



ΕΘΝΙΚΟ ΚΑΙ ΚΑΠΟΔΙΣΤΡΙΑΚΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΑΘΗΝΩΝ

**ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΚΑΙ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ**

ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

**Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση
ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου**

Γεωργία Σ. Ντόγαρη

ΑΘΗΝΑ

Οκτώβριος 2011

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων
εσωτερικού χώρου

Γεωργία Σ. Ντόγαρη

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ: Θωμάς Σφηκόπουλος, Καθηγητής ΕΚΠΑ

ΤΡΙΜΕΛΗΣ ΕΠΙΤΡΟΠΗ ΠΑΡΑΚΟΛΟΥΘΗΣΗΣ:

Θωμάς Σφηκόπουλος, Καθηγητής ΕΚΠΑ

Δημήτριος Συβρίδης, Καθηγητής ΕΚΠΑ

Αγγελική Αραπογιάννη, Αναπληρώτρια Καθηγήτρια ΕΚΠΑ

ΕΠΤΑΜΕΛΗΣ ΕΞΕΤΑΣΤΙΚΗ ΕΠΙΤΡΟΠΗ

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

**Θωμάς Σφηκόπουλος,
Καθηγητής ΕΚΠΑ**

**Δημήτριος Συβρίδης,
Καθηγητής ΕΚΠΑ**

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

**Αγγελική Αραπογιάννη,
Αναπληρώτρια Καθηγήτρια ΕΚΠΑ**

**Γεώργιος Καραγιαννίδης,
Αναπληρωτής Καθηγητής ΑΠΘ**

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

**Δημήτριος Βαρουτάς,
Επίκουρος Καθηγητής ΕΚΠΑ**

**Παναγιώτης Μαθιόπουλος,
Ερευνητής Ά Αστεροσκοπείου Αθηνών**

(Υπογραφή)

**Θωμάς Καμαλάκης,
Λέκτορας ΧΠΑ**

Ημερομηνία εξέτασης 31/10/2011

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Το πρώτο οπτικό σύστημα για ασύρματη επικοινωνία είναι το φωτόφωνο που κατασκευάστηκε το 1880 από τους Alexander G. Bell και Charles S. Tainter και χρησιμοποιούσε το φως του ήλιου για τη μετάδοση της φωνής. Η περιορισμένη εμβέλεια, η ανάγκη οπτικής επαφής μεταξύ πομπού και δέκτη καθώς και η απόσβεση του φωτός κατά τη διάδοσή του στην ατμόσφαιρα λόγω των καιρικών φαινομένων (βροχή, ομίχλη, κτλ.) δεν ευνόησαν την περαιτέρω ανάπτυξη του συστήματος αυτού.

Η εξέλιξη της τεχνολογίας των ημιαγωγών στα μέσα του 20^{ου} αιώνα οδήγησε στην κατασκευή αποδοτικών οπτικών πηγών, όπως τα LASER (Light Amplification by Stimulated Emissions of Radiation) και οι διοδοί εκπομπής φωτός (LED - Light Emitting Diodes), και ανανέωσε το ενδιαφέρον για τα ασύρματα οπτικά συστήματα. Οι πηγές αυτές παρείχαν υψηλή οπτική ισχύ καθώς και τη δυνατότητα διαμόρφωσης σε υψηλές συχνότητες. Το 1979, οι Gfeller και Barst πρότειναν ένα σύστημα που χρησιμοποιεί υπέρυθρες LEDs για τη μετάδοση δεδομένων σε ένα τοπικό δίκτυο υπολογιστών. Έκτοτε τα ασύρματα οπτικά συστήματα αποτελούν αντικείμενο συνεχούς επιστημονικής έρευνας και τα τελευταία χρόνια έχουν γίνει διαθέσιμα και εμπορικά.

Η διατριβή έχει την εξής διάρθρωση:

Στα δύο πρώτα Κεφάλαια, δίνεται μία σύντομη επισκόπηση των συστημάτων που απαντώνται στα σημερινά ευρυζωνικά δίκτυα πρόσβασης με ιδιαίτερη έμφαση στα ασύρματα οπτικά συστήματα. Περιγράφονται τα χαρακτηριστικά και οι περιορισμοί των δομικών στοιχείων ενός ασύρματου οπτικού συστήματος, όπως είναι ο πομπός, ο δέκτης, τα οπτικά φίλτρα, κτλ. Κατόπιν αναλύονται οι μέθοδοι διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται σε αυτά τα συστήματα. Τέλος, παρουσιάζεται ένα εργαλείο προσομοίωσης που αναπτύχθηκε στα πλαίσια της παρούσας διατριβής για τον υπολογισμό της κρουστικής απόκρισης του ασύρματου οπτικού καναλιού και τον υπολογισμό του θορύβου που οφείλεται στο περιβαλλοντικό φως.

