνδυαστικά μεταξύ τους, προτάθηκαν μέθοδοι, τεχνικές, διατάξεις και αρχιτεκτονικές για τον περιορισμό εκείνων των παραγόντων που υποβαθμίζουν την απόδοση και τη διαθεσιμότητα των FSO συστημάτων. Πιο συγκεκριμένα, επειδή τα περισσότερα από τα φαινόμενα αυτά, ισχυροποιούν την αρνητική τους επίδραση με την απόσταση διάδοσης του σήματος, και συνεπώς, περιορίζουν δραματικά την ωφέλιμη εμβέλεια των FSO ζεύξεων, προτάθηκαν τοπολογίες και αρχιτεκτονικές με DF κόμβους αναγεννητών, οι οποίες επεκτείνουν σημαντικά την ωφέλιμη FSO περιοχή κάλυψης. Επίσης, για την αύξηση της διαθεσιμότητας και της αξιοπιστίας των FSO συστημάτων, προτάθηκαν και χρησιμοποιήθηκαν διάφορες μέθοδοι διαμόρφωσης και επεξεργασίας σήματος, καθώς και διατάξεις διαφορικής λήψης. Σημειώνεται ότι στις περιπτώσεις FSO σχημάτων και αρχιτεκτονικών που χρησιμοποιούν πολλαπλούς πομπούς ή δέκτες, σε αντίθεση με παλιότερες δημοσιεύσεις, στην παρούσα διατριβή εξετάζεται το πιο ρεαλιστικό μοντέλο μη μηδενικής μετατόπισης για τα σφάλματα σκόπευσης. Έτσι, εξήχθησαν νέες μαθηματικές εξισώσεις κλειστής μορφής που περιγράφουν τις νέες, βελτιστοποιημένες επιδόσεις των προτεινόμενων FSO συστημάτων, οι οποίες αποδείχθηκε, τόσο μέσω αριθμητικών αποτελεσμάτων, όσο και μέσω προσομοιώσεων σε πραγματικές ζεύξεις ότι είναι ικανοποιητικά ακριβείς. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον στην παρούσα διατριβή παρουσιάζει επίσης η μελέτη μιας πραγματικής ζεύξης σε συνθήκες ασθενούς τυρβώδους ροής όπου η σύγκριση των πραγματικών πειραματικών δεδομένων που προέκυψαν από την επεξεργασία των μετρήσεων για την τελευταία με τις θεωρητικά προβλεπόμενες από την έκφραση κλειστής μορφής που εξάγεται στην παρούσα διατριβή, καταλήγει σε σχεδόν ταύτιση των αντίστοιχων τιμών, γεγονός που αποδεικνύει την ακρίβεια, για πρώτη φορά, της συγκεκριμένης κατανομής αλλά και της γενικότερης προτεινόμενης ανάλυσης που εφαρμόζεται στην παρούσα διατριβή.

Αναλυτικότερα, στο πρώτο κεφάλαιο εξηγήθηκαν οι λόγοι για τους οποίους τόσο η παρούσα διατριβή, όσο και η ευρύτερη διεθνής επιστημονική κοινότητα διερευνά τεχνολογίες τηλεπικοινωνιών που λειτουργούν στο οπτικό φάσμα συχνοτήτων, και πιο συγκεκριμένα τις επίγειες ασύρματες οπτικές τηλεπικοινωνίες, που απασχολούν εξάλλου και την παρούσα διατριβή. Στη συνέχεια, παρουσιάστηκε μια ιστορική αναδρομή από τις πρώιμες μορφές των ασύρματων οπτικών επικοινωνιών στην αρχαιότητα μέχρι τις πιο σύγχρονες τεχνολογίες που περιλαμβάνουν οπτικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα στις μέρες μας. Έτσι, φθάνοντας στις μέρες μας, εξηγήθηκαν συνοπτικά όλα τα φυσικά φαινόμενα και οι παράγοντες που εμποδίζουν την ανάπτυξη ακόμα αποδοτικότερων επίγειων FSO συστημάτων. Για κάθε ένα τέτοιο φαινόμενο και παράγοντα παρουσιάστηκε η έως τώρα διεθνής επιστημονική βιβλιογραφία που φανερώνει το πώς και κατά πόσο αυτοί και οι επιδράσεις τους έχουν διερευνηθεί. Σημειώνεται πως το ίδιο συνέβη και για τους τρόπους αντιμετώπισής τους που έχουν μελετηθεί και προταθεί έως τώρα. Έτσι, διαπιστώνεται πως υπάρχουν φαινόμενα που δεν έχουν μελετηθεί επαρκώς και σε συνδυασμό με τα υπόλοιπα, ενώ δεν έχουν εφαρμοστεί και οι κατάλληλες τεχνικές, διατάξεις και αρχιτεκτονικές που ενδέχεται να περιορίσουν σημαντικά τις αρνητικές τους επιδράσεις. Οι τελευταίες ελλείψεις της βιβλιογραφίας καθόρισαν και αποτέλεσαν τους κύριους στόχους προς εκπλήρωση της παρούσας διατριβής.

Στο δεύτερο κεφάλαιο, περιγράφτηκαν αρχικά τα είδη των επίγειων ασύρματων οπτικών ζεύξεων. Δόθηκε το μπλοκ διάγραμμα μιας τυπικής FSO ζεύξης και περιγράφτηκαν συνοπτικά τα βασικά της μέρη, δηλαδή, ο πομπός, ο δέκτης και το κανάλι της. Στο κεφάλαιο αυτό επίσης αναλύθηκαν τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά των FSO ζεύξεων καθώς και οι κυριότερες εφαρμογές και χρήσεις τους στον ευρύτερο χώρο των τηλεπικοινωνιών. Τέλος, αναφέρθηκαν οι κυριότεροι περιορισμοί για τη σχεδίαση και την ανάπτυξη των FSO συστημάτων.

Στο τρίτο κεφάλαιο περιγράφτηκαν αναλυτικά τα φαινόμενα που επηρεάζουν κυρίως το κανάλι ενός FSO συστήματος και την απόδοσή του, ενώ δόθηκαν και τα κυριότερα μαθηματικά μοντέλα που τα περιγράφουν. Συνοπτικά, τα φαινόμενα αυτά είναι η εξασθένηση, η διασπορά ομαδικής ταχύτητας (GVD), η τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή και τα σφάλματα σκόπευσης είτε με, είτε χωρίς σταθερή μηδενική μετατόπιση. Σε αυτό το σημείο εκκρεμεί μόνο η αντίστοιχη περιγραφή του φαινόμενου του θορύβου φάσης, αφού το φαινόμενο αυτό εμφανίζεται μόνο για ορισμένα

σχήματα διαμόρφωσης, κι επομένως, κρίθηκε σκόπιμο να περιγραφεί αφότου περιγραφούν τα σχήματα διαμόρφωσης.

Το τέταρτο κεφάλαιο περιέγραψε τις μεθόδους διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται στα FSO συστήματα. Αναφορικά, τα εξεταζόμενα σχήματα διαμόρφωσης είναι τα εξής: OOK, *L*-PPM, SIM *L*-PSK και *L*-QAM OFDM. Αναλυτικότερα, περιγράφτηκε ο τρόπος λειτουργίας τους, οι επιδόσεις τους, τα συγκριτικά τους πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα, ενώ έγινε σαφές ότι η επιλογή του σχήματος διαμόρφωσης, είναι ένας καθοριστικός παράγοντας είτε για να μετριάσουμε τα φαινόμενα που εμποδίζουν την FSO διάδοση είτε/ και για να ικανοποιήσουμε τις εκάστοτε προδιαγραφές του υπό διερεύνηση FSO συστήματος.

Το πέμπτο κεφάλαιο διερεύνησε το φαινόμενο της GVD, υπό συνθήκες ασθενούς έως και κορεσμένης ισχύος τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Είναι ένα από τα φαινόμενα που ενώ δεν έχει μελετηθεί αρκετά στη διεθνή βιβλιογραφία των FSO, στην παρούσα διατριβή, αποδείχθηκε ότι παρ' όλο που η ατμόσφαιρα δεν είναι, αυτή καθαυτή ισχυρό μέσο διασποράς οι μοντέρνες FSO ζεύξεις λόγω του μεγάλου μήκους τους και των πολύ υψηλών ρυθμών μεταφοράς δεδομένων που υποστηρίζουν, επηρεάζονται σημαντικά από τη GVD. Μάλιστα, όσο αυξάνεται το μήκος της FSO ζεύξης και μειώνεται το εύρος των αρχικών παλμών (και άρα αυξάνεται το bit rate), δείχθηκε ότι η επίδραση της GVD ισχυροποιείται. Αποδείχθηκε επίσης ότι για αρνητικό πρόσημο του chirp του αρχικού παλμού πως έως και κάποια συγκεκριμένη απόσταση διάδοσης, οι διαδιδόμενοι παλμοί αυξάνουν το πλάτος τους και μειώνουν παράλληλα το εύρος τους, γεγονός που ευνοεί τη διαδικασία της ορθής ανίχνευσης της πληροφορίας στην πλευρά του δέκτη, και συνεπώς, αυξάνει τη διαθεσιμότητα και την αξιοπιστία της FSO ζεύξης. Προέκυψε λοιπόν το αξιοσημείωτο συμπέρασμα ότι μπορούμε για συγκεκριμένα χαρακτηριστικά μιας FSO ζεύξης, με την κατάλληλη επεξεργασία του οπτικού σήματος, να αξιοποιήσουμε το φαινόμενο της GVD ώστε να μετριάσουμε τις επιδράσεις της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και να βελτιώσουμε έτσι τη συνολική απόδοση και τη διαθεσιμότητα της FSO ζεύξης. Συνεπώς, το ερώτημα-στόχος που τέθηκε για τη διερεύνηση του εάν, κατά πόσο και με ποιόν τρόπο (ωφέλιμο ή καταστρεπτικό) το φαινόμενο της GVD επιδρά στις μοντέρνες επίγειες FSO ζεύξεις, απαντήθηκε με επιτυχία, για όλες τις συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής.

Το έκτο κεφάλαιο, επέκτεινε τα συμπεράσματα του προηγούμενου, εξετάζοντας τη GVD για SISO και SIMO FSO υπό τη συνδυαστική παρουσία τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και σφαλμάτων σκόπευσης. Καταδείχθηκε ότι παρά την μεγαλύτερη, συνδυαστική, υποβάθμιση της

απόδοσης και της διαθεσιμότητας που υπέστη το εξεταζόμενο FSO σύστημα λόγω της τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και σφαλμάτων σκόπευσης μαζί, η GVD κάτω από τις κατάλληλες συνθήκες και χειρισμούς, μπορεί και πάλι να περιορίσει σημαντικά την υποβάθμιση αυτή. Επίσης, αναφέρεται πως για πρώτη φορά στη διεθνή βιβλιογραφία, χρησιμοποιήθηκε η *M*(alaga) κατανομή για FSO τυρβώδες κανάλι με διασπορά. Έτσι, επιτεύχθηκε και ο στόχος της όσο το δυνατόν περισσότερο συνδυαστικής μελέτης της GVD ως πιθανού αντισταθμιστικού παράγοντα για της από κοινού επίδρασης τυρβώδους ροής και σφαλμάτων σκόπευσης.

Το έβδομο κεφάλαιο μελέτησε την απόδοση και τη διαθεσιμότητα SIMO FSO συστημάτων για τα γενικευμένα *M*(alaga) και *Beckmann* μοντέλα για την τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή και τα πιο ρεαλιστικά για την περίσταση, μη μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης σε SIMO FSO συστήματα διαφορικής λήψης. Επίσης, εκτός του OOK σχήματος διαμόρφωσης, μελετήθηκαν και διάφορα *L*-PPM σχήματα. Αποδείχθηκε πως η εφαρμογή, τόσο της τεχνικής διαφορικής λήψης με όσο το δυνατόν περισσότερους δέκτες (SIMO υλοποιήσεις), όσο και η χρησιμοποίηση του *L*-PPM σχήματος διαμόρφωσης, με όσο το δυνατόν περισσότερες χρονοθυρίδες, βελτιώνουν σημαντικά την απόδοση υπό όρους διαθεσιμότητας των FSO συστημάτων. Επίσης, εξηγήθηκε ότι η μελέτη SIMO συστημάτων, καλύπτει και τις τρεις μεθόδους διαφορικής λήψης (στο χώρο, στο χρόνο και στο μήκος κύματος). Έτσι εκπληρώθηκε εν μέρει και ο στόχος της μελέτης εναλλακτικών σχημάτων διαμόρφωσης του οπτικού σήματος για τη βελτίωση της απόδοσης των FSO συστημάτων, καθώς και η μελέτη της επίδρασης των πιο ρεαλιστικών, για τις SIMO υλοποιήσεις, μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης.

Στο όγδοο κεφάλαιο μελετήθηκε μια άλλη αποδοτική τεχνική, η χρήση των ενδιάμεσων πομποδεκτών μεταξύ των τερματικών πηγής και προορισμού για τα FSO συστήματα. Συγκεκριμένα, ο στόχος για την αύξηση της εμβέλειας μιας FSO ζεύξης, επιτεύχθηκε, μέσω της χρήσης DF αναγεννητών, με την τεχνική της σειριακής αναμετάδοσης με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων (multi-hop). Επίσης, για μια ευρεία περιοχή τυρβώδους ροής και σφαλμάτων σκόπευσης αποδείχθηκε πως η ωφέλιμη επίδραση της GVD μπορεί κάτω από τις κατάλληλες προϋποθέσεις να συμβάλει, σε συνεργασία με τους κόμβους αναγεννητών, στην περαιτέρω επέκταση της ωφέλιμης εμβέλειας της εξεταζόμενης FSO ζεύξης. Έτσι, ο πραγματοποιήθηκε και στόχος της αύξησης της ωφέλιμης εμβέλειας μιας FSO ζεύξης.

Το ένατο κεφάλαιο επικεντρώθηκε σε μια εναλλακτική, πιο σύνθετη αρχιτεκτονική ενδιάμεσων αναγεννητών. Ειδικότερα, εξετάστηκε η τεχνική παράλληλης αναμετάδοσης με

αρχιτεκτονική πολλαπλών διαδρομών, γνωστή στη διεθνή βιβλιογραφία και ως συνεταιριστική διαφορική λήψη (cooperative diversity), σε υβριδικό σχήμα μάλιστα, με τη σειριακή αναμετάδοση με αρχιτεκτονική πολλαπλών αλμάτων, υπό την παρουσία τυρβώδους ροής και μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης. Αποδείχθηκε πως η συγκεκριμένη τοπολογία μπορεί τόσο να αυξήσει σε ένα βαθμό την ωφέλιμη FSO εμβέλεια, αλλά και να περιορίσει τη συνδυαστική επίδραση τυρβώδους ροής και μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης. Αποδείχθηκε πως η συγκεκριμένη τοπολογία μπορεί τόσο να αυξήσει σε ένα βαθμό την ωφέλιμη FSO εμβέλεια, αλλά και να περιορίσει τη συνδυαστική επίδραση τυρβώδους ροής και μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης. Επίσης, για πρώτη φορά στη διεθνή βιβλιογραφία εξήχθη, για τη συγκεκριμένη τοπολογία, σχέση κλειστής μορφής για την απόδοση του συστήματος για ασθενή τυρβώδη ροή και των πιο ρεαλιστικών μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης. Έτσι, υλοποιήθηκε ακόμα ένας στόχος που αφορούσε στην εύρεση αρχιτεκτονικής που να μπορεί να αυξήσει σε ένα βαθμό την ωφέλιμη ετιστόπισης σφαλμάτων που προκαλιστικών μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης. Έτσι, υλοποιήθηκε ακόμα ένας στόχος που αφορούσε στην εύρεση αρχιτεκτονικής που να μπορεί να αυξήσει σε ένα βαθμό την ωφέλιμη FSO εμβέλεια, αλλά και να καταπολεμήσει τη συνδυαστική επίδραση των φαινόμενων που προκαλούν διακυμάνσεις στη λαμβανόμενη οπτική ακτινοβολία, αυξάνοντας έτσι τη διαθεσιμότητα του όλου συστήματος.