Στο Κεφάλαιο 3, εξετάζεται η χρήση κατάλληλων μεθόδων ισοστάθμισης για την αντιμετώπιση της διασυμβολικής παρεμβολής (ISI – Intersymbol Interference) σε υπέρυθρα συστήματα διάχυσης. Προς την ίδια κατεύθυνση διερευνάται στο Κεφάλαιο 4, η χρήση τεχνικών πολλαπλών εισόδων πολλαπλών εξόδων (MIMO – Multiple Input Multiple Output) σε συνδυασμό με διακριτή πολυτονική διαμόρφωση (DMT – Discrete Multi Tone) σε οπτικά συστήματα διάχυσης.

Στο Κεφάλαιο 5 πραγματοποιείται συγκριτική μελέτη τεχνικών MIMO σε συστήματα που χρησιμοποιούν σύμφωνη ανίχνευση στο δέκτη και αποδεικνύεται ότι με τη χρήση μπλοκ κωδικοποίησης χώρου-χρόνου (STBC – Space Time Block Coding) είναι δυνατή η επίτευξη ρυθμών μετάδοσης της τάξης των ~Gb/s.

Στο Κεφάλαιο 6 εξετάζεται η χρήση της τεχνικής διαμόρφωσης πλάτους παλμού (PWM – Pulse Width Modulation) για τη ρύθμιση της φωτεινότητας των LEDs που απαντώνται σε ασύρματα οπτικά συστήματα με ορατό φως (VLC – Visible Light Communications).

Τέλος, στο Κεφάλαιο 7 συνοψίζονται τα σημαντικότερα συμπεράσματα που προέκυψαν από την παρούσα διατριβή και γίνονται προτάσεις για περαιτέρω έρευνα.

ΘΕΜΑΤΙΚΗ ΠΕΡΙΟΧΗ: Ασύρματα οπτικά συστήματα τηλεπικοινωνιών

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ: υπέρυθρη επικοινωνία, ισοστάθμιση, μπλοκ κωδικοποίηση χώρου χρόνου, διαμόρφωση πλάτους παλμού, σύμφωνη ανίχνευση.

ABSTRACT

The first optical system employed for wireless communication was the photophone and was invented in 1880 by Alexander G. Bell and Charles S. Tainter. The limited range, the need for a line of sight path between the transmitter and the receiver as well as the high propagation losses due to rain, fog, snow etc. hindered any further development in optical wireless communications.

The breakthrough in semiconductor technology during the 20th century enabled the manufacturing of efficient optical sources as the LASER (Light Amplification by Stimulated Emissions of Radiation) and the light emitting diodes (LED - Light Emitting Diodes), and renewed the interest in optical wireless communications. The aforementioned optical sources are characterized by a very high optical power and can be modulated in high frequencies. In 1979, Gfeller and Bapst proposed an infrared LED system for the transfer of data in a local area network and since that time optical wireless communication systems have been attracting increasing interest.

The dissertation is organized as follows:

The first two Chapters present an outline of the most common systems employed in today's access networks with an emphasis on optical wireless systems. In addition, the characteristics and limitations of the basic components of optical wireless systems, i.e. transmitter, receiver, optical filters etc., are described. An analysis of the modulation schemes which are usually employed in these systems follows. Finally, a simulation tool is presented which is used for the calculation of the infrared channel's impulse response and of the ambient light noise.

The use of equalization schemes is investigated in Chapter 3 as a means of combating Intersymbol Interference (ISI) in infrared diffuse systems. For the same purpose the use of Multiple Input Multiple Output (MIMO) schemes combined with Discrete Multi Tone (DMT) modulation is examined in Chapter 4.

In Chapter 5, different MIMO techniques are compared for use in optical systems employing coherent detection and it is shown that the use of Space Time Block Coding (STBC) techniques in these systems enables the delivery of data rates in the order of ~Gb/s.

In an effort to investigate the possibility of introducing a dimming functionality to the LEDs of a visible light communication system, the combination of Pulse Width Modulation and DMT is examined in Chapter 6.

Finally, in Chapter 7 the most important conclusions drawn from this dissertation are summarized and suggestions for further research are made.

SUBJECT AREA: Optical wireless communications

KEYWORDS: infrared communication, equalization, space time block coding, dimming, coherent detection.

*Αφιερωμένο με πολύ αγάπη στους γονείς μου,
Στέλιο και Μάγδα*

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Με την ολοκλήρωση της διατριβής μου, θα ήθελα να απευθύνω ένα βαθύ και ολόψυχο ευχαριστώ σε όλους εκείνους που στάθηκαν δίπλα μου σ' αυτή την επίπονη προσπάθεια και συνέβαλλαν ουσιαστικά άμεσα ή έμμεσα στην ολοκλήρωση της παρούσας διδακτορικής διατριβής.