Το δέκατο κεφάλαιο εστίασε στην RoFSO τεχνολογία, μελετώντας ένα τυπικό OFDM *L*-QAM RoFSO σύστημα σε συνθήκες τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης. Αποδείχθηκε πως μέσω της χρήσης σειριακά συνδεδεμένων αναγεννητών, αυξάνεται η RoFSO ωφέλιμη εμβέλεια, ενώ παράλληλα εξετάστηκε πολλά υποσχόμενο σχήμα διαμόρφωσης το OFDM με *L*-QAM σχήμα ως προς την απόδοση και τη διαθεσιμότητά του. Έτσι, εκπληρώθηκε ο στόχος της μελέτης της απόδοσης της συνδυαστικής RoFSO τεχνολογίας καθώς και της μελέτης του σύνθετου αλλά ιδιαίτερα αποδοτικού OFDM με *L*-QAM σχήματος διαμόρφωσης.

Το ενδέκατο κεφάλαιο, ασχολήθηκε με το ιδιαίτερα αποδοτικό SIM *L*-PSK σχήμα διαμόρφωσης για τα FSO, καθώς και με το φαινόμενο του θορύβου φάσης που εμφανίζει. Έτσι, ο στόχος που επιτυγχάνει το κεφάλαιο αυτό, εκτός της μελέτης του SIM *L*-PSK σχήματος διαμόρφωσης στα FSO συστήματα, είναι η μελέτη και η προσομοίωση, για πρώτη φορά στη διεθνή βιβλιογραφία, του φαινομένου του θορύβου φάσης συνδυαστικά με την τυρβώδη ατμοσφαιρική ροή και τα σφάλματα σκόπευσης.

Το δωδέκατο κεφάλαιο, επέκτεινε ο προηγούμενο μελετώντας ένα SIM L-PSK FSO σύστημα σειριακής συνδεσμολογίας αναγεννητών με τη γενικευμένες *M*(alaga) και *Beckmann* κατανομές για την προσομοίωση της τυρβώδους ροή και των μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης. Έτσι, για πρώτη φορά στη βιβλιογραφία, αποδείχθηκε το ότι παρουσία και των τριών παραπάνω φαινομένων, η τεχνική πολλαπλών αλμάτων μπορεί, να αυξήσει σημαντικά την ωφέλιμη εμβέλεια της FSO μετάδοσης. Αποδείχθηκε επίσης ότι για συγκεκριμένο μήκος FSO διάδοσης, πραγματικής FSO ζεύξης, η τοποθέτηση κάποιου ενδιάμεσου κόμβου αναγεννητή (ή αναγεννητών), αντιστάθμισε σημαντικά την υποβάθμιση της απόδοσης και της διαθεσιμότητας λόγω της συνδυαστικής επίδρασης, τυρβώδους ροής, μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης, αλλά και θορύβου φάσης. Συνεπώς, επιτεύχθηκαν οι στόχοι μελέτης για πρώτη φορά, FSO υλοποιήσεων με αναγεννητές, υπό τη συνδυαστική επίδραση τυρβώδους ροής, σφαλμάτων σκόπευσης και θορύβου φάσης.

Στη συνέχεια, στο δέκατο τρίτο κεφάλαιο, μελετήθηκε εναλλακτικά η χρήση της μεθόδου της διαφορικής λήψης για το περιορισμό των ανεπιθύμητων επιδράσεων του θορύβου φάσης στις FSO μεταδόσεις. Έτσι, επετεύχθη ο στόχος της διερεύνησης, για πρώτη φορά στη διεθνή βιβλιογραφία, της απόδοσης και της διαθεσιμότητας για ένα SIMO FSO σύστημα, που χρησιμοποιεί διάφορα SIM *L*-PSK σχήματα διαμόρφωσης, παρουσία τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής, μη μηδενικής μετατόπισης σφαλμάτων σκόπευσης και θορύβου φάσης, αφού αποδείχθηκε πως η συνδυαστική επίδραση και των τριών φαινομένων περιορίζεται με την εφαρμογή απλούστερων SIM *L*-PSK σχημάτων και SIMO υλοποιήσεων με μεγαλύτερο αριθμό δεκτών.

Τέλος, στο δέκατο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάστηκαν τα πειραματικά αποτελέσματα που προέκυψαν από την επεξεργασία μετρήσεων που ελήφθησαν για μια πραγματική FSO ζεύξη σε συνθήκες ασθενούς τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής. Η σύγκρισή τους με τα αντίστοιχα αναμενόμενα θεωρητικά αποτελέσματα που προβλέπει η εξαχθείσα κλειστή έκφραση της Γάμμα (Γ) κατανομής, απέδειξε πειραματικά, για πρώτη φορά στη διεθνή βιβλιογραφία τόσο την ακρίβεια μιας έκφρασης κλειστής μορφής για ασθενή τυρβώδη ροή (της Γ-κατανομής) όσο και την ακρίβεια της όλης ανάλυσης και μεθοδολογίας που προτάθηκε στην παρούσα διατριβή. Διαπιστώνουμε λοιπόν, πως και ο στόχος της πειραματικής επαλήθευσης, για πρώτη φορά στη διεθνή βιβλιογραφία τόσο ζεύξης FSO ζεύξης σε συνθήκες ασθενούς τυρβώδους ροής, εκπληρώθηκε με επιτυχία.

Π. Μελλοντικοί στόχοι

Στο πλαίσιο της όλης παραπάνω συνεισφοράς της παρούσας διατριβής, μπορούν να τεθούν αρκετοί ενδιαφέροντες στόχοι για το άμεσο μέλλον. Αρχικά, προτείνεται η πειραματική μελέτη της πραγματικής FSO ζεύξης που περιγράφτηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, για ένα ευρύτερο φάσμα τυρβώδους ροής και χρησιμοποίησης μεθόδων SIMO διαφορικής λήψης. Η διαδικασία αυτή προτείνεται να ξεκινήσει με την τεχνική διαφορικής λήψης στο χρόνο, λόγω του ότι είναι η πιο οικονομική σε κόστος και χρόνο, αφού όπως έχει εξηγηθεί, δεν απαιτεί την εγκατάσταση κάποιου επιπλέον πραγματικού τερματικού δέκτη. Στη συνέχεια, εγκαθιστώντας διαφορετικά τερματικά δεκτών, μπορεί να μελετηθεί πρακτικά η διαφορική λήψη στο χώρο. Κλείνοντας με τις μεθόδους διαφορικής λήψης, εγκαθιστώντας κατάλληλο τερματικό πομπού, που εκπέμπει την πληροφορία σε διάφορα μήκη κύματος, καθώς και τα αντίστοιχα τερματικά δεκτών για τη διαδικασία της ανίχνευσης, μπορούμε να μελετήσουμε πειραματικά τη μέθοδο διαφορικής λήψης στο μήκος κύματος. Επίσης, για την αποδοτικότερη λειτουργία των πειραματικών συστημάτων είτε με είτε χωρίς διαφορική λήψη, σε δυσμενείς καιρικές συνθήκες για την FSO διάδοση (κυρίως ομίχλης) μια ιδέα είναι η μετατροπή της πειραματικής ζεύξης σε υβριδική RF/FSO ή ακόμα καλύτερα σε (millimeter-wave) MMW/ FSO, λόγω της υψηλότερης συχνότητας και της στενότερης δέσμης των MMW από πλευράς RF. Προτείνεται δηλαδή να προστεθεί στην υπάρχουσα πραγματική ζεύξη ένα ακόμα ζευγάρι MMW τερματικών (πομπού και δέκτη), ώστε το τελευταίο ζευγάρι να λειτουργεί κατά τις καιρικές συνθήκες (κυρίως ομίχλης) που το FSO ζευγάρι τερματικών δε μπορεί να λειτουργήσει αποδοτικότερα. Από την άλλη πλευρά, μπορεί να εξεταστεί το ενδεχόμενο προσθήκης ενδιάμεσου αρχικά, και στη συνέχεια ενδιάμεσων κόμβων αναγεννητών με στόχο είτε την επέκταση της πραγματικής FSO (ή αργότερα υβριδικής) ζεύξης είτε τη βελτίωση της απόδοσης και της αξιοπιστίας της ήδη υπάρχουσας. Με στόχο πάλι το τελευταίο, μια επίσης ενδιαφέρουσα ιδέα είναι να εφαρμοστεί η ευρύτατα χρησιμοποιούμενη στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα μέθοδος κωδικοποίησης Πολλαπλής Πρόσβασης με Διαίρεση Κώδικα CDMA (Code Division Multiple Access), τόσο για τη ήδη υπάρχουσα πραγματική FSO ζεύξη, όσο και για όλες τις παραπάνω προτεινόμενες διατάξεις.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι

Συνάρτηση Meijer G

Η συνάρτηση Meijer G είναι μια γενικευμένη συνάρτηση, με την οποία μπορούν να παρασταθούν αρκετές γνωστές συναρτήσεις, και η γενική μορφή της είναι [Gradshteyn et al. 2007]:

$$G_{p,q}^{m,n}\left(z \begin{vmatrix} a_{1},...,a_{p} \\ b_{1},...,b_{q} \end{vmatrix}\right) = \frac{1}{2\pi i} \int_{L} \frac{\prod_{j=1}^{m} \Gamma(b_{j}-s) \prod_{j=1}^{n} \Gamma(1-a_{j}+s)}{\prod_{j=m+1}^{q} \Gamma(1-b_{j}+s) \prod_{j=n+1}^{p} \Gamma(a_{j}-s)} z^{s} ds$$
(II.1)

Η χρήση της συνάρτησης Meijer-G βοηθά σημαντικά στην επίλυση ολοκληρωμάτων αντικαθιστώντας με αυτή γνωστές συναρτήσεις, όπως [Gradshteyn et al. 2007; Adamchik et al. 1990]:

$$\exp(-z) = G_{0,1}^{1,0} \left(z \Big|_{0}^{-} \right)$$
(II.2)

και ειδικότερα, για α και β θετικούς αριθμούς:

$$\exp(-\alpha x) = G_{0,1}^{1,0} \left(\alpha x \Big|_{0}^{-} \right) \tag{\Pi.3}$$

$$\exp\left(-\alpha x^{\beta/2}\right) = G_{0,1}^{1,0} \left(\alpha x^{\beta/2} \middle| \begin{matrix} - \\ 0 \end{matrix}\right) \tag{II.4}$$

Επίσης:

$$\mathbf{K}_{\nu}(z) = \frac{1}{2} G_{0,2}^{2,0} \left(\frac{z^2}{4} \left| \frac{v}{2}, -\frac{v}{2} \right| \right)$$
(II.5)

$$erf\left(\sqrt{\beta x}\right) = \pi^{-1/2} G_{1,2}^{1,1} \left(\beta x \begin{vmatrix} 1 \\ \frac{1}{2}, 0 \end{vmatrix}\right)$$
 (II.6)

$$erfc\left(\sqrt{x}\right) = \left(\sqrt{\pi}x^{a-1}\right)^{-1} G_{1,2}^{2,0} \left(x \middle|_{a-1, a-\frac{1}{2}}^{a} \right)$$

$$a=1, \ erfc\left(\sqrt{z}\right) = \left(\sqrt{\pi}\right)^{-1} G_{1,2}^{2,0} \left(z \middle|_{0, \frac{1}{2}}^{1} \right)$$
(II.7)

Αφού αντικατασταθούν οι γνωστές συναρτήσεις με τη βοήθεια των συναρτήσεων Meijer-G, συνήθως προκύπτουν ολοκληρώματα, τα οποία περιέχουν εκτός από μία, γινόμενο δύο ή και τριών συναρτήσεων Meijer-G, η επίλυση των οποίων δίνει μια νέα Meijer-G συνάρτηση, σύμφωνα με τις εξής ιδιότητες [Adamchik et al. 1990]:

$$\int_{0}^{\infty} x^{\beta-1} G_{u,v}^{s,t} \left(\sigma x \Big|_{\{d_v\}}^{\{c_u\}} \right) G_{p,q}^{m,n} \left(\omega x^{l/k} \Big|_{\{b_q\}}^{\{a_p\}} \right) dx = \frac{k^{\mu} l^{\rho+\beta(v+u)-1} \sigma^{-\beta}}{(2\pi)^{b^{*(l-1)+c^{*}(k-1)}}} G_{kp+lv,kq+lu}^{km+l,kn+ls} \left(\frac{\omega^{k} k^{k(p-q)}}{\sigma^{l} l^{l(u-v)}} \Big|_{\Delta(k,a_{1}),...,\Delta(k,a_{n}), \Delta(k,a_{n}), \Delta(k,b_{n}), \Delta(k,b_{n}), \Delta(k,b_{n}), \Delta(k,b_{n})} \right)$$

$$\Delta(l, l-\beta-d_{1}), ..., \Delta(l, l-\beta-d_{v}), \Delta(k,a_{n+1}), ..., \Delta(k,a_{p})$$

$$\Delta(l, l-\beta-c_{1}), ..., \Delta(l, l-\beta-c_{u}), \Delta(k,b_{m+1}), ..., \Delta(k,b_{q}) \right)$$
(II.8)

$$\begin{split} & \circ \pi \circ \circ c^* = m + n - \frac{p+q}{2} , \ \mu = \sum_{j=1}^q b_j - \sum_{j=1}^p a_j + \frac{p-q}{2} + 1, \ \rho = \sum_{j=1}^v d_j - \sum_{j=1}^u c_j + \frac{u-v}{2} + 1 \\ & \kappa \alpha i \left\{ a_p \right\} = a_1, \dots, a_p, \left\{ b_q \right\} = b_1, \dots, b_q, \left\{ c_u \right\} = c_1, \dots, c_u, \left\{ d_v \right\} = d_1, \dots, d_v \\ & \varepsilon v \circ \circ \Delta (k, a) = \frac{a}{k}, \frac{a+1}{k}, \dots, \frac{a+k-1}{k} . \\ & \int_0^y x^{\beta-1} G_{p,q}^{m,n} \left(\omega x \Big| \begin{cases} a_p \\ b_q \end{cases} \right) dx = y^\beta G_{p+1,q+1}^{m,n+1} \left(\omega y \Big| a_1, \dots, a_n, \beta-1, a_n, \dots, a_p \right) \right) \end{split}$$
(II.9)

$$\int_{a}^{\infty} x^{a-1} (x-a)^{\beta-1} G_{p,q}^{m,n} \left(\omega x^{l/k} \middle| \begin{cases} a_{p} \\ b_{q} \end{cases} \right) dx = \frac{k^{\mu} l^{-\beta} \Gamma(\beta)}{(2\pi)^{c^{*(k-1)}} a^{1-a-\beta}} G_{kp+l,kq+l}^{km+l,kn} \left(\frac{\omega^{k} a^{l}}{k^{k(q-p)}} \middle| \frac{a_{1}}{k}, ..., \frac{a_{1}+k-1}{k}, ..., \frac{a_{1}-k-\beta}{k}, ..., \frac{a_{1}$$

$$\int_{0}^{a} x^{a-1} (a-x)^{\beta-1} G_{p,q}^{m,n} \left(\omega x^{l/k} \left| \begin{cases} a_{p} \\ b_{q} \end{cases} \right) dx = \frac{k^{\mu} l^{-\beta} \Gamma(\beta)}{(2\pi)^{c^{*}(k-1)} a^{1-a-\beta}} G_{kp+l,kq+l}^{km,kn+l} \left(\frac{\omega^{k} a^{l}}{k^{k(q-p)}} \left| \frac{1-a}{l}, \dots, \frac{l-a}{l}, \frac{a_{1}}{k}, \dots, \frac{l-a}{k}, \frac{a_{1}}{k}, \dots, \frac{a_{1}}{k}, \dots, \frac{a_{1}}{k}, \dots, \frac{a_{1}}{k}, \dots, \frac{a_{1}}{k}, \dots, \frac{a_{1}}{k}, \dots, \frac{a_{n+1}}{k}, \dots, \frac{a_{n+1}}{k}, \dots, \frac{a_{n+1}}{k}, \dots, \frac{a_{n+1}}{k}, \dots, \frac{a_{n}}{k}, \dots, \frac{a_{n+1}}{k}, \frac{a_{n+1}}{k}, \dots, \frac{a_{n+1}}{k}, \dots, \frac{a_{n}}{k}, \dots, \frac{a_{n}}{k}, \dots, \frac{a_{n}+k-1}{k}, \frac{a_{n+1}}{k}, \dots, \frac{a_{n}+k-1}{k}, \frac{a_{n+1}}{k}, \dots, \frac{a_{n}+k-1}{k}, \frac{a_{n+1}}{k}, \dots, \frac{a_{n}+k-1}{k}, \frac{a_{n+1}}{k}, \dots, \frac{a_{n}+k-1}{k}, \frac{a_{n+1}+k-1}{k}, \dots, \frac{a_{n}}{k}, \dots, \frac{a_{n}+k-1}{k}, \dots, \frac{a_{n}+k-1}{k}, \dots, \frac{a_{n}+k-1}{k}, \frac{a_{n}+k-1}{k}, \dots, \frac{a_{n}+k-1}{k}, \dots,$$

Επίσης, για λόγους κυρίως απλοποίησης της Meijer-G που προκύπτει ύστερα από αλγεβρικές πράξεις και υπολογισμούς, χρησιμοποιούνται συνήθως οι παρακάτω ιδιότητες των Meijer-G συναρτήσεων:

$$G_{p,q}^{m,n}\left(z \begin{vmatrix} a_{1},...,a_{n},a_{n+1},...,a_{p} \\ b_{1},...,b_{m},b_{m+1},...,b_{q} \end{vmatrix} = z^{-\alpha}G_{p,q}^{m,n}\left(z \begin{vmatrix} \alpha+a_{1},...,\alpha+a_{n},\alpha+a_{n+1},...,\alpha+a_{p} \\ \alpha+b_{1},...,\alpha+b_{m},\alpha+b_{m+1},...,\alpha+b_{q} \end{vmatrix}\right)$$
(II.12)

όπου η παράμετρος α λαμβάνει τόσο θετικές όσο και αρνητικές ακέραιες τιμές.

Επίσης για τον ίδιο σκοπό:

$$G_{p,q}^{m,n}\left(z \begin{vmatrix} a_{1},...,a_{n},a_{n+1},...,a_{p} \\ b_{1},...,b_{m},a_{m+1},...,b_{q-1},a_{1} \end{vmatrix} = G_{p-1,q-1}^{m,n-1}\left(z \begin{vmatrix} a_{2},...,a_{n},a_{n+1},...,a_{p} \\ b_{1},...,b_{m},a_{m+1},...,b_{q-1} \end{vmatrix}\right)$$
(II.13)

ενώ μια Meijer-G συνάρτηση μπορεί εναλλακτικά να μετασχηματιστεί, ως:

$$G_{p,q}^{m,n}\left(z^{-1} \middle| \begin{array}{c} a_{1},...,a_{n},a_{n+1},...,a_{p} \\ b_{1},...,b_{m},b_{m+1},...,b_{q} \end{array}\right) = G_{q,p}^{n,m}\left(z \middle| \begin{array}{c} 1-b_{1},...,1-b_{m},1-b_{m+1},...,1-b_{q} \\ 1-a_{1},...,1-a_{n},1-a_{n+1},...,1-a_{p} \end{array}\right)$$
(II.14)

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει και η παρακάτω ιδιότητα απλοποίησης:

$$\lambda \left. G_{p,q}^{m,n} \left(z \left| \begin{array}{c} 1 - \lambda, a \\ b, -\lambda \end{array} \right) \right|_{\lambda \to \infty} = \left. G_{p-1,q-1}^{m,n-1} \left(z \left| \begin{array}{c} a \\ b \end{array} \right) \right.$$
(II.15)

Πρόσθετα χρήσιμα ολοκληρώματα

Από την [Gradshteyn et al. 2007, Eq. (2.322/2)], ισχύει ότι:

$$\int_{0}^{\infty} \exp\left(-\frac{x^{2}}{4\beta} - \gamma x\right) dx = \sqrt{\pi\beta} \exp\left(\beta\gamma\right)^{2} \left[1 - \Phi\left(\gamma\sqrt{\beta}\right)\right]$$
(II.16)

όπου [Re β>0], ενώ $\Phi(x) = \frac{1}{2} erfc\left(-\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$

Συνάρτησεις erf(x), erfc(x).

Η συνάρτηση erf(x) αποτελεί μια ειδική μη θεμελιώδη συνάρτηση (special function), η οποία ορίζεται από το ολοκλήρωμα [Gradshteyn et al. 2007]:



$$erf(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{0}^{x} e^{-t^{2}} dt$$
 (II.17)

Η erfc(x) είναι η συμπληρωματική συνάρτηση της erf(x) και υπολογίζεται από το ολοκλήρωμα [Gradshteyn et al. 2007]:

$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{x}^{\infty} e^{-t^2} dt = 1 - erf(x)$$
 (II.18)

Η συνάρτηση Q(x)

Η συνάρτηση Q(x) ορίζεται ως η πιθανότητα μια κανονική τυχαία μεταβλητή να έχει τιμή μεγαλύτερη από x τυπική απόκλιση πάνω από τη μέση τιμή και ορίζεται από την εξίσωση [Gradshteyn et al. 2007]:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x}^{\infty} \exp(-y^{2}/2) dy = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(x/\sqrt{2})$$
(II.19)



$Q(y) = P(X > y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{y}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx$								
	$f_X(x) = -\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{2\pi}$	$e^{\frac{x^2}{2}}$	_				
			0 y	Еμβ	$\sum_{x} \sum_{y=1}^{N} \frac{Q(y)}{x}$			
У	O(v)	y	Q(y)	у	Q(y)			
0.0	5,0000e-01	2,4	8,1975e-03	4.8	7.9332e-07			
0,1	4,6017e-01	2,5	6,2096e-03	4,9	4,7918e-07			
0,2	4,2074e-01	2,6	4,6611e-03	5,0	2,8665e-07			
0,3	3,8208e-01	2,7	3,4669e-03	5,1	1,6982e-07			
0,4	3,4458e-01	2,8	2,5551e-03	5,2	9,9644e-08			
0,5	3,0853e-01	2,9	1,8658e-03	5,3	5,7901e-08			
0,6	2,7425e-01 2,4196a 01	3,0	1,5496e-05 0,6760a 04	5,4	1,5520e-08			
0.5	2,4196e-01 2,1185e-01	3.2	6 8713e-04	5.6	1,0717e-08			
0.9	1.8406e-01	33	4.8342e-04	5.7	5.9903e-09			
1.0	1.5865e-01	3.4	3,3692e-04	5.8	3,3157e-09			
1,1	1,3566e-01	3,5	2,3262e-04	5,9	1,8175e-09			
1,2	1,1506e-01	3,6	1,5910e-04	6,0	9,8658e-10			
1,3	9,6800e-02	3,7	1,0779e-04	6,1	5,3034e-10			
1,4	8,0756e-02	3,8	7,2348e-05	6,2	2,8231e-10			
1,5	6,6807e-02	3,9	4,8096e-05	6,3	1,4882e-10			
1,6	5,4799e-02	4,0	3,1671e-05	6,4	7,7688e-11			
1,7	4,4060e-02	4,1	2,0657e-05	6,5	4,0160e-11			
1,8	2,3950e-02	4,2	1,5545e-05 8,5398a-06	6,0	2,0557e-11 1.0420e-11			
2.0	2,0710e-02	4.4	5 4125-06	6.8	5 2309e-12			
2,1	1.7864e-02	4.5	3,3976-06	6.9	2.6001e-12			
2.2	1.3903e-02	4.6	2.1124e-06	7.0	1.2798e-12			
2,3	1,0724e-02	4,7	1,3008e-06	.,.	-,			

Σχηματική αναπαράσταση και πίνα
κας τιμών της Q(y)

Χαρακτηριστικές ιδιότητες της Q(x) είναι οι εξής:

• An X είναι μια Gaussian τυχαία μεταβλητή, με μέση τιμή μ και διακύμανση σ^2 , τότε η $Z = \frac{X - \mu}{\sigma}$ τυχαία μεταβλητή, ακολουθεί τυποποιημένη κανονική κατανομή (standard normal

distribution) kai P(X > x) = P(Z > z) = Q(z), ópou $z = \frac{x - \mu}{\sigma}$.

• $Q(x) = 1 - Q(-x) = 1 - \Phi(x)$, όπου η $\Phi(x)$ είναι η CDF της κανονικής *Gaussian* κατανομής.

Υπάρχουν επίσης προσεγγίσεις της συνάρτησης *Q*, οι οποίες είναι αρκετά χρήσιμες για την επίλυση ολοκληρωμάτων που την περιλαμβάνουν. Οι τρεις βασικοί προσεγγιστικοί τύποι είναι:

$$Q(x) \approx \frac{1}{12} \exp\left(-\frac{1}{2}x^{2}\right) + \frac{1}{4} \exp\left(-\frac{2}{3}x^{2}\right) \quad \text{[Chiani et al. 2003]}$$
$$Q(x) \approx \frac{5}{24} \exp\left(-2x^{2}\right) + \frac{4}{24} \exp\left(-\frac{11}{20}x^{2}\right) + \frac{1}{24} \exp\left(-\frac{1}{2}x^{2}\right) \quad \text{[Zhang et al. 2014]}$$
$$Q(x) \approx \frac{1}{16} \left[\exp\left(-x^{2}/2\right) + 2\exp\left(-x^{2}\right) + 2\exp\left(-10x^{2}/3\right) + 2\exp\left(-10x^{2}/17\right) \right] \quad \text{[Sadhwani et al. 2017]}$$

Συνάρτηση Γ(z)

Η συνάρτηση Γάμμα ορίζεται για όλους τους μιγαδικούς αριθμούς, εκτός των αρνητικών ακεραίων, από το ολοκλήρωμα [Gradshteyn et al. 2007]:

$$\Gamma(z) = \int_{0}^{\infty} t^{z-1} e^{-t} dt$$
 (II.20)

Χρήσιμες ιδιότητες και χαρακτηριστικές τιμές της $\Gamma(z)$ είναι οι εξής:

- $\Gamma(z+1) = z\Gamma(z)$
- $\Gamma(z-1) = \frac{\Gamma(z)}{(z-1)}$
- $\Gamma(z) = (z-1)!$
- $\Gamma(1) = \Gamma(2) = 1$
- $\Gamma(1/2) = \sqrt{\pi}$

Incomplete συνάρτηση γάμμα $\gamma(s,x)$

Η ατελής συνάρτηση γάμμα δίνεται από την εξίσωση [Gradshteyn et al. 2007]:

$$\gamma(s,x) = \int_{0}^{x} t^{s-1} e^{-t} dt$$
(II.21)

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙ

Αναμενόμενο ηλεκτρικό SNR για γενικευμένα μοντέλα τυρβώδους ροής

Όπως είδαμε το σήμα λήψης στην πλευρά του δέκτη μιας FSO ζεύξης εκφράζεται ως:

$$y = \eta x I + n \tag{\Pi.2.1}$$

Επίσης οι σχέσεις για το αντίστοιχο στιγμιαίο και αναμενόμενο SNR δίνονται, αντίστοιχα, ως:

$$\gamma = \frac{\eta^2 I^2}{N_0} \tag{\Pi.2.2}$$

$$\mu = \frac{\eta^2 \left(E[I] \right)^2}{N_0} \tag{\Pi.2.3}$$

και συνεπώς, λόγω των Εξ. (Π.2.2) και Εξ. (Π.2.3):

$$\gamma = \frac{\mu I^2}{\left(E[I]\right)^2} \tag{\Pi.2.4}$$

Άρα για να υπολογίσουμε το αναμενόμενο SNR, θα πρέπει να υπολογίσουμε την αναμενόμενη τιμή της οπτικής ακτινοβολίας, *Ι*, στην πλευρά του δέκτη, δηλαδή την παράμετρο, *Ε*[*I*]. Κατά τα γνωστά, η τελευταία υπολογίζεται ως:

$$E[I] = \int_{0}^{\infty} If(I) dI \qquad (\Pi.2.5)$$

όπου η f(I) εκφράζει ουσιαστικά την από κοινού pdf τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής και σφαλμάτων σκόπευσης, δεδομένου ότι $I = I_a I_p$.

Στην προκριμένη περίπτωση εξετάζουμε την πιο γενικευμένη περίπτωση, δηλαδή, υποθέτουμε ότι η τυρβώδης ατμοσφαιρική ροή είναι μοντελοποιημένη με τη γενικεύμενη $\mathcal{M}(alaga)$ κατανομή και τα σφάλματα σκόπευσης με τη γενικευμένη προσέγγιση του μοντέλου της *Beckmann* κατανομής. Έτσι προκύπτει ότι η f(I)δίνεται ως:

$$f_{I}(I) = \frac{\psi^{2}AB}{2A_{0}g} \sum_{k=1}^{b} a_{k}B^{-\left(\frac{a+k}{2}\right)} \times G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{B}{A_{0}g}I \bigg|_{\psi^{2}-1, a-1, k-1}^{\psi^{2}}\right)$$
(II.2.6)

όπου σημειώνεται ότι διερευνάται η περίπτωση όπου $b \in \aleph$ (για μεγαλύτερες τιμές εξάλλου του $b \in \aleph$ προσεγγίζεται με ακρίβεια και η περίπτωση $b \in \Re$), και συνεπώς, για συντομία παραλείπονται οι δείκτες των παραμέτρων που υποδηλώνουν ότι οι αντίστοιχες παράμετροι είναι φυσικοί αριθμοί.