Αρχικά οφείλω να ευχαριστήσω τον Καθηγητή μου κ. Θωμά Σφηκόπουλο για την ευκαιρία που μου έδωσε να ξεκινήσω τη διατριβή μου στο εργαστήριο Οπτικών Επικοινωνιών. Η εμπιστοσύνη που μου έδειξε χωρίς να με γνωρίζει με συγκίνηση και θέλω να πιστεύω ότι όλα αυτά τα χρόνια στάθηκα αντάξια της. Τον ευχαριστώ επίσης για την καθοδήγηση, τις συμβουλές, την ηθική παρότρυνση και για τη στήριξη που μου πρόσφερε σε ορισμένες δύσκολες στιγμές, που αναπόφευκτα παρουσιάζονται κατά τη διάρκεια ενός διδακτορικού, καθώς και για την αμέριστη υλικοτεχνική υποστήριξη, χωρίς την οποία δε θα είχαν προκύψει τα αποτελέσματα της διατριβής αυτής.

Παράλληλα, θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερα τα άλλα δύο μέλη της τριμελούς συμβουλευτικής επιτροπής, τον Καθηγητή κ. Δημήτριο Συβρίδη και την Αναπληρώτρια Καθηγήτρια κ. Αγγελική Αραπογιάννη για τη συμπαράσταση και την άμεση ανταπόκριση κάθε φορά που χρειαζόμουν τη βοήθειά τους καθώς και τα μέλη της επταμελούς εξεταστικής επιτροπής μου, Δρ. Τάκη Μαθιόπουλο, και Αναπληρωτή Καθηγητή κ. Γεώργιο Καραγιαννίδη.

Από την αρχή της περιπέτειας αυτής, μεγάλος συμπαραστάτης υπήρξε ο Λέκτορας κ. Θωμάς Καμαλάκης, με τον οποίο είχα την τιμή να συνεργαστώ στενά και να αποκομίσω σημαντικά οφέλη για την πρόοδο της διατριβής μου. Χωρίς τη διαρκή υποστήριξη και καθοδήγησή του δε θα ήταν δυνατή η ολοκλήρωση της παρούσας διδακτορικής διατριβής. Όλα όσα με δίδαξε με όρεξη και ενδιαφέρον και οι πολύτιμες συμβουλές του με ενέπνευσαν όχι μόνο όσον αφορά στην εκπόνηση της διδακτορικής διατριβής μου αλλά και στη ζωή μου γενικότερα.

Στο ίδιο μήκος κύματος, θέλω να ευχαριστήσω τον Επίκουρο Καθηγητή κ. Δημήτριο Βαρουτά για την υποστήριξη και τις σημαντικές παρατηρήσεις και υποδείξεις του καθώς και για τις εμπειρίες που αποκόμισα από τη συνεργασία μας.

Ολοκληρώνοντας την παρουσία μου στο φυσικό χώρο του Εργαστηρίου Οπτικών Επικοινωνιών θα ήθελα καταθέσω τις ολόθερμες ευχαριστίες μου προς τους συνεργάτες μου Νίκο Αβαριτσιώτη, Θανάση Θεοχαρίδη, Παναγιώτη Κανάκη, Γεώργιο Κακαλέτρη, Αντώνη Κάργα, Χρήστο Μιχαλακέλη, Θοδωρή Ροκκά, Αριστεΐδη Τσίπουρα και Μιχάλη Φωκά για τις όμορφες στιγμές που μοιραστήκαμε και την ανεκτίμητη βοήθειά τους. Στο ίδιο κλίμα, οφείλω ένα μεγάλο ευχαριστώ στο Διδάκτορα του Τμήματος Ιωάννη Νεοκοσμίδη, για το ενδιαφέρον, τις συμβουλές και την άψογη συνεργασία του. Περνώντας στις γυναίκες του εργαστηρίου ☺, θέλω να ευχαριστήσω ολόθερμα τις Γιούλη Δέδε, Βάγια Κυριακίδου, Μπέτυ Λάκκα και Κέλλυ Παπαδογεωργάκη για την όμορφη παρέα, την πολύτιμη συμπαράσταση και την πάντα ευχάριστη διάθεσή τους.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω από καρδιάς τις αγαπημένες μου φίλες Δέσποινα, Εβίτα, Νάντια, Ρούλα, Σίνα και Τάνια καθώς και τον αγαπημένο μου Μιχάλη που με στήριξαν σε όλη τη διάρκεια της προσπάθειάς μου και έδειχναν κατανόηση κάθε φορά που ο όγκος της δουλειάς με ανάγκαζε να επιλέγω τη «σιωπή ασυρμάτου».