Έτσι, λόγω της Εξ. (Π.2.6), η υπολογιστέα Εξ. (Π.2.5), γράφεται ως:

$$E[I] = \frac{\psi^2 AB}{2A_0 g} \sum_{k=1}^{b} a_k B^{-\left(\frac{a+k}{2}\right)}$$

$$\times \int_{0}^{\infty} I G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{B}{A_0 g} I \bigg|_{\psi^2 - 1, a-1, k-1} \right) dI$$
(II.2.7)

Για την επίλυση του ολοκληρώματος της Εξ. (Π.2.7), χρησιμοποιούμε την

$$\int_{0}^{\infty} t^{\alpha-1} G_{p,q}^{m,n} \left(t \ z \Big|_{b_{1},...,b_{m},b_{m+1},...,b_{q}}^{a_{n},a_{n+1},...,a_{p}} \right) dt = \frac{\prod_{k=1}^{m} \Gamma(\alpha+b_{k}) \prod_{k=1}^{n} \Gamma(1-\alpha-a_{k})}{\prod_{k=n+1}^{p} \Gamma(\alpha+a_{k}) \prod_{k=m+1}^{q} \Gamma(1-\alpha+b_{k})} z^{-\alpha} \quad (\Pi.2.8)$$

Έτσι, χρησιμοποιώντας την Εξ. (Π.2.8) το ολοκλήρωμα της Εξ. (Π.2.7) γράφεται ως:

$$\int_{0}^{\infty} I G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{B}{A_{0}g} I \bigg|_{\psi^{2} - 1, a - 1, k - 1} \right) dI =$$

$$= \frac{\Gamma(2 + \psi^{2} - 1)\Gamma(2 + a - 1)\Gamma(2 + k - 1)}{\Gamma(2 + \psi^{2})} \left(\frac{A_{0}g}{B} \right)^{2}$$
(II.2.9)

Εφαρμόζοντας την ιδιότητα $\Gamma(z+1) = z \cdot \Gamma(z)$ στην Εξ. (Π.2.9)

$$\int_{0}^{\infty} I G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{B}{A_{0}g} I \bigg|_{\psi^{2} - 1, a - 1, k - 1} \right) dI =$$

$$= \frac{\Gamma(1 + \psi^{2}) a\Gamma(a) k\Gamma(k)}{\Gamma(1 + \psi^{2})(1 + \psi^{2})} \left(\frac{A_{0}g}{B} \right)^{2} = \frac{ak\Gamma(a)\Gamma(k)}{1 + \psi^{2}} \left(\frac{A_{0}g}{B} \right)^{2}$$
(II.2.10)

Επειδή όμως για τον υπολογισμό του E[I]θα πρέπει k = 1. Έτσι, για k = 1, η Εξ. (Π.2.10) γράφεται:

$$\int_{0}^{\infty} I G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{B}{A_{0}g} I \bigg|_{\psi^{2} - 1, a - 1, k - 1} \right) dI =$$

$$= \frac{a\Gamma(a)\Gamma(1)}{1 + \psi^{2}} \left(\frac{A_{0}g}{B} \right)^{2} = \frac{a\Gamma(a)}{1 + \psi^{2}} \left(\frac{A_{0}g}{B} \right)^{2}$$
(II.2.11)

αφού $\Gamma(1) = 1$.

Έτσι, λόγω της Εξ. (Π.2.11), η Εξ. (Π.2.7) γράφεται:

$$E[I] = \frac{\psi^2 AB}{2A_0 g} \sum_{k=1}^{b} a_k B^{-\left(\frac{a+k}{2}\right)} \frac{ak\Gamma(a)\Gamma(k)}{1+\psi^2} \left(\frac{A_0 g}{B}\right)^2 = = \frac{A}{2} \frac{\psi^2}{\psi^2 + 1} \frac{A_0 g}{B} a\Gamma(a) \sum_{k=1}^{b} a_k B^{-\left(\frac{a+k}{2}\right)} k\Gamma(k)$$
(II.2.12)

Επειδή όμως, όπως πρωτοειπώθηκε, ο υπολογισμός του E[I]απαιτεί ότι k = 1, τότε για b = k = 1, η Εξ. (Π.2.12), γράφεται:

$$E[I] = \frac{A}{2} \frac{\psi^2}{\psi^2 + 1} \frac{A_0 g}{B} a \Gamma(a) a_1 B^{-\left(\frac{a+1}{2}\right)} \cdot 1 \cdot \Gamma(1)$$
(II.2.13)

 $\Delta \text{edoménou tword oti}, \ a_k \in \aleph, \ \text{dhadh}, \ a_k = \binom{b-1}{k-1} \left(\frac{(bc+\Omega)^{1-\frac{k}{2}}}{(k-1)!} \right) \left(\frac{\Omega}{c} \right)^{k-1} \left(\frac{a}{b} \right)^{\frac{k}{2}}, \ \text{iscnit}:$

$$a_{1} = \binom{1-1}{1-1} \left(\frac{(c+\Omega)^{1-\frac{1}{2}}}{(1-1)!} \right) \left(\frac{\Omega}{c} \right)^{1-1} \left(\frac{a}{1} \right)^{\frac{1}{2}} = (c+\Omega)^{\frac{1}{2}} \cdot a^{\frac{1}{2}}$$
(II.2.14)

αφού b = k = 1.

Aντίστοιχα, δεδομένου ότι
$$A \in \mathbb{N}$$
 ισχύει ότι $A = \frac{\left(2a^{\frac{a}{2}}(bc)^{b+\frac{a}{2}}\right)}{\left(c^{\frac{a+2}{2}}\Gamma(a)(bc+\Omega)^{b+\frac{a}{2}}\right)}$. Έτσι, για $b = k = 1$,

λαμβάνουμε ότι:

$$A = \frac{2 \cdot a^{\frac{a}{2}} \cdot c^{1 + \frac{a}{2}}}{c^{1 + \frac{a}{2}} \cdot \Gamma(a) \cdot (c + \Omega)^{1 + \frac{a}{2}}}$$
(II.2.15)

Επίσης, δεδομένου ότι $B \in \mathbb{N}$, ισχύει ότι $B = \frac{ab}{(bc + \Omega)}$, και άρα, για b = 1, λαμβάνουμε ότι:

$$B = \frac{a}{(c+\Omega)} \tag{\Pi.2.16}$$

Επομένως, λαμβάνοντας υπόψη πως $\Gamma(1) = 1$, και αντικαθιστώντας τις Εξ. (Π.2.14), Εξ. (Π.2.15) και Εξ. (Π.2.16) στην Εξ. (Π.2.13), η τελευταία γράφεται τελικά ως:

$$E[I] = \frac{1}{2} \frac{2 \cdot a^{\frac{a}{2}}}{\Gamma(a) \cdot (c+\Omega)^{1+\frac{a}{2}}} \frac{\psi^2}{\psi^2 + 1} \frac{A_0 g}{(c+\Omega)} a \Gamma(a) (c+\Omega)^{\frac{1}{2}} \cdot a^{\frac{1}{2}} \left(\frac{a}{(c+\Omega)}\right)^{-\left(\frac{a+1}{2}\right)}$$
$$= \frac{a^{\frac{a}{2}}}{(c+\Omega)(c+\Omega)^{\frac{a}{2}}} \frac{\psi^2}{\psi^2 + 1} A_0 g(c+\Omega) (c+\Omega)^{\frac{1}{2}} \cdot a^{\frac{1}{2}} \frac{a^{-\frac{a}{2}} a^{-\frac{1}{2}}}{(c+\Omega)^{-\frac{a}{2}} (c+\Omega)^{-\frac{1}{2}}}$$
$$= \frac{\psi^2}{\psi^2 + 1} A_0 g(c+\Omega)$$
(II.2.17)

Έχοντας αποδείξει λοιπόν την Εξ. (Π.2.17), δηλαδή ότι $E[I] = \frac{\psi^2}{\psi^2 + 1} A_0 g(c + \Omega)$, η Εξ. (Π.2.3), γράφεται τελικά λόγω της Εξ. (Π.2.17), ως:

$$\mu = \left(\frac{\eta}{N_0}\right)^2 \left(\frac{\psi^2}{\psi^2 + 1}\right)^2 A_0 g\left(c + \Omega\right)^2 \tag{\Pi.2.18}$$

Για μηδενικής μετατόπισης σφάλματα σκόπευσης, ισχύει g = 1, και η Εξ. (Π.2.18), δίνει:

$$\mu_{z} = \left(\frac{\eta}{N_{0}}\right)^{2} \left(\frac{\psi^{2}}{\psi^{2}+1}\right)^{2} A_{0} \left(c+\Omega\right)^{2}$$
(II.2.19)

Σημειώνεται ότι η παραπάνω ανάλυση υπολογισμού του αναμενόμενου SNR εφαρμόζεται και για τις υπόλοιπες, απλούστερες κατανομές τυρβώδους ατμοσφαιρικής ροής.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

Abou-Rjeily C., and Slim A. (2011). Cooperative diversity for free-space optical communications: Transceiver design and performance analysis. *IEEE Transactions on Communications*, 59(3), 658-663.

Abramowitz M., and Stegun I.A. (1972). *Handbook of mathematical functions: with formulas, graphs, and mathematical tables* (Vol. 55). New York: Dover publications.

Acampora A.S., and Krishnamurthy S.V. (1999). A broadband wireless access network based on meshconnected free-space optical links. *IEEE Personal Communications*, 6(5), 62-65.

Achour M., "Simulating atmospheric free-space optical propagation: Rainfall attenuation," Proc. SPIE, Free Space Laser Comm. Tech. XIV, vol. 4635, 2002.

Achour M., "Simulating atmospheric free-space optical propagation: II. Haze, fog, and low clouds attenuations," Proc. SPIE, Opt. Wireless Comm. V, vol. 4873, 2002.

Adamchik V.S., and Marichev O.I. (1990, July). 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* (pp. 212-224). ACM.

Agrawal G.P., "Nonlinear Fiber Optics", 3rd Edition, Academic Press, 2001

Anderson G.P., Clough S.A., Kneizys F.X., Chetwynd J.H., and Shettle E.P. (1986). *AFGL atmospheric constituent profiles (0.120 km)* (No. AFGL-TR-86-0110). Air Force Geophysics Lab Hanscom AFB MA.

Ahmad I., and Habibi D. (2008, December). A novel mobile WiMAX solution for higher throughput. In *Networks, 2008. ICon 2008. 16th IEEE International Conference on* (pp. 1-5). IEEE.

Akella J., Yuksel M., and Kalyanaraman S. (2005, May). Error analysis of multi-hop free-space optical communication. In *Communications, 2005. ICC 2005. 2005 IEEE International Conference on* (Vol. 3, pp. 1777-1781). IEEE.

Al-Habash M.A., L.C. Andrews, and R.L. Phillips, "Mathematical model for the irradiance probability density function of a laser beam propagating through turbulent media", *Optical Engineering*, 40(8), 1554-1562, 2001.

Alkholidi A., and Altowij K. (2012). Effect of clear atmospheric turbulence on quality of free space optical communications in Western Asia. In *Optical Communications Systems*. InTech.

Alkholidi A.G., and Altowij K.S. (2014). Free space optical communications—Theory and practices. In *Contemporary Issues in Wireless Communications*. InTech.

Al Naboulsi M.C., Sizun H., and de Fornel F. (2004). Fog attenuation prediction for optical and infrared waves. *Optical Engineering*, 43(2), 319-330.

Alouini M.S., and Simon M.K. (2000). An MGF-based performance analysis of generalized selection combining over Rayleigh fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 48(3), 401-415.

Al-Quwaiee H., Yang H.C., and Alouini M.S., "On the asymptotic capacity of dual-aperture FSO systems with generalized pointing error model," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 9, pp. 6502-6512, 2016.

Al-Raweshidy H., and Komaki S. (2002). *Radio over fiber technologies for mobile communications networks*. Artech House.

Andrews L.C., and R.L. Phillips, "I–K distribution as a universal propagation model of laser beams in atmospheric turbulence," *JOSA A*, vol. 2, no.2, pp. 160-163, 1985.

Andrews L.C., and R.L. Phillips, "Mathematical genesis of the I–K distribution for random optical fields," *JOSA A*, vol. 3, no. 11, pp. 1912-1919, 1986.

Andrews L.C., Phillips R.L., Hopen C.Y., and Al-Habash M.A. (1999). Theory of optical scintillation. *JOSA A*, *16*(6), 1417-1429.

Andrews L.C., Phillips R.L., and Hopen C.Y. (2001). *Laser beam scintillation with applications* (Vol. 99). SPIE press.

Andrews L.C. (2004). Atmospheric optics. SPIE Field Guides.

Andrews L.C., and Phillips, R.L. (2005). *Laser beam propagation through random media* (Vol. 152). Bellingham, WA: SPIE press.

Ansari I.S., Yilmaz F., and Alouini M.S. (2013). Impact of pointing errors on the performance of mixed RF/FSO dual-hop transmission systems. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2(3), 351-354.

Ansari I.S., Yilmaz F., and Alouini M.S. (2015, May). Performance analysis of FSO links over unified Gamma-Gamma turbulence channels. In *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2015 IEEE* 81st (pp. 1-5). IEEE.

Ansari I.S., Alouini M.S., and Cheng J. (2015). Ergodic capacity analysis of free-space optical links with nonzero boresight pointing errors. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, *14*(8), 4248-4264.

Ansari I.S., F. Yilmaz, and M.S. Alouini, "Performance Analysis of Free-Space Optical Links Over Malaga Turbulence Channels With Pointing Errors," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 1, pp. 91-102, 2016.

Armstrong J. (2009). OFDM for optical communications. Journal of lightwave technology, 27(3), 189-204.

Arnon S., and Kopeika N.S. (1997). Laser satellite communication network-vibration effect and possible solutions. *Proceedings of the IEEE*, 85(10), 1646-1661.

Arnon S. (2003). Effects of atmospheric turbulence and building sway on optical wireless-communication systems. *Optics letters*, 28(2), 129-131.

Arnon S. (2003). Optimization of urban optical wireless communication systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2(4), 626-629.

Audeh M.D., and Kahn J.M. (1994, May). Performance evaluation of L-pulse-position modulation on nondirected indoor infrared channels. In *Communications*, 1994. ICC'94, SUPERCOMM/ICC'94, Conference Record, Serving Humanity Through Communications. IEEE International Conference on (pp. 660-664). IEEE.

Awan M.S., Csurgai-Horvath L., Muhammad S.S., Leitgeb E., Nadeem F., and Khan M.S. (2009). Characterization of Fog and Snow Attenuations for Free-Space Optical Propagation. *JCM*, *4*(8), 533-545.

Balaji K.A., and Prabu K. (2018). Performance evaluation of FSO system using wavelength and time diversity over malaga turbulence channel with pointing errors. *Optics Communications*, *410*, 643-651.

Barrios R., and Dios F. (2012). Exponentiated Weibull distribution family under aperture averaging for Gaussian beam waves. *Optics express*, 20(12), 13055-13064.

Barry J.D., and Mecherle G.S. (1985). Beam pointing error as a significant design parameter for satelliteborne, free-space optical communication systems. *Optical Engineering*, 24(6), 241049.

Bayaki E., Michalopoulos D.S., and Schober R. (2012). EDFA-based all-optical relaying in free-space optical systems. *IEEE Transactions on Communications*, 60(12), 3797-3807.

Bekkali A., Naila C.B., Kazaura K., Wakamori K., and Matsumoto M. (2010). Transmission analysis of OFDM-based wireless services over turbulent radio-on-FSO links modeled by gamma–gamma distribution. *IEEE Photonics Journal*, 2(3), 510-520.

Bell A.G. (1880). ART. XXXIV.--On the Production and Reproduction of Sound by Light. *American Journal of Science (1880-1910)*, 20(118), 305.

Bhatnagar M.R., and Anees S. (2015). On the performance of Alamouti scheme in Gamma-Gamma fading FSO links with pointing errors. *IEEE Wireless Communications Letters*, 4(1), 94-97.

Bishop C.M. (2006). Pattern recognition and machine learning. Springer Science & Business Media, p.55.

Biswas A., Boroson D., and Edwards B. (2006, February). Mars laser communication demonstration: what it would have been. In *Proc. SPIE* (Vol. 6105, p. 610502).

Boluda-Ruiz R., Garcia-Zambrana A., Castillo-Vazquez C., and Castillo-Vazquez B. (2016). Novel approximation of misalignment fading modeled by Beckmann distribution on free-space optical links. *Optics* express, 24(20), 22635-22649.

Boluda-Ruiz R., Garcia-Zambrana A., Castillo-Vazquez B., and Castillo-Vazquez C. (2016). Impact of nonzero boresight pointing error on ergodic capacity of MIMO FSO communication systems. *Optics express*, 24(4), 3513-3534.

Bonetto E., Chiaraviglio L., Cuda D., Castillo G. A. G., and Neri F. (2009, September). Optical technologies can improve the energy efficiency of networks. In *Optical Communication*, 2009. ECOC'09. 35th European Conference on (pp. 1-4). IEEE.

Boroson D.M., Scozzafava J.J., Murphy D.V., Robinson B.S., and Lincoln M. I. T. (2009, July). The lunar laser communications demonstration (LLCD). In *Third IEEE International Conference on Space Mission Challenges for Information Technology* (pp. 23-28). IEEE.

Boroson D.M., Robinson B.S., Murphy D.V., Burianek D.A., Khatri F., Kovalik J.M., Sodnik Z., and Cornwell D.M. (2014, March). Overview and results of the lunar laser communication demonstration. In *Free-Space Laser Communication and Atmospheric Propagation XXVI* (Vol. 8971, p. 89710S). International Society for Optics and Photonics.

Bloom S., Korevaar E., Schuster J. and Willebrand H., 2003. Understanding the performance of free-space optics. *Journal of optical Networking*, 2(6), pp.178-200.

Borah D.K., and Voelz D.G. (2007). Estimation of laser beam pointing parameters in the presence of atmospheric turbulence. *Applied optics*, 46(23), 6010-6018.

Bourazani D., Stassinakis A.N., Nistazakis H.E., Varotsos G.K., Tsigopoulos A.D., and Tombras G.S., "Experimental accuracy investigation for irradiance fluctuations of FSO links modeled by Gamma distribution", 8th International Conference from "Scientific Computing to Computational Engineering", 2018.

Brandenburg J.C., and Liu J.Q. (2009). Signal detection for optical communications through the turbulent atmosphere. *IEEE Transactions on Communications*, *57*(11).

Cang J., and Liu X. (2011). Scintillation index and performance analysis of wireless optical links over non-Kolmogorov weak turbulence based on generalized atmospheric spectral model. *Optics Express*, 19(20), 19067-19077.

Carbonneau T.H. and Wisley D.R., 1998, "Opportunities and Challenges for optical wireless; the competitive advantage of free space telecommunications links in today's crowded market place", in SPIE conference on Optical Wireless Communications, Massachusetts.

Chan V.W. (2006). Free-space optical communications. Journal of Lightwave technology, 24(12), 4750-4762.

Chand N., Hunton A.J., and Eteson B.M. (2008, August). A comparative study of 2.667 Gb/s OOK, DPSK, and PPM modulation formats for FSO applications. In *Free-Space Laser Communications VIII* (Vol. 7091, p. 70910G). International Society for Optics and Photonics.

Chang W.S. (Ed.). (2007). *RF photonic technology in optical fiber links*. Cambridge University Press, ch2, pp. 35-53.

Charles F.J., and Lindsey W.C. (1966). Some analytical and experimental phase-locked loop results for low signal-to-noise ratios. *Proceedings of the IEEE*, 54(9), 1152-1166.

Charles C.T., 2007, "Wireless data links for biomedical implants: Current research and future directions". In *Biomedical Circuits and Systems Conference*, 2007. *BIOCAS* 2007, *IEEE*, pp. 13-16, IEEE.

Chatzidiamantis N.D., Karagiannidis G.K., Kriezis E.E., and Matthaiou M. (2011, June). Diversity combining in hybrid RF/FSO systems with PSK modulation. In *Communications (ICC), 2011 IEEE International Conference on* (pp. 1-6). IEEE.

Chatzidiamantis N.D., Michalopoulos D.S., Kriezis E.E., Karagiannidis G.K., and Schober R. (2013). Relay selection protocols for relay-assisted free-space optical systems. *Journal of Optical Communications and Networking*, *5*(1), 92-103.

Chen C.C., and Gardner C.S. (1989). Impact of random pointing and tracking errors on the design of coherent and incoherent optical intersatellite communication links. *IEEE transactions on Communications*, *37*(3), 252-260.

Chen L., Krongold B., and Evans J. (2009, June). Performance evaluation of optical OFDM systems with nonlinear clipping distortion. In *Communications, 2009. ICC'09. IEEE International Conference on* (pp. 1-5). IEEE.

Chiani M., Dardari D. and Simon M.K., 2003, "New exponential bounds and approximations for the computation of error probability in fading channels", IEEE Transactions Wireless Communications, vol. 2, no. 4.

Cordeiro C., Gossain H., Ashok R., and Agrawal, D.P. (2003, May). The last mile: Wireless technologies for broadband and home networks. In *Tutorial Presented in the 21th Brazilian Symposium on Computer Networks*.

Cox C.H. (2004). Analog optical links: theory and practice, 1st ed., ch.2, pp.19-24.

Cvijetic N., Qian D., and Wang T. (2008, February). 10Gb/s free-space optical transmission using OFDM. In *Optical Fiber Communication Conference* (p. OThD2). Optical Society of America.

Dat P.T., Naila C.B., Liu P., Wakamori K., Matsumoto M., and Tsukamoto K. (2011). Next generation free space optics systems for ubiquitous communications. *Piers online*, 7(1), 75-80.

Datsikas C.K., Peppas K.P., Sagias N.C., and Tombras G.S. (2010). Serial free-space optical relaying communications over gamma-gamma atmospheric turbulence channels. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2(8), 576-586.

Davis J., and Tango W. (1996). Measurement of the atmospheric coherence time. *Publications of the Astronomical Society of the Pacific*, 108(723), 456.

De Abreu G.T. (2008). On the generation of Tikhonov variates. *IEEE Transactions on Communications*, 56(7).

Dettmer R. (2001). A ray of light [free space optical transmission]. IEE Review, 47(2), 32-33.

Dimitrov S., Sinanovic S., and Haas H. (2012). Clipping noise in OFDM-based optical wireless communication systems. *IEEE Transactions on Communications*, 60(4), 1072-1081.

Dixon B.J., Pollard R.D., and Iezekiel S. (2001). Orthogonal frequency-division multiplexing in wireless communication systems with multimode fiber feeds. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49(8), 1404-1409.

Djordjevic G.T., Petkovic M.I., Spasic M., Antic D.S., "Outage capacity of FSO link with pointing errors and link blockage". *Opt. Exp.*, (2016), 24(1), 219-230.

Djordjevic G.T. (2014). Effect of phase noise on bit error rate performance of BPSK subcarrier intensity modulated wireless optical systems-simulation study. *Facta Universitatis, Series: Automatic Control and Robotics*, 12(3), 189-195.

Djordjevic G., Petkovic M., Cvetkovic A., and Karagiannidis G. (2015). Mixed RF/FSO relaying with outdated channel state information. *IEEE Journal on selected areas in Communications*.

Edwards B.L., Israel D., Wilson K., Moores J., and Fletcher A. (2012, June). Overview of the laser communications relay demonstration project. In *Proceedings of SpaceOps* (Vol. 1261897).

Eng T., and Milstein L.B. (1997). Partially coherent DS-SS performance in frequency selective multipath fading. *IEEE transactions on communications*, 45(1), 110-118.

Epple B., "Simplified channel model for simulation of free-space optical communications," J. Opt. Comm. and Net., vol. 2, no. 5, pp. 293–304, 2010.

Fadhil H.A., Amphawan A., Shamsuddin H.A., Abd, T.H., Al-Khafaji H.M., Aljunid S.A., and Ahmed N. (2013). Optimization of free space optics parameters: An optimum solution for bad weather conditions. *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, *124*(19), 3969-3973.

Farid A.A., and Hranilovic S. (2007). Outage capacity optimization for free-space optical links with pointing errors. *Journal of Lightwave technology*, 25(7), 1702-1710.

Farid A.A., and Hranilovic S. (2010, December). Diversity gains for MIMO wireless optical intensity channels with atmospheric fading and misalignment. In *GLOBECOM Workshops (GC Wkshps), 2010 IEEE* (pp. 1015-1019). IEEE.

Farid A.A., and Hranilovic, S. (2012). Diversity gain and outage probability for MIMO free-space optical links with misalignment. *IEEE Transactions on Communications*, 60(2), 479-487.

Feng M., Wang J.B., Sheng M., Cao L.L., Xie, X.X., and Chen M. (2011, November). Outage performance for parallel relay-assisted free-space optical communications in strong turbulence with pointing errors. In *Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), 2011 International Conference on* (pp. 1-5). IEEE.

Fried D.L. (1965). Statistics of a geometric representation of wavefront distortion. JOSA, 55(11), 1427-1435.

Fried D.L. (1973). Statistics of laser beam fade induced by pointing jitter. Applied optics, 12(2), 422-423.

Fried D.L., "Optical heterodyne detection of an atmospherically distorted signal wave front," in *Proc. of the IEEE*, 1967, vol. 55, no. 1, pp. 57-77.

Fu H.H., Wang P., Wang R.R., Liu X.X., Guo L.X., and Yang Y.T. (2016). Performance analysis of relayaided free-space optical communication system over gamma-gamma fading channels with pointing errors. *Optoelectronics Letters*, *12*(4), 294-298.

Gagliardi R.M., and Karp S. (1995). Optical communications. 2nd ed. New York: John Wiley.

Gappmair W., and Muhammad S.S. (2007). Error performance of PPM/Poisson channels in turbulent atmosphere with gamma-gamma distribution. *Electronics Letters*, 43(16), 880-882.

Gappmair W., and Muhammad, S.S. (2007). Error performance of terrestrial FSO links modelled as PPM/Poisson channels in turbulent atmosphere. *Electronics Letters*, *43*(5), 302-304.

Gappmair W., S. Hranilovic and E. Leitgeb, "Performance of PPM on terrestrial FSO links with turbulence and pointing errors," *IEEE Communications Letters*, vol. 14, no. 5, 2010.

Gappmair W., Hranilovic S., and Leitgeb E. (2011). OOK performance for terrestrial FSO links in turbulent atmosphere with pointing errors modeled by Hoyt distributions. *IEEE Communications Letters*, *15*(8), 875-877.

Gappmair W. (2011). Further results on the capacity of free-space optical channels in turbulent atmosphere. *IET communications*, *5*(9), 1262-1267.

Gappmair W. (2012). Novel results on pulse-position modulation performance for terrestrial free-space optical links impaired by turbulent atmosphere and pointing errors. *IET communications*, 6(10), 1300-1305.

Gappmair W., and Nistazakis H.E. (2017). Subcarrier PSK Performance in Terrestrial FSO Links Impaired by Gamma-Gamma Fading, Pointing Errors, and Phase Noise. *Journal of Lightwave Technology*, *35*(9), 1624-1632.

Garcia-Zambrana A. (2007). Error rate performance for STBC in free-space optical communications through strong atmospheric turbulence. *IEEE communications letters*, 11(5).

Garcia-Zambrana A., Castillo-Vazquez B., and Castillo-Vazquez C. (2010). Average capacity of FSO links with transmit laser selection using non-uniform OOK signaling over exponential atmospheric turbulence channels. *Optics Express*, *18*(19), 20445-20454.

Garcia-Zambrana A., Castillo-Vazquez C. and Castillo-Vazquez B. (2011). Outage performance of MIMO FSO links over strong turbulence and misalignment fading channels. *Optics express*, *19*(14), 13480-13496.

Garcia-Zambrana A., Castillo-Vazquez B., and Castillo-Vazquez C. (2012). Asymptotic error-rate analysis of FSO links using transmit laser selection over gamma-gamma atmospheric turbulence channels with pointing errors. *Optics express*, 20(3), 2096-2109.

Garcia-Zambrana A., Castillo-Vazquez C., Castillo-Vazquez B., and Boluda-Ruiz R. (2012). Bit detect and forward relaying for FSO links using equal gain combining over gamma-gamma atmospheric turbulence channels with pointing errors. *Optics express*, 20(15), 16394-16409.

Garcia-Zambrana A., Boluda-Ruiz R., Castillo-Vazquez C., and Castillo-Vazquez B. (2014). Transmit alternate laser selection with time diversity for FSO communications. *Optics Express*, 22(20), 23861-23874.

Garrido-Balsells J.M., A. Jurado-Navas, J.F. Paris, M. Castillo-Vazquez, and A. Puerta-Notario, "On the capacity of M-distributed atmospheric optical channels", *Optics letters*, 38(20), 3984-3987, 2013.

Garrido-Balsells J.M., Jurado-Navas A., Paris J.F., Castillo-Vazquez M., and Puerta-Notario A. (2015). Novel formulation of the M model through the Generalized-K distribution for atmospheric optical channels. *Optics express*, *23*(5), 6345-6358.

Ghassemi A., Gulliver T.A., Cioffi J.M., and Karagiannidis G. K. (2014, December). Radio over fiber based networks for the smart grid. In *GLOBECOM* (pp. 2605-2611).

Ghassemlooy Z., Popoola W.O., and Leitgeb E., "Free-space optical communication using subcarrier modulation in gamma-gamma atmospheric turbulence," in *Transparent Optical Networks. ICTON'07. 9th International Conference on. IEEE*, July 2007, vol. 3, pp. 156-160.

Ghassemlooy Z., Popoola W.O., Rajbhandari S., Amiri M., and Hashemi S. (2007, December). A synopsis of modulation techniques for wireless infrared communication. In *ICTON Mediterranean Winter Conference*, 2007. *ICTON-MW 2007* (pp. 1-6). IEEE.

Ghassemlooy Z., and W.O. Popoola, "Terrestrial free-space optical communications", in *Mobile and Wireless Communications: Network Layer and Circuit Level Design*, S.A. Fares and F. Adachi, Eds. InTech, 2010.

Ghassemlooy Z., Popoola W., and Rajbhandari S. (2012). *Optical wireless communications: system and channel modelling with Matlab*[®]. CRC press.

Ghassemlooy Z., Tang X., and Rajbhandari S. (2012). Experimental investigation of polarisation modulated free space optical communication with direct detection in a turbulence channel. IET communications, 6, (11), 1489-1494.

Ghassemlooy Z., Arnon S., Uysal M., Xu Z., and Cheng J. (2015). Emerging optical wireless communications-advances and challenges. *IEEE journal on selected areas in communications*, 33(9), 1738-1749.