Τέλος, ένα πολύ μεγάλο, βαθύ και θερμό ευχαριστώ οφείλω στους δικούς μου ανθρώπους, που χωρίς την αγάπη και τη συμπαράστασή τους, η εκπόνηση και η ολοκλήρωση της διατριβής μου δε θα ήταν ποτέ δυνατή: τους αγαπημένους μου γονείς Στέλιο και Μάγδα και τον αδερφό μου Θανάση.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΡΟΛΟΓΟΣ	27
1. ΕΠΙΣΚΟΠΗΣΗ ΟΠΤΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΓΙΑ ΟΙΚΙΑΚΑ ΔΙΚΤΥΑ ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ	29
1.1 ΟΙΚΙΑΚΑ ΔΙΚΤΥΑ ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ	29
1.1.1 DSL δίκτυα πρόσβασης	30
1.1.2 FTTH δίκτυα πρόσβασης.....	31
1.1.3 Ασύρματα δίκτυα πρόσβασης	32
1.2 ΟΙΚΙΑΚΑ ΔΙΚΤΥΑ ΕΣΩΤΕΡΙΚΟΥ ΧΩΡΟΥ	34
1.2.1 Επικοινωνίες μέσω γραμμών μεταφοράς ρεύματος (PLC).....	35
1.2.2 Ασύρματα συστήματα ραδιοσυχνοτήτων (RF)	35
1.2.3 Ασύρματα οπτικά συστήματα.....	37
1.3 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΓΙΑ ΕΣΩΤΕΡΙΚΟΥΣ ΧΩΡΟΥΣ	38
1.4 ΕΞΕΛΙΞΗ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΟΠΤΙΚΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ	41
2. ΔΟΜΗ ΕΝΟΣ ΑΣΥΡΜΑΤΟΥ ΟΠΤΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	45
2.1 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΑΣΥΡΜΑΤΟΥ ΟΠΤΙΚΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΔΙΑΔΟΣΗΣ	46
2.2 ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΟΠΤΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ	48
2.2.1 Διατάξεις οπτικής επαφής (LOS).....	48
2.2.2 Διατάξεις χωρίς οπτική επαφή	49
2.3 ΟΠΤΙΚΕΣ ΠΗΓΕΣ	50
2.3.1 Επιλογή μήκους κύματος.....	50
2.3.2 Ζητήματα ασφάλειας.....	51
2.3.3 Δίοδοι εκπομπής φωτός (LEDs)	52
2.3.4 Δίοδοι LASER (LDs).....	56
2.3.5 Διάχυση ακτινοβολίας με χρήση ολογραμμάτων.....	58
2.3.6 Σύγκριση LEDs και LDs	59
2.4 ΟΠΤΙΚΟΙ ΑΝΙΧΝΕΥΤΕΣ	61
2.4.1 Συντελεστής απόκρισης	62
2.4.2 Θόρυβος.....	62
2.4.3 Φωτοдиодοι χωρίς εσωτερικό κέρδος	63
2.4.4 Φωτοдиодοι με εσωτερικό κέρδος	64
2.4.5 Σύγκριση φωτοδιόδων PIN και APDs	65
2.4.6 Οπτικοί συγκεντρωτές	67
2.5 ΣΧΗΜΑΤΑ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ	69
2.5.1 Μέθοδοι διαμόρφωσης έντασης.....	71
2.5.1.α Δυναμική διαμόρφωση πλάτους OOK	72
2.5.1.β Διαμόρφωση παλμών κατά θέση PPM	73
2.5.1.γ Διαμόρφωση παλμών κατά πλάτος PAM	74
2.5.1.δ Διακριτή πολυτονική διαμόρφωση DMT	76
2.5.2 Συστήματα σύμφωνης ανίχνευσης.....	79
2.5.3 Διαμόρφωση μετατόπισης φάσης PSK.....	80
2.6 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΚΡΟΥΣΤΙΚΗΣ ΑΠΟΚΡΙΣΗΣ	81
2.7 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΑΣΥΡΜΑΤΟΥ ΟΠΤΙΚΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ	83
3. ΜΕΛΕΤΗ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΙΣΟΣΤΑΘΜΙΣΗΣ ΓΙΑ ΜΗ ΚΑΤΕΥΘΥΝΤΙΚΑ ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΟΠΤΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ	87
3.1 ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΤΟΥ ΥΠΟ ΜΕΛΕΤΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	87
3.1.1 Χαρακτηριστικά πομποδέκτη	88
3.1.2 Χαρακτηριστικά του υπό μελέτη χώρου.....	90
3.1.3 Κρουστική απόκριση διατάξεων T_1R_1 και T_8R_8	91
3.1.4 Υπολογισμός θορύβου.....	95
3.2 ΑΝΙΧΝΕΥΣΗ ΣΥΜΒΟΛΟΥ	98
3.3 ΕΠΙΔΟΣΕΙΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΙΣΟΣΤΑΘΜΙΣΗΣ	99
3.3.1 Γραμμικός ισοσταθμιστής FFE	99
3.3.2 Μη γραμμικός ισοσταθμιστής DFE	102