Gil Y., Rotter N., and Arnon S., 2012, "Feasibility of retroreflective transdermal optical wireless communication", *Applied optics*, vol. 51, no.18, pp. 4232-4239.

Goodman J.W. (1985). Statistical optics. New York, John Wiley.

Goodwin F.E. (1970). A review of operational laser communication systems. *Proceedings of the IEEE*, 58(10), 1746-1752.

Gould R.G. (1959, June). The LASER, light amplification by stimulated emission of radiation. In *The Ann* Arbor conference on optical pumping, the University of Michigan (Vol. 15, p. 128).

Gradshteyn I.S and Ryzhik I.M., 2007. "Table of Integrals, Series, and Products", edited by Alan Jeffrey and Daniel Zwillinger (eds.), 7th edition.

Gradshteyn I.S. Ryzhik I.M., 2000. Table of Integrals, Series, and Products. 6th edition, Academic, New York.

Hall R.N., Fenner G.E., Kingsley J.D., Soltys T.J., and Carlson R.O. (1962). Coherent light emission from GaAs junctions. *Physical Review Letters*, *9*(9), 366.

Hasegawa A., and Kodama Y. (1995). Solitons in optical communications (No. 7). Oxford University Press, USA.

Hassan M.Z., Hossain M.J., and Cheng J. (2013). Performance of non-adaptive and adaptive subcarrier intensity modulations in gamma-gamma turbulence. *IEEE Transactions on Communications*, 61(7), 2946-2957.

Hassan M.Z., Hossain M.J., Cheng J., and Leung V.C. (2016). Subcarrier intensity modulated optical wireless communications: a survey from communication theory perspective. *ZTE Communications*, *14*(2), 2-12.

Hemmati H. (Ed.). (2006). Deep space optical communications (Vol. 11). John Wiley & Sons.

Henniger H. and Wilfert O., 2010. An Introduction to Free-space Optical Communications. *Radioengineering*, *19*(2).

Hranilovic S. (2006). Wireless optical communication systems. Springer Science & Business Media.

http://www.grc.nasa.gov/WWW/K-l2/airplane/atmosmet.html

Huang W., Takayanagi J., Sakanaka T., and Nakagawa M. (1993). Atmospheric optical communication system using subcarrier PSK modulation. *IEICE Transactions on Communications*, 76(9), 1169-1177.

Ibrahim M.M., and A.M. Ibrahim, "Performance analysis of optical receivers with space diversity reception," in *IEEE Proc.-Communications*, 1996, vol. 143, no. 6, pp. 369-372.

International Electrotechnical Commission. (2007). Safety of laser products-Part 1: Equipment classification and requirements. *IEC 60825-1*.

Israel D.J., Edwards B.L., and Staren J.W. (2017, March). Laser Communications Relay Demonstration (LCRD) update and the path towards optical relay operations. In *Aerospace Conference*, 2017 IEEE (pp. 1-6). IEEE.

Iwasaki S., Wada M., Endo T., Fujii T., and Tanimoto M. (2007, June). Basic experiments on paralle wireless optical communication for ITS. In *Intelligent Vehicles Symposium*, 2007 IEEE (pp. 321-326). IEEE.

Jakeman E., and Pusey P.N. (1976). A model for non-Rayleigh sea echo. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 24(6), 806-814.

Jakeman E., and Pusey, P.N. (1978). Significance of K distributions in scattering experiments. *Physical Review Letters*, 40(9), 546.

Jakeman E. (1980). On the statistics of K-distributed noise. *Journal of Physics A: Mathematical and General*, 13(1), 31.

Jia Z., Zhu Q., and Ao F. (2006, November). Atmospheric attenuation analysis in the FSO link. In *Communication Technology*, 2006. *ICCT'06. International Conference on* (pp. 1-4). IEEE.

Jurado-Navas A., Garrido-Balsells J.M., Castillo-Vazquez, M., and Puerta-Notario A. (2009). Numerical model for the temporal broadening of optical pulses propagating through weak atmospheric turbulence. *Optics letters*, *34*(23), 3662-3664.

Jurado-Navas A., Garrido-Balsells J.M., Paris J.F., and Puerta-Notario A. (2011). A unifying statistical model for atmospheric optical scintillation. *Numerical Simulations of Physical and Engineering Processes, J. Awrejcewicz, Ed., Intech.*

Jurado-Navas A., Balsells J.M.G., Paris J.F., Castillo-Vazquez M., and Puerta-Notario A. (2011). General analytical expressions for the bit error rate of atmospheric optical communication systems. *Optics letters*, *36*(20), 4095-4097.

Jurado-Navas A., J.M. Garrido-Balsells, J.F. Paris, M. Castillo-Vazquez, and A. Puerta-Notario, "Impact of pointing errors on the performance of generalized atmospheric optical channels," *Optics express*, vol. 20, no. 11, pp. 12550-12562, 2012.

Kam P.Y., Teo S.K., Some Y.K., and Tjhung T.T. (1993). Approximate results for the bit error probability of binary phase shift keying with noisy phase reference. *IEEE transactions on communications*, 41(7), 1020-1022.

Kamalakis T., Sphicopoulos T., Muhammad S.S., and Leitgeb E. (2006). Estimation of the power scintillation probability density function in free-space optical links by use of multicanonical Monte Carlo sampling. *Optics letters*, *31*(21), 3077-3079.

Kampouraki M.N., Stassinakis A.N., Nistazakis, H.E. Chronopoulos G.G., Tsigopoulos A.D., Fafalios M.E., and Tombras G.S. (2014). Experimental and Theoretical Bit Rate Estimation of Turbulence FSO Link Over the Maritime Area at Piraeus Port. *6th IC-SCCE*.

Kaplan G., and Ram U. (1990). Bounds on performance for the noisy reference PSK channel. *IEEE transactions on communications*, *38*(10), 1699-1707.

Karagiannidis G.K., Tsiftsis T.A., and Sandalidis H.G. (2006). Outage probability of relayed free space optical communication systems over strong turbulence channels. *Electronics Letters*, *42*(17), 994-996.

Karimi M., and Nasiri-Kenari M. (2009). BER analysis of cooperative systems in free-space optical networks. *Journal of Lightwave Technology*, 27(24), 5639-5647.

Karimi M., and Nasiri-Kenari M. (2011). Free space optical communications via optical amplify-and-forward relaying. *Journal of Lightwave Technology*, 29(2), 242-248.

Karp S., Gagliardi R.M., Moran S.E., and Stotts L.B. (Eds.). (2013). *Optical channels: fibers, clouds, water, and the atmosphere*. Springer Science & Business Media.

Kashani M.A., Rad M.M., Safari M., and Uysal M. (2012). All-optical amplify-and-forward relaying system for atmospheric channels. *IEEE Communications Letters*, *16*(10), 1684-1687.

Kashani M.A., Safari M., and Uysal M. (2013). Optimal relay placement and diversity analysis of relayassisted free-space optical communication systems. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 5(1), 37-47.

Katsis A., H.E. Nistazakis, and G.S. Tombras, "Bayesian and frequentist estimation of the performance of free space optical channels under weak turbulence conditions", *Journal of the Franklin Institute*, vol. 346, no.4, pp. 315-327, 2009.

Kaushal H., and Kaddoum G. (2015). Free space optical communication: challenges and mitigation techniques. *arXiv preprint arXiv:1506.04836*.

Kazaura K., Wakamori K., Matsumoto M., Higashino T., Tsukamoto K., and Komaki S. (2010). RoFSO: a universal platform for convergence of fiber and free-space optical communication networks. *IEEE Communications Magazine*, 48(2).

Kedar D., and Arnon S. (2003). Optical wireless communication through fog in the presence of pointing errors. *Applied Optics*, 42(24), 4946-4954.

Kedar D., and Arnon S. (2004). Urban optical wireless communication networks: the main challenges and possible solutions. *IEEE Communications Magazine*, 42(5), S2-S7.

Keiser G. (2003). Optical fiber communications. John Wiley & Sons, Inc.

Khalighi M.A., and Uysal M. (2014). Survey on free space optical communication: A communication theory perspective. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, *16*(4), 2231-2258.

Kiasaleh K. (2005). Performance of APD-based, PPM free-space optical communication systems in atmospheric turbulence. *IEEE transactions on communications*, 53(9), 1455-1461.

Killinger D. (2002). Free space optics for laser communication through the air. *Optics and Photonics News*, 13(10), 36-42.

Kim I.I, McArthur B. and Korevear E., 2001, "Comparison of laser beam propagation at 785nm and 1550 nm in fog and haze for optical wireless communications", Proc. SPIE, vol 4214, pp. 26-37.

Kim I.I., and Korevaar E.J. (2001, November). Availability of free-space optics (FSO) and hybrid FSO/RF systems. In *Optical Wireless Communications IV* (Vol. 4530, pp. 84-96). International Society for Optics and Photonics.

Kim I. (2009). G FSO systems position technology for the future,". Lightwave online, 19-21.

Kitsinelis S. (2016). Light sources: technologies and applications. CRC Press. p.175

Kneizys F. X., Atmospheric Transmittance/Radiance [Microform]: Computer Code LOWTRAN 6. Bedford (USA), 1983.

Kruse P.W., McGlauchlin L.D., and McQuistan R.B., 1962, "Elements of Infrared Technology: Generation, Transmission and Detection", New York: John Wiley.

Kube E. (1968). Information Transmission by light beams through the atmosphere. *Nachrichtentechnik*, *6*, 201-207.

Laourine A., A. Stephenne, and S. Affes, "Estimating the Ergodic Capacity of Log Normal Channels", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 11, no. 7, pp. 568-570, 2007.

Lee C.G., Park S.S., and Kang M. (2008). Proposal of car-to-car message delivery over optical wireless communication link. *The Review of Laser Engineering*, *36*(APLS), 1320-1322.

Leeb W.R. (1989). Degradation of signal to noise ratio in optical free space data links due to background illumination. *Applied Optics*, 28(16), 3443-3449.

Leitgeb E., Gebhart M., and Birnbacher U. (2005). Optical networks, last mile access and applications. In *Free-Space Laser Communications* (pp. 273-302). Springer New York.

Leitgeb E., Muhammad S.S., Chlestil C., Gebhart M., and Birnbacher U. (2005, July). 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). IEEE.

Leitgeb E., Muhammad S.S., Flecker B., Chlestil C., Gebhart M., and Javornik, T. (2006, June). The influence of dense fog on optical wireless systems, analysed by measurements in Graz for improving the link-reliability. In *Transparent Optical Networks, 2006 International Conference on* (Vol. 3, pp. 154-159). IEEE.

Leitgeb E., Awan M.S., Brandl P., Plank T., Capsoni C., Nebuloni R., ... & Loschnigg M. (2009, June). Current optical technologies for wireless access. In *Telecommunications*, 2009. ConTEL 2009. 10th International Conference on (pp. 7-17). IEEE.

Li J., Liu J.Q., and Taylor D.P. (2007). Optical communication using subcarrier PSK intensity modulation through atmospheric turbulence channels. *IEEE Transactions on Communications*, 55(8), 1598-1606.

Li J., Zhang X.D., Gao Q., Luo Y., and Gu D. (2008, May). Exact BEP analysis for coherent M-ary PAM and QAM over AWGN and Rayleigh fading channels. In *Vehicular Technology Conference, 2008. VTC Spring 2008. IEEE* (pp. 390-394). IEEE.

Li Y., Pioro M., and Angelakisi V. (2013, October). Design of cellular backhaul topology using the FSO technology. In *Optical Wireless Communications (IWOW), 2013 2nd International Workshop on* (pp. 6-10). IEEE.

Libich J., Komanec M., Zvanovec S., Pesek P., Popoola W.O., and Ghassemlooy Z. (2015). Experimental verification of an all-optical dual-hop 10 Gbit/s free-space optics link under turbulence regimes. *Optics letters*, *40*(3), 391-394.

Lindsey W.C. (1966). Phase-shift-keyed signal detection with noisy reference signals. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, (4), 393-401.

Liu T., Bihr U., Anis S.M. and Ortmanns M., 2012, "Optical transcutaneous link for low power, high data rate telemetry". In *Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), 2012 Annual International Conference of the IEEE*, pp. 3535-3538, IEEE.

Liu T., Bihr U., Becker J., Anders J., and Ortmanns M., 2014, "In vivo verification of a 100 Mbps transcutaneous optical telemetric link". In *Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS), 2014 IEEE*, pp. 580-583, IEEE.

Lu H., Zhao W., and Xie X. (2012). Analysis of temporal broadening of optical pulses by atmospheric dispersion in laser communication system. *Optics Communications*, 285(13-14), 3169-3173.

MacGovern A.J., Nahrstedt D.A., and Johnson M.M. (2000, July). Atmospheric propagation for tactical directed-energy applications. In *Laser Weapons Technology* (Vol. 4034, pp. 128-140). International Society for Optics and Photonics.

Maiman T.H. (1960) "Stimulated Optical Radiation in Ruby". Nature, 187 4736, pp. 493-494.

Majumdar A.K. (2005). Free-space laser communication performance in the atmospheric channel. *Journal of Optical and Fiber Communications Reports*, 2(4), 345-396.

Majumdar A.K., and Gamo H. (1982). Statistical measurements of irradiance fluctuations of a multipass laser beam propagated through laboratory-simulated atmospheric turbulence. *Applied optics*, 21(12), 2229-2235.

Majumdar A.K. (2015). Advanced Free Space Optics (FSO). Springer, 397p, ISBN 978-1-4939-0917-9.

Manea V., Dragomir R., and Puscici S. (2011). OOK and PPM modulations effects on bit error rate in terrestrial laser transmissions. *Telecomunicatii Anul LIV*, (2), 55-61.

Mansour A., Mesleh R., and Abaza M. (2017). New challenges in wireless and free space optical communications. *Optics and Lasers in Engineering*, 89, 95-108.

Marcuse D. (1980). Pulse distortion in single-mode fibers. Applied Optics, 19(10), 1653-1660.

Marcuse D. (1981). Pulse distortion in single-mode fibers. 3: Chirped pulses. Applied Optics, 20(20), 3573-3579.

Marsh G.W., and Kahn J.M. (1997). Channel reuse strategies for indoor infrared wireless communications. *IEEE Transactions on Communications*, *45*(10), 1280-1290.

Matsumoto M., Kazaura K., Dat P., Shah A., Omae K., Suzuki T., ... & Komaki S. (2008, May). An alternative access technology for next generation networks based on full-optical wireless communication links. In *Innovations in NGN: Future Network and Services, 2008. K-INGN 2008. First ITU-T Kaleidoscope Academic Conference* (pp. 221-228). IEEE.

Mengali U. (1997). Synchronization Techniques for Digital Receivers. Springer Science & Business Media.

Miranda H., Gilja V., Chestek C.A., Shenoy K.V. and Meng T.H., 2010, "HermesD: A high-rate long-range wireless transmission system for simultaneous multichannel neural recording applications", *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 4, no. 3, pp.181-191.

Miridakis N.I., Matthaiou M., and Karagiannidis G.K. (2014). Multiuser relaying over mixed RF/FSO links. *IEEE Transactions on Communications*, 62(5), 1634-1645.

Mohamed A.E.N.A., El Halawany M.M., Rashed A.N.Z., and El Nabawy A.E. (2009). Transmission Performance Analysis of Digital Wire and Wireless Optical Links in Local and Wide Areas Optical Networks. *arXiv preprint arXiv:0908.1057*.

Mostafa A., and Hranilovic S. (2012). In-field demonstration of OFDM-over-FSO. *IEEE Photonics Technology Letters*, 24(8), 709-711.

Muhammad S.S., Kohldorfer P., and Leitgeb E. (2005, July). Channel modeling for terrestrial free space optical links. In *Transparent Optical Networks*, 2005, *Proceedings of 2005 7th International Conference* (Vol. 1, pp. 407-410). IEEE.

Muhammad S.S., Gappmair W., and Leitgeb E. (2006, September). PPM channel capacity evaluation for terrestrial FSO links. In *Satellite and Space Communications, 2006 International Workshop on* (pp. 222-226). IEEE.

Muhammad S.S., Flecker B., Leitgeb E., and Gebhart M. (2007). Characterization of fog attenuation in terrestrial free space optical links. *Optical Engineering*, *46*(6), 066001-066001.

Najib M. A., and Prabhu V.K. (1998, June). Lower bounds on error performance for BPSK and QPSK systems with imperfect carrier phase recovery. In *Communications, 1998. ICC 98. Conference Record. 1998 IEEE International Conference on* (Vol. 3, pp. 1253-1258). IEEE.

Najjar M., and Rezig H. (2008, December). Performance study of high bit rate indoor wireless optical networks. In *Mediterranean Winter*, 2008. *ICTON-MW* 2008. 2nd ICTON (pp. 1-5). IEEE.

Nathan M.I., Dumke W.P., Burns G., Dill Jr F.H., and Lasher G. (1962). Stimulated emission of radiation from GaAs p- n junctions. *Applied Physics Letters*, 1(3), 62-64.

Navidpour S.M., Uysal M., and Kavehrad M. (2007). BER performance of free-space optical transmission with spatial diversity. *IEEE Transactions on wireless communications*, 6(8).

Ninos M.P., Nistazakis H.E., Stassinakis A.N., Varotsos G.K., Tombras G.S., and Volos C.K. (2017, May). Block error rate estimation for wireless optical communication links over strong turbulence channels with pointing errors. In *Modern Circuits and Systems Technologies (MOCAST), 2017 6th International Conference* on (pp. 1-4). IEEE.

Nistazakis H.E., Kevrekidis P.G., Malomed B.A., Frantzeskakis D.J., and Bishop A.R. (2002). Targeted transfer of solitons in continua and lattices. *Physical Review E*, *66*(1), 015601.

Nistazakis H.E., Rapti Z., Frantzeskakis D.J., Kevrekidis P.G., Sodano P., and Trombettoni A. (2008). Rabi switch of condensate wave functions in a multicomponent Bose gas. *Physical Review A*, 78(2), 023635.

Nistazakis H.E., Karagianni E.A., Tsigopoulos A.D., Fafalios M.E., and Tombras G.S. (2009). Average capacity of optical wireless communication systems over atmospheric turbulence channels. *Journal of Lightwave Technology*, 27(8), 974-979.

Nistazakis H.E., Tsiftsis T.A., and Tombras G.S. (2009). Performance Analysis of Free-Space Optical Communication Systems Over Atmospheric Turbulence Channels. *IET Communications vol. 3*, 1402-1409.

Nistazakis H.E., Tsigopoulos A.D., Hanias M.P., Psychogios C., Marinos D., Aidinis C., and Tombras G S. (2011). Estimation of Outage Capacity for Free Space Optical Links over IK and K Turbulent Channels. *Radioengineering*, 20(2).

Nistazakis H.E., Assimakopoulos V.D., and Tombras G.S. (2011). Performance estimation of free space optical links over negative exponential atmospheric turbulence channels. *OPTIK-International Journal for Light and Electron Optics*, *122*(24), 2191-2194.

Nistazakis H.E., and Tombras G.S. (2012). On the use of wavelength and time diversity in optical wireless communication systems over gamma–gamma turbulence channels. *Optics & laser technology*, 44(7), 2088-2094.

Nistazakis H.E., Katsis A., and Tombras G.S. (2012). On the Reliability and Performance of FSO and Hybrid FSO Communication Systems over Turbulent Channels. *Nova Publishers*, 69-112.

Nistazakis H.E. (2013). A time-diversity scheme for wireless optical links over exponentially modeled turbulence channels. *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, *124*(13), 1386-1391.

Nistazakis H.E., A.N. Stassinakis, S.S. 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," *Elsevier Opt. Laser Technol.*, vol. 64, pp. 106–112, Dec. 2014.

Nistazakis H.E., Stassinakis A.N., Sinanovic S., Popoola W.O., and Tombras G.S. (2015). 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 Optoelectronics*, *9*(5), 269-274.

Nistazakis H.E., Stassinakis A.N., Sandalidis H.G., and Tombras G.S. (2015). QAM and PSK OFDM RoFSO Over *M*-Turbulence Induced Fading Channels. *IEEE Photonics Journal*, 7(1), 1-11.

Nistazakis H.E., Ninos M.P., Tsigopoulos A.D., Zervos D.A., and Tombras G.S. (2016). Performance study of terrestrial multi-hop OFDM FSO communication systems with pointing errors over turbulence channels. *Journal of Modern Optics*, *63*(14), 1403-1413.

Niu M., Cheng J., and Holzman J.F. (2011). Error rate analysis of M-ary coherent free-space optical communication systems with K-distributed turbulence. *IEEE Transactions on Communications*, 59(3), 664-668.

Nor N.A.M., Ghassemlooy Z.F., Bohata J., Saxena P., Komanec M., Zvanovec S., ... and Khalighi M.A. (2017). Experimental investigation of all-optical relay-assisted 10 Gb/s FSO link over the atmospheric turbulence channel. *Journal of Lightwave Technology*, *35*(1), 45-53.

Nor N.A.M., Ghassemlooy Z., Zvanovec S., Khalighi M.A., Bhatnagar M.R., Bohata J., and Komanec M. (2017). Experimental analysis of a triple-hop relay-assisted FSO system with turbulence. *Optical Switching and Networking*.

Osche G.R. (2002). Optical detection theory for laser applications. Optical Detection Theory for Laser Applications, by Gregory R. Osche. ISBN 0-471-22411-1. Wiley-VCH, July 2002.

Park J., Lee E., and Yoon G. (2011). Average bit-error rate of the Alamouti scheme in Gamma-Gamma fading channels. *IEEE Photonics Technology Letters*, 23(4), 269-271.

Parry G. (1981). Measurement of atmospheric turbulence induced intensity fluctuations in a laser beam. *Optica Acta: International Journal of Optics*, 28(5), 715-728.

Paudel R., Ghassemlooy Z., Le-Minh H., Rajbhandari S., and Livingstone B. (2011, November). Investigation of FSO ground-to-train communications in a laboratory environment. In *Internet (AH-ICI), 2011 Second Asian Himalayas International Conference on* (pp. 1-5). IEEE.

Paudel R., Ghassemlooy Z., Le-Minh H., and Rajbhandari S. (2013). Modelling of free space optical link for ground-to-train communications using a Gaussian source. *IET Optoelectronics*, 7(1), 1-8.

Peppas K.P., Stassinakis A.N., Nistazakis H.E., and Tombras G.S. (2013). Capacity analysis of dual amplifyand-forward relayed free-space optical communication systems over turbulence channels with pointing errors. *Journal of Optical Communications and Networking*, 5(9), 1032-1042.

Petkovic M.I., Djordjevic G.T., and Milic D.N. (2014). BER performance of IM/DD FSO system with OOK using APD receiver. *Radioengineering*, 23(1), 480-487.

Petkovic M.I., and Djordjevic G.T. (2015, September). SEP analysis of FSO system employing SIM-MPSK with noisy phase reference. In *Optical Wireless Communications (IWOW), 2015 4th International Workshop* on (pp. 46-50). IEEE.

Phillips R.L., and Andrews L.C. (1981). Measured statistics of laser-light scattering in atmospheric turbulence. *JOSA*, 71(12), 1440-1445.

Popoola W.O., Ghassemlooy Z., Allen J. I. H., Leitgeb E., and Gao S. (2008). Free-space optical communication employing subcarrier modulation and spatial diversity in atmospheric turbulence channel. *IET optoelectronics*, 2(1), 16-23.

Popoola W.O., Ghassemlooy Z., and Ahmadi V. (2008). Performance of sub-carrier modulated free-space optical communication link in negative exponential atmospheric turbulence environment. *International Journal of Autonomous and Adaptive Communications Systems*, 1(3), 342-355.

Popoola W.O., and Ghassemlooy Z. (2009). BPSK subcarrier intensity modulated free-space optical communications in atmospheric turbulence. *Journal of Lightwave technology*, 27(8), 967-973.

Popoola W.O., Ghassemlooy Z., Lee C.G., and Boucouvalas A.C. (2010). Scintillation effect on intensity modulated laser communication systems—a laboratory demonstration. *Optics & Laser Technology*, 42(4), 682-692.

Prabhu V.K. (1976). PSK performance with imperfect carrier phase recovery. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, (2), 275-286.

Prabu K., Bose S., and Kumar D.S. (2012, December). Analysis of optical modulators for radio over free space optical communication systems and radio over fiber systems. In *India Conference (INDICON), 2012 Annual IEEE* (pp. 1176-1179). IEEE.

Prabu K., Bose S., and Kumar D.S. (2013). BPSK based subcarrier intensity modulated free space optical system in combined strong atmospheric turbulence. *Optics Communications*, vol. 305, 185-189.

Prabu K., Cheepalli S., and Kumar D.S. (2014). Analysis of PolSK based FSO system using wavelength and time diversity over strong atmospheric turbulence with pointing errors. *Optics Communications*, 324, 318-323.

Prabu K., and Kumar D.S. (2014). Outage Analysis of Relay-Assisted BPSK-SIM Based FSO Systems over Strong Atmospheric Turbulence with Pointing Errors. *International Journal of Computer and Communication Engineering*, *3*(5), 317.

Prabu K., and Kumar D.S. (2015). BER analysis for BPSK based SIM–FSO communication system over strong atmospheric turbulence with spatial diversity and pointing errors. *Wireless Personal Communications*, *81*(3), 1143-1157.

Pratt W.K. (1969). Laser Communication Systems. New York, John Wiley & Sons, Inc.

Press W.H., Teukolsky S.A., Vetterling W.T., and Flannery B.P. (2007). *Numerical recipes 3rd edition: The art of scientific computing*. Cambridge university press.

Proakis J.G., "Optimum receivers for the AWGN channels," in *Digital Communications, 4th ed.*, New York, McGraw-Hill, 2001, ch. 5, pp. 278-282.

Prudnikov A.P., Brychkov Y.A., Marichev O.I., and Gould G.G. (1992). Integrals and Series, 1992. Gordon and Breach, London.

Purvinskis R., Giggenbach D., Henniger H., Perlot N., and David F. (2003, July). Multiple-wavelength freespace laser communications. In *Free-Space Laser Communication Technologies XV* (Vol. 4975, pp. 12-20). International Society for Optics and Photonics.

Quist T.M., Rediker R.H., Keyes R.J., Krag W.E., Lax B., McWhorter A.L., and Zeigler H.J. (1962). Semiconductor maser of GaAs. *Applied Physics Letters*, 1(4), 91-92.

Rachmani R., and Arnon S. (2010, November). Wavelength diversity in turbulence channels for sensor networks. In *Electrical and Electronics Engineers in Israel (IEEEI), 2010 IEEE 26th Convention of* (pp. 000915-000918). IEEE.

Ramasarma V. (2002). Free space optics: A viable last-mile solution. *Bechtel Telecommunications Technical Journal*, *1*(1), 22-30.

Rappaport T.S., MacCartney G.R., Samimi M.K., and Sun S. (2015). Wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design. *IEEE Transactions on Communications*, 63(9), 3029-3056.

Rashed A.N. Z. (2011). High transmission bit rate of multi giga bit per second for short range optical wireless access communication networks. *Journal of Electrical and Electronics Engineering Research*, *3*(5), 80-86.

Raptis N.D. (2018), "Survey of short area networks based on optical wired and wireless media", PhD Thesis. National and Kapodistrian University of Athens. Department of Informatics and Telecommunications.

Rockwell D.A., and Mecherle G.S. (2001, November). Wavelength selection for optical wireless communications systems. In *Proc. SPIE* (Vol. 4530, pp. 27-35).

Ronny A.T. (2012). *Link Performance Analysis of a Ship-to-Ship Laser Communication System*. Naval Postgraduate School Monterey CA.

Sadhwani D., Yadav R.N., and Aggrawal S. (2017). Tighter bounds on the Gaussian Q function and its application in Nakagami-m fading channel. *IEEE Wireless Commun. Lett.*, 6, (5), 574-577.

Safari M., and Uysal M. (2007, November). Relay-assisted free-space optical communication. In *Signals, Systems and Computers, 2007. ACSSC 2007. Conference Record of the Forty-First Asilomar Conference on* (pp. 1891-1895). IEEE.

Safari M., and Uysal M. (2008). Relay-assisted free-space optical communication. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 7(12), 5441-5449.

Safari M., Rad M.M., and Uysal M. (2012). Multi-hop relaying over the atmospheric Poisson channel: Outage analysis and optimization. *IEEE Transactions on Communications*, 60(3), 817-829.

Sandalidis H.G., Tsiftsis T.A., and Karagiannidis G.K. (2009). Optical wireless communications with heterodyne detection over turbulence channels with pointing errors. *Journal of lightwave technology*, 27(20), 4440-4445.

Sandalidis H.G., Tsiftsis T.A., Karagiannidis G.K., and Uysal M. (2008). BER performance of FSO links over strong atmospheric turbulence channels with pointing errors. *IEEE Communications Letters*, *12*(1), 44-46.

Sandalidis H.G., and Tsiftsis T.A. (2008). Outage probability and ergodic capacity of free-space optical links over strong turbulence. *Electronics Letters*, 44(1), 46-47.

Sandalidis H.G. (2008). Optimization models for misalignment fading mitigation in optical wireless links. *IEEE Communications Letters*, 12(5).

Sandalidis H.G. (2010). Performance analysis of a laser ground-station-to-satellite link with modulated gamma-distributed irradiance fluctuations. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2(11), 938-943.

Sandalidis H.G., Chatzidiamantis N.D., and Karagiannidis G. K. (2016). A tractable model for turbulence-and misalignment-induced fading in optical wireless systems. *IEEE Communications Letters*, 20(9), 1904-1907.

Sandalidis H.G., Chatzidiamantis N.D., Ntouni G.D., and Karagiannidis G.K. (2017). Performance of freespace optical communications over a mixture composite irradiance channel. *Electronics Letters*, 53(4), 260-262.

Schawlow A.L., and Townes C.H. (1958). Infrared and optical masers. Physical Review, 112(6), 1940.

Schroder K. (2000). Handbook on industrial laser safety. Technical University of Vienna, Vienna.

Selvi M., and Murugesan K. (2012). The performance of orthogonal frequency division multiplexing in the weak turbulence regime of free space optics communication systems. *Journal of Optics*, *14*(12), 125401.

Shannon C.E. (1948), "A Mathematical Theory of Communication", Bell System Technical Journal, vol. 27, pp. 379-423 & 623-656, July & October.

Sheng M., Jiang P., Hu Q., Su Q., and Xie X.X. (2013). End-to-end average BER analysis for multihop freespace optical communications with pointing errors. *Journal of Optics*, *15*(5), 055408.