3.4	ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΙΣΟΣΤΑΘΜΙΣΗΣ	104
3.5	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	108
4.	ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΦΟΡΙΚΗΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΓΙΑ IR ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΔΙΑΧΥΣΗΣ ΜΕ ΠΟΛΥΤΟΝΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ.....	111
4.1	ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΤΗΤΑΣ	111
4.1.1	Διαφορικότητα χώρου	111
4.1.2	Διαφορικότητα χρόνου	112
4.1.3	Διαφορικότητα συχνότητας.....	113
4.2	ΧΩΡΙΚΗ ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΤΗΤΑ ΣΤΗΝ ΠΛΕΥΡΑ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ.....	113
4.2.1	Συνδυασμός μέγιστου λόγου (MRC – Maximum Ratio Combining)	113
4.2.2	Συνδυασμός ίσης απολαβής (EGC – Equal Gain Combining).....	115
4.2.3	Συνδυασμός επιλογής (SC – Selection Combining).....	116
4.3	ΜΙΜΟ – ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ-ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ	117
4.4	ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΤΗΤΑ ΕΚΠΟΜΠΗΣ – ΜΠΛΟΚ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΧΩΡΟΥ-ΧΡΟΝΟΥ (STBC)	119
4.4.1	Ορθογώνιοι κώδικες STBC	120
4.4.2	Κώδικας Alamouti OSTBC 2×1.....	121
4.4.3	Κώδικας Alamouti OSTBC 2×2.....	124
4.5	ΕΠΑΝΑΛΗΠΤΙΚΟΙ ΚΩΔΙΚΕΣ (REPETITION CODING)	126
4.6	ΠΙΘΑΝΟΤΗΤΑ ΣΦΑΛΜΑΤΟΣ STBC/DMT ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	127
4.7	ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ IR ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΔΙΑΧΥΣΗΣ	131
4.8	ΜΕΛΕΤΗ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΤΗΤΑΣ ΣΕ ΕΝΑ IR ΣΥΣΤΗΜΑ ΔΙΑΧΥΣΗΣ.....	132
4.9	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	137
5.	ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΓΙΑ IR ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΕ ΣΥΜΦΩΝΗ ΑΝΙΧΝΕΥΣΗ	139
5.1	ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΕΝΟΣ ΣΥΜΦΩΝΟΥ IR ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	139
5.1.1	Υπολογισμός οπτικού σήματος στην είσοδο του δέκτη	140
5.1.2	Ομόδυνη φώραση.....	142
5.1.3	Χαρακτηριστικά θορύβου	144
5.2	ΣΥΜΦΩΝΟ IR ΜΙΜΟ ΣΥΣΤΗΜΑ	145
5.2.1	Τεχνική Alamouti για ένα σύμφωνο IR σύστημα.....	146
5.2.2	Υπολογισμός BER	147
5.3	ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΗΣ ΤΕΧΝΙΚΗΣ ΑΛΑΜΟΥΤΙ ΣΤΗΝ ΑΠΟΔΟΣΗ ΕΝΟΣ ΣΥΜΦΩΝΟΥ IR ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΣΩΤΕΡΙΚΟΥ ΧΩΡΟΥ.....	148
5.3.1	Περιγραφή υπό μελέτη συστήματος	149
5.3.2	Απόδοση υπό μελέτη συστήματος ως προς το BER και το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων	149
5.4	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	154
6.	ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΠΛΑΤΟΥΣ ΠΑΛΜΟΥ ΓΙΑ ΤΗ ΡΥΘΜΙΣΗ ΤΗΣ ΦΩΤΕΙΝΟΤΗΤΑΣ ΤΩΝ LED ΣΕ ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΟΠΤΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΕ ΟΡΑΤΟ ΦΩΣ.....	157
6.1	ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΕΝΟΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ VLC	157
6.1.1	Λευκές LEDs	158
6.1.2	Διατάξεις ανίχνευσης για συστήματα VLC.....	163
6.2	ΤΕΧΝΙΚΗ PWM ΓΙΑ ΡΥΘΜΙΣΗ ΤΗΣ ΦΩΤΕΙΝΟΤΗΤΑΣ ΜΙΑΣ LED (DIMMING)	163
6.3	ΣΥΝΔΥΑΣΜΟΣ DMT ΚΑΙ PWM ΓΙΑ ΕΝΑ ΣΥΣΤΗΜΑ VLC.....	163
6.3.1	Τεχνική DMT για συστήματα VLC	163
6.3.2	PWM-DMT διαμόρφωση	164
6.3.3	Ανίχνευση συμβόλων σε σύστημα VLC με PWM-DMT διαμόρφωση.....	165
6.3.4	Συγχρονισμός PWM και DMT διαμόρφωσης	166
6.4	ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ PWM-DMT ΣΤΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΕΝΟΣ VLC ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ.....	168
6.4.1	Φάσμα του σύνθετου σήματος PWM-DMT.....	169
6.4.2	PWM-DMT και LED flickering	170
6.4.3	Υπολογισμός SIR	171
6.4.4	Υπολογισμός BER	174
6.4.5	Υπολογισμός BER παρουσία θορύβου	176
6.5	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	177
7.	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ – ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ	179