Shieh W., and Djordjevic I. (2009). OFDM for optical communications. Academic Press. Chapter 10.

Shin E.J., and Chan V.W. (2002, November). Optical communication over the turbulent atmospheric channel using spatial diversity. In *Global Telecommunications Conference*, 2002. *GLOBECOM*'02. *IEEE* (Vol. 3, pp. 2055-2060). IEEE.

Si C., Zhang Y., Wang Y., Wang J., and Jia J. (2012). Average capacity for non-Kolmogorov turbulent slant optical links with beam wander corrected and pointing errors. *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, *123*(1), 1-5.

Simon M.K., and Alouini M.S. (2005). *Digital communication over fading channels* (Vol. 95). John Wiley & Sons.

Simon M. (1978). Error probability performance of unbalanced QPSK receivers. *IEEE Transactions on Communications*, 26(9), 1390-1397.

Simon M.K., and Alouini M.S. (2001). Simplified noisy reference loss evaluation for digital communication in the presence of slow fading and carrier phase error. *IEEE transactions on vehicular technology*, *50*(2), 480-486.

Smith F.G., J.S. Accetta, and D.L. Shumaker, "The infrared & electro-optical systems handbook: Atmospheric propagation of radiation," SPIE press, vol. 2, 1993.

Song X., and Cheng J. (2012). Optical communication using subcarrier intensity modulation in strong atmospheric turbulence. *Journal of Lightwave Technology*, *30*(22), 3484-3493.

Song X., Yang F., and Cheng J. (2013). Subcarrier intensity modulated optical wireless communications in atmospheric turbulence with pointing errors. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 5(4), 349-358.

Song X., Yang F., Cheng J., Al-Dhahir N., and Xu Z. (2015). Subcarrier phase-shift keying systems with phase errors in lognormal turbulence channels. *Journal of Lightwave Technology*, *33*(9), 1896-1904.

Stassinakis A.N., Nistazakis H.E., and Tombras G.S. (2012). Comparative performance study of one or multiple receivers schemes for FSO links over gamma–gamma turbulence channels. *Journal of Modern Optics*, 59(11), 1023-1031.

Stassinakis A.N., H.E. Nistazakis, K.P. Peppas, and G.S. Tombras, "Improving the availability of terrestrial FSO links over log normal atmospheric turbulence channels using dispersive chirped Gaussian pulses," *Optics & Laser Technology*, vol. 54, pp. 329-334, 2013.

Stassinakis A.N., Varotsos G.K., Nistazakis H.E., Tsigopoulos A.D., Chronopoulos G.G. and Tombras G.S., "Bit Rate Dependence Estimation for FSO Links with Chirped Dispersive and Hyperbolic Secant Pulses", 5th International Conference on Experiments/Process/System Modeling/Simulation & Optimization, 5th IC-EpsMsO, Conference Proceedings, ISBN 978-618-80527-1-0, Vol. 1, pp. 54-61, 2013.

Stassinakis A.N., Nistazakis H.E., Varotsos G.K., Tombras G.S., Tsigopoulos A.D. and Christofilakis V., 2016, "Outage Capacity Estimation of FSO Links with Pointing Errors Over Gamma Turbulence Channels", International Conference on Modern Circuits and System Technologies – IEEE MOCAST 2016, (this work has been awarded as the Best Paper on Communication Systems of IEEE MOCAST 2016).

The Nobel Prize in Physics 2018. NobelPrize.org. Nobel Media AB 2018. Tue. 23 Oct 2018. https://www.nobelprize.org/prizes/physics/2018/summary/

Tikhonov V.I. (1960). Phase-lock automatic frequency control operation in the presence of noise. *Autom. Telemekh*, 21(3), 209-214.

Tjondronegoro P. (2004, December). Free-space optics for fixed wireless broadband. In *Seminar in Communications Engineering*.

Tolker-Nielsen T., and Oppenhauser G. (2002, April). In-orbit test result of an operational optical intersatellite link between ARTEMIS and SPOT4, SILEX. In *Free-Space Laser Communication Technologies XIV* (Vol. 4635, pp. 1-16). International Society for Optics and Photonics.
Tsiftsis T.A., Sandalidis H.G., Karagiannidis G.K., and Uysal M. (2009). Optical wireless links with spatial diversity over strong atmospheric turbulence channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8(2), 951-957.

Tsiftsis T.A., Sandalidis H.G., Karagiannidis G.K., and Sagias N.C. (2006, June). Multihop free-space optical communications over strong turbulence channels. In *Communications, 2006. ICC'06. IEEE International Conference on* (Vol. 6, pp. 2755-2759). IEEE.

Tsonev D., Sinanovic S., and Haas H. (2012, May). Novel unipolar orthogonal frequency division multiplexing (U-OFDM) for optical wireless. In *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2012 IEEE 75th* (pp. 1-5). IEEE.

Tsonev D., Sinanovic S., and Haas H. (2013). Complete modeling of nonlinear distortion in OFDM-based optical wireless communication. *Journal of Lightwave Technology*, *31*(18), 3064-3076.

Tsukamoto K., Higashino T., Nakamura T., Takahashi K., Aburakawa Y., Komaki S., ... and Omae K. (2008). Development of radio on free space optics system for ubiquitous wireless. *PIERS online*, *4*(1), 96-100.

Uysal M., Navidpour S.M., and Li J. (2004). Error rate performance of coded free-space optical links over strong turbulence channels. *IEEE Communications Letters*, 8(10), 635-637.

Uysal M., Li J., and Yu M. (2006). Error rate performance analysis of coded free-space optical links over gamma-gamma atmospheric turbulence channels. *IEEE Transactions on wireless communications*, *5*(6), 1229-1233.

Uysal M., and Nouri H. (2014, July). Optical wireless communications—An emerging technology. In *Transparent Optical Networks (ICTON), 2014 16th International Conference on* (pp. 1-7). IEEE.

Varotsos G.K., A.N. Stassinakis, H.E. Nistazakis, A.D. Tsigopoulos, K.P. Peppas, C.J. Aidinis, and G.S. Tombras, "Probability of fade estimation for FSO links with time dispersion and turbulence modeled with the gamma–gamma or the IK distribution," *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, vol.125, no. 24, pp. 7191-7197, Dec. 2014.

Varotsos G.K., Nistazakis H.E., Tsigopoulos A.D., Peppas K.P., Aidinis C.J., and Tombras G.S.. On the availability of negative exponential turbulent fso links with time dispersion. 6th International Conference on Experiments/Process/System Modeling/Simulation & Optimization, 6th IC-EpsMsO, 2014.

Varotsos G.K., Nistazakis H.E., and Tombras G.S., "Probability of fade estimation for serial DF relay-assisted wireless optical links through K-turbulent channels with pointing errors and time dispersion", 6th International Conference on Experiments/Process/System Modeling/Simulation & Optimization, 6th IC-EpsMsO, 2015.

Varotsos G.K., H.E. Nistazakis, C.K. Volos and G.S. Tombras, "FSO links with diversity pointing errors and temporal broadening of the pulses over weak to strong atmospheric turbulence channels," *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 127, no. 6, pp. 3402-3409, 2016.

Varotsos G.K., Nistazakis H.E., Stassinakis A.N., Tombras G.S., and Volos C.K. On the Influence of the Time Dispersion at the Availability of the Optical Wireless Links with Spatial Jitter over Malaga-modeled Turbulence, International Conference on Modern Circuits and System Technologies – IEEE MOCAST 2016.

Varotsos G.K., Nistazakis H.E., Karagianni E.A., Tsigopoulos A.D., and Tombras G.S., "Optical Wireless Communication links with Time Diversity over Log-Normal Turbulence Channels with Time Dispersion and Spatial Jitter", 7th International Conference from "Scientific Computing to Computational Engineering", 2016.

Varotsos G.K., 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", *Elsevier Optics Communications*, vol. 403, pp. 391-400, 2017.

Varotsos G.K., H.E. Nistazakis, and G.S. Tombras, "OFDM RoFSO Links with Relays Over Turbulence Channels and Nonzero Boresight Pointing Errors", *Journal of Communications*, vol. 12, no. 12 pp. 644-659, 2017.

Varotsos G.K., H.E. Nistazakis, G.S. Tombras, and W. Gappmair, "Average error performance in Subcarrier PSK FSO links over weak turbulence channels with spatial jitter and phase noise," in *Modern Circuits and Systems Technologies (MOCAST), 6th International Conference on,* IEEE, Thessaloniki, Greece, May 2017, pp. 1-4.

Varotsos G.K., Nistazakis H.E., Ninos M.P., Tombras G.S., Tsigopoulos A.D., and Volos C.K. (2017, May). DF relayed FSO communication systems with time dispersion over Gamma Gamma turbulence and misalignment. In *Modern Circuits and Systems Technologies (MOCAST)*, 2017 6th International Conference on (pp. 1-4). IEEE.

Varotsos G.K., Nistazakis H.E., Gappmair W., Sandalidis H.G., and Tombras G.S. (2018). DF Relayed Subcarrier FSO Links over Malaga Turbulence Channels with Phase Noise and Non-Zero Boresight Pointing Errors. *Applied Sciences* (2076-3417), 8(5).

Varotsos G.K., Nistazakis H.E., Gappmair W., Sandalidis H.G., and Tombras G.S. (2018). SIMO Subcarrier PSK FSO Links with Phase Noise and Nonzero Boresight Pointing Errors over Turbulence Channel. *IET Communications*, paper submitted.

Vetelino F.S., Young C., Andrews L., and Recolons J. (2007). Aperture averaging effects on the probability density of irradiance fluctuations in moderate-to-strong turbulence. *Applied Optics*, *46*(11), 2099-2108.

Vetelino F.S., Young C., and Andrews L. (2007). Fade statistics and aperture averaging for Gaussian beam waves in moderate-to-strong turbulence. *Applied optics*, *46*(18), 3780-3789.

Viterbi A.J. (1963). Phase-locked loop dynamics in the presence of noise by Fokker-Planck techniques. *Proceedings of the IEEE*, *51*(12), 1737-1753.

Wainright E., Refai H.H., and Sluss J.J. (2005, April). Wavelength diversity in free-space optics to alleviate fog effects. In *Free-Space Laser Communication Technologies XVII* (Vol. 5712, pp. 110-119). International Society for Optics and Photonics.

Wang Z., Zhong W.D., Fu S., and Lin C. (2009). Performance comparison of different modulation formats over free-space optical (FSO) turbulence links with space diversity reception technique. *IEEE Photonics Journal*, *1*(6), 277-285.

Wang J.Y., Wang J.B., Chen M., Tang Y., and Zhang Y. (2014). Outage analysis for relay-aided free-space optical communications over turbulence channels with nonzero boresight pointing errors. *IEEE Photonics Journal*, *6*(4), 1-15.

Wang Y., Wang D., and Ma J. (2015). On the performance of coherent OFDM systems in free-space optical communications. *IEEE photonics journal*, 7(4), 1-10.

Wang P., R. Wang, L. Guo, T. Cao, and Y. Yang, "On the performances of relay-aided FSO system over M distribution with pointing errors in presence of various weather conditions," *Optics Communications*, vol. 367, pp. 59-67, 2016.

Wang Y., Wang D., and Ma, J. (2016). Performance analysis of multihop coherent OFDM free-space optical communication systems. *Optics Communications*, *376*, 35-40.

Weber W. (1976). Performance of phase-locked loops in the presence of fading communication channels. *IEEE Transactions on Communications*, 24(5), 487-499.

Weichel H. (1990). Laser beam propagation in the atmosphere (Vol. 3). SPIE press.

Willebrand H., and Ghuman B. S. (2002). *Free space optics: enabling optical connectivity in today's networks*. SAMS publishing.

Wilson S.G., M. Brandt-Pearce, Q. Cao, and J.H. Leveque, "Free-space optical MIMO transmission with Q-ary PPM," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 8, pp. 1402-1412, 2005.

Wilson S.G., Brandt-Pearce M., Cao Q., and Baedke M. (2005). Optical repetition MIMO transmission with multipulse PPM. *IEEE journal on Selected Areas in Communications*, 23(9), 1901-1910.

Won Y.Y., Kwon H.C., Hong M. K., and Han S.K. (2009). 1.25- Gb/s wireline and wireless data transmission in wavelength reusing WDM passive optical networks. *Microwave and Optical Technology Letters*, *51*(3), 627-629.

Xu F., Khalighi A., Causse P. and Bourennane S., 2009, "Channel Coding and Time-Diversity for Optical Wireless Links", Optics Express, vol. 17, no. 2, pp. 872-887.

Xu F., Khalighi M.A., and Bourennane S. (2011, June). Impact of different noise sources on the performance of PIN-and APD-based FSO receivers. In *Telecommunications (ConTEL), Proceedings of the 2011 11th International Conference on* (pp. 211-218). IEEE.

Yang L., Gao X., and Alouini M.S. (2014). Performance analysis of relay-assisted all-optical FSO networks over strong atmospheric turbulence channels with pointing errors. *Journal of Lightwave Technology*, *32*(23), 4011-4018.

Yang F., Cheng J., and Tsiftsis T.A. (2014). Free-space optical communication with nonzero boresight pointing errors. *IEEE Transactions on Communications*, 62(2), 713-725.

Yang G., Khalighi M.A., Bourennane S., and Ghassemlooy, Z. (2014). Fading correlation and analytical performance evaluation of the space-diversity free-space optical communications system. *Journal of Optics*, *16*(3), 035403.

Yi X., Liu Z., Yue P., and Shang T. (2010, September). BER performance analysis for M-ary PPM over gamma-gamma atmospheric turbulence channels. In *Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), 2010 6th International Conference on* (pp. 1-4). IEEE.

You R., and Kahn J.M. (2001). Average Power Reduction Techniques for Multiple-Subcarrier Intensity-Modulated Optical Signals. *IEEE Transactions on Communications*, 49(12), 2164-2171.

Zabidi S.A., Islam M.R., Al Khateeb W., and Naji A.W. (2011, May). Investigating of rain attenuation impact on free space optics propagation in tropical region. In *Mechatronics (ICOM), 2011 4th International Conference On* (pp. 1-6). IEEE.

Zeng Z., Fu S., Zhang H., Dong Y., and Cheng J. (2017). A survey of underwater optical wireless communications. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 19(1), 204-238.

Zhang Q., Cheng J., and Karagiannidis G.K. (2014). Block error rate of optical wireless communication systems over atmospheric turbulence channels. *IET Communications*, vol. 8, no. 5, pp. 616-625.

Zhang J., Wang J., Xu Y., Xu M., Lu F., Cheng L., ... & Chang G.K. (2016). Fiber–wireless integrated mobile backhaul network based on a hybrid millimeter-wave and free-space-optics architecture with an adaptive diversity combining technique. *Optics letters*, *41*(9), 1909-1912.

Zhu X. and J.M. Kahn, "Free-space optical communication through atmospheric turbulence channels," *IEEE Transactions on communications*, vol. 50, no. 8, pp. 1293-1300, 2002.

Zhu X., and J.M. Kahn, "Performance bounds for coded free-space optical communications through atmospheric turbulence channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 8, pp. 1233-1239, 2003.

Ziemer R.E., Vojcic B.R., Milstein L.B., and Proakis J.G. (1999), "Effects of carrier tracking in RAKE reception of wide-band DSSS in Rician fading", *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 47(6), 681-686.