7.1	ΕΠΙΣΚΟΠΗΣΗ – ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	179
7.2	ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ	181
	ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ – ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ – ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ	183
	ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι.....	187
	ΑΝΑΦΟΡΕΣ	191

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1 (α) Γενικευμένο μπλοκ διάγραμμα ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος. (β) Μπλοκ διάγραμμα ασύρματου οπτικού συστήματος.	45
Σχήμα 2: Δομή επίπεδης LED.	53
Σχήμα 3: Στατική χαρακτηριστική ισχύος-ρεύματος διαφόρων εμπορικών LEDs. (α) υπέρυθρη LED, (β) λευκή RGB (Red Green Blue) LED, (γ) λευκή LED με στρώμα φωσφόρου και (δ) κόκκινη LED.	53
Σχήμα 4: Διάγραμμα ακτινοβολίας Lambertian πηγής LED επιφανειακής εκπομπής: $I(\theta) = I_0 \cos^m(\theta)$	55
Σχήμα 5: Ακτίνα πρόσπτωσης στην επιφάνεια του δέκτη. Απεικονίζονται το μοναδιαίο διάνυσμα \hat{r} που αντιστοιχεί στην προσπίπτουσα οπτική ακτίνα, το μοναδιαίο διάνυσμα \hat{n} που είναι κάθετο στην επιφάνεια του δέκτη καθώς και η γωνία πρόσπτωσης θ_i και το πεδίο όρασης Φ_c του δέκτη.	68
Σχήμα 6: Οπτικό σήμα που χρησιμοποιεί διακοπτική διαμόρφωση ΟΟΚ. Διακρίνεται η διάρκεια T_b του κάθε bit και η μέγιστη τιμή της οπτικής ισχύος $2P_t$ που εκπέμπεται κατά τη διάδοση ενός «1».	72
Σχήμα 7: Οπτικό σήμα που χρησιμοποιεί διαμόρφωση 4-PPM. Διακρίνεται η διάρκεια T_s του κάθε συμβόλου και $T_s/4$ η διάρκεια κάθε slot. Η μέγιστη τιμή της οπτικής ισχύος είναι $4P_t$ και εκπέμπεται κατά τη διάρκεια ενός slot.	73
Σχήμα 8: Οπτικό σήμα που χρησιμοποιεί διαμόρφωση 4-PAM. Διακρίνεται η διάρκεια T_s του κάθε συμβόλου. Η μέγιστη τιμή της οπτικής ισχύος είναι $2P_t$ και ενώ η μέση ισχύς διατηρείται σταθερή και ίση με P_t	75
Σχήμα 9: Μπλοκ διάγραμμα ενός ασύρματου οπτικού συστήματος που χρησιμοποιεί DMT.	78
Σχήμα 10: Κυματομορφή BPSK. Διακρίνεται η διάρκεια T_b του κάθε bit.	81
Σχήμα 11: LOS συνεισφορά στην κρουστική απόκριση.	81
Σχήμα 12: Κρουστική απόκριση του υπέρυθρου καναλιού που αντιστοιχεί στην διάταξη A του [93].	85
Σχήμα 13: : Κρουστική απόκριση του υπέρυθρου καναλιού που αντιστοιχεί στην διάταξη D του [93].	85
Σχήμα 14: Μπλοκ διάγραμμα ασύρματου οπτικού συστήματος. Με PD συμβολίζεται η φωτοδίοδος.	88
Σχήμα 15: Κρουστική απόκριση του καναλιού που αντιστοιχεί στις τοπολογίες T_1R_1 και T_8R_8 . Στο ένθετο παρουσιάζεται ο υπό μελέτη χώρος.	91
Σχήμα 16: Διεύρυνση του παλμού ενός συμβόλου ΟΟΚ κατά τη μετάδοση του στα κανάλια α) T_8R_8 όπου η πράσινη κυματομορφή απεικονίζει τον αρχικά απεσταλμένο παλμό και η μπλε τον διευρυμένο παλμό στο δέκτη και β) T_1R_1 όπου η πορτοκαλί κυματομορφή απεικονίζει τον αρχικά απεσταλμένο παλμό και η κόκκινη τον διευρυμένο παλμό στο δέκτη.	93
Σχήμα 17: Σχετικές θέσεις δέκτη και πηγών θορύβου φωτός υποβάθρου στον υπό μελέτη χώρο. Οι κόκκινες κουκίδες αναπαριστούν τις θέσεις των λαμπτήρων πυρακτώσεως στην οροφή του δωματίου. Κάθε μία από τις έξι επιφάνειες S_i του δωματίου χωρίζεται σε περισσότερες στοιχειώδεις επιφάνειες κάθε μία εκ των οποίων λειτουργεί ως πηγή οπτικής ακτινοβολίας με φασματική πυκνότητα ισχύος που δίνεται στον Πίνακα 7.	95

Σχήμα 18: Κατανομή της PSD του θορύβου σε ένα επίπεδο παράλληλο με το δάπεδο του δωματίου, σε απόσταση 0.8m επάνω από αυτό. Η PSD του θορύβου υπολογίστηκε από το άθροισμα του θορύβου λόγω του περιβαλλοντικού φωτός και του θερμικού θορύβου.	97
Σχήμα 19: Ισοστάθμιση με εμπροσθόδοτη τροφοδότηση. Διακρίνονται τα tap weights c_0, c_1, \dots, c_{N-1} του φίλτρου [87].	100
Σχήμα 20: Ισοστάθμιση με εμπροσθόδοτη τροφοδότηση και ανατροφοδότηση απόφασης.	102
Σχήμα 21: Τιμές SNR της διάταξης T_1R_1 για θέσεις του δέκτη κατά μήκος της διαγωνίου του δωματίου όταν το σχήμα διαμόρφωσης είναι α) OOK, β) 4-PPM και γ) 4-PAM. ...	105
Σχήμα 22: Υπολογισμός SNR της διάταξης T_1R_1 για διάφορες τιμές του ρυθμού μετάδοσης όταν ο δέκτης βρίσκεται στη ΝΔ γωνία του δωματίου (θέση με το χαμηλότερο SNR) και χρησιμοποιείται διαμόρφωση α) OOK, β) 4-PPM και γ) 4-PAM.	107
Σχήμα 23: Τιμές SNR της διάταξης T_8R_8 για θέσεις του δέκτη κατά μήκος της διαγωνίου του δωματίου όταν το σχήμα διαμόρφωσης είναι α) OOK, β) 4-PPM και γ) 4-PAM. ...	108
Σχήμα 24: Σύστημα με διαφορικότητα (α) λήψης με δύο στοιχεία λήψης και ένα εκπομπής, (β) εκπομπής με δύο στοιχεία εκπομπής και ένα λήψης και (γ) εκπομπής και λήψης με δύο στοιχεία εκπομπής και δύο στοιχεία λήψης.	112
Σχήμα 25: Δέκτης MRC με n_r στοιχεία λήψης.	114
Σχήμα 26: Δέκτης EGC με n_r στοιχεία λήψης.	115
Σχήμα 27: Δέκτης SC με n_r στοιχεία λήψης.	116
Σχήμα 28: Σύστημα $n_t \times n_r$ με n_t στοιχεία εκπομπής και n_r στοιχεία λήψης. Η κρουστική απόκριση του καναλιού μεταξύ του στοιχείου εκπομπής j και του στοιχείου λήψης k συμβολίζεται με h_{jk}	117
Σχήμα 29: Πίνακας συμβόλων εκπομπής, s_{ij} , ενός STBC συστήματος με n_t στοιχεία εκπομπής και T time-slots.	119
Σχήμα 30: Σύστημα διαφορικής εκπομπής με $n_t=2$ και $n_r=1$	122
Σχήμα 31: Μπλοκ διάγραμμα DMT Alamouti 2×2 συστήματος.	128
Σχήμα 32: α) Τοποθέτηση πομπών μέσα στο δωμάτιο β) πιθανές θέσεις δέκτη μέσα στο δωμάτιο.	131
Σχήμα 33: Τιμές του BER συναρτήσει της απόστασης d του δέκτη για τις διατάξεις 2×1 , 2×2 , SISO και MRC.	132
Σχήμα 34: Απαιτούμενη ισχύς εκπομπής για την επίτευξη $BER=10^{-4}$ στη θέση $d=5.7m$ συναρτήσει του M για $L=32$ υποφέροντα.	133
Σχήμα 35: Απαιτούμενη ισχύς εκπομπής για την επίτευξη $BER=10^{-4}$ στη θέση $d=5.7m$ συναρτήσει του L για $M=64$	133
Σχήμα 36: BER συναρτήσει της οπτικής ισχύος εκπομπής, P_{av} , σε απόσταση $d=5.7m$ από το σημείο A της κύριας διαγωνίου AB του δωματίου.	134
Σχήμα 37: BER συναρτήσει της οπτικής ισχύος εκπομπής, P_{av} , σε απόσταση $d=1.65m$ από το σημείο A της κύριας διαγωνίου AB του δωματίου.	134
Σχήμα 38: Απαιτούμενη ισχύς εκπομπής για την επίτευξη $BER=10^{-4}$ στη θέση $d=5.7m$ συναρτήσει του M για διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης: 100 Mb/s με 4-QAM, 200 Mb/s με 16-QAM και 400 Mb/s με 64-QAM.	135

Σχήμα 39: Απαιτούμενη ισχύς εκπομπής για την επίτευξη $BER=10^{-4}$ στη θέση $d=1.65m$ συναρτήσει του M για διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης: 100 Mb/s με 4-QAM, 200 Mb/s με 16-QAM και 400 Mb/s με 64-QAM.	135
Σχήμα 40: Τιμές του BER συναρτήσει της απόστασης d του δέκτη για τις διατάξεις 2x1, 2x2, 4x2 Alamouti, SISO και MRC.	136
Σχήμα 41: Σύμφωνο IR σύστημα που χρησιμοποιεί ολόγραμμα διάχυσης για την αύξηση της περιοχής κάλυψης A_{cov}	140
Σχήμα 42: Διάγραμμα ενός συστήματος σύμφωνης ανίχνευσης που χρησιμοποιεί ένα οπτικό υβρίδιο 90° σε συνδυασμό με δύο ισοσταθμισμένους φωτοανιχνευτές (balanced photodetector). Με HM, PD, BS συμβολίζεται το ημικάτοπτρο, ο φωτοανιχνευτής και ο διαχωριστής δέσμης.	142
Σχήμα 43: Κύκλωμα εκτίμησης φάσης ενός M -PSK διαμορφωμένου σήματος.	144
Σχήμα 44: Μπλοκ διάγραμμα ενός συστήματος 2x2, που χρησιμοποιεί δύο πηγές σύμφωνου φωτός και δύο δέκτες ομόδυνης φώρασης.	145
Σχήμα 45: Επαλήθευση της εξίσωσης (5.33) για τον υπολογισμό του BER σε ένα σύμφωνο σύστημα Alamouti 2x1 χρησιμοποιώντας προσομοιώσεις Monte Carlo.	148
Σχήμα 46: α) SISO τοπολογία. β) 2x1 και 2x2 τοπολογίες.	149
Σχήμα 47: Κατανομή του BER στο δωμάτιο για τις διατάξεις α) SISO.β) 2x1 Alamouti και γ) 2x2 Alamouti.	150
Σχήμα 48: Τιμές του BER κατά μήκος της κύριας διαγωνίου του δωματίου για ένα σχήμα Alamouti και ένα RC 2x1.	151
Σχήμα 49: Ποσοστό των σημείων επάνω στο επίπεδο του δέκτη στα οποία το BER είναι ίσο με τις καθορισμένες τιμές για (α) FOV 52° και απόσταση 0.2m μεταξύ των πομπών και (β) FOV 40° και απόσταση 2.5m μεταξύ των πομπών.	152
Σχήμα 50: Μέγιστος ρυθμός μετάδοσης bit σε διαφορετικές θέσεις στο δωμάτιο για τις διατάξεις α) SISO, β) 2x1 Alamouti και γ) 2x2 Alamouti όταν η τιμή του BER είναι ίση με 10^{-3}	153
Σχήμα 51: Μέγιστος ρυθμός μετάδοσης bit σε διαφορετικές θέσεις στο δωμάτιο για τις διατάξεις α) SISO, β) 2x1 Alamouti και γ) 2x2 Alamouti όταν η τιμή του BER είναι ίση με 10^{-6}	154
Σχήμα 52: Διάταξη μέτρησης της συνάρτησης μεταφοράς μίας LED. Η γεννήτρια Agilent 33250A και ο παλμογράφος DSO5000 συνδέονται σε ένα PC μέσω των διεπαφών GPIB και USB, αντίστοιχα. Το φως που εκπέμπει η LED λαμβάνεται από τον ανιχνευτή 100MHz PDA10A-EC, ο οποίος περιλαμβάνει έναν ενισχυτή διαγωγιμότητας (TIA – TransImpedance Amplifier). Μία αντίσταση $R = 50 \Omega$ συνδέεται σε σειρά με την LED και χρησιμοποιείται για τη μέτρηση του ρεύματος οδήγησης.	161
Σχήμα 53: Κανονικοποιημένο πλάτος συνάρτησης μεταφοράς πρώτης τάξης για α) IR LED, β) το μπλε τμήμα μίας RGB LED και γ) μίας λευκής LED.	162
Σχήμα 54: α) PWM κυματομορφή για την περίπτωση $\delta=20\%$ και $\delta=80\%$. Διακρίνεται η περίοδος PWM (T_{PWM}) και η χρονική διάρκεια που η LED είναι σε κατάσταση «on» (T_1) όταν $\delta=20\%$. β) Συνδυασμός PWM με DMT σήμα για $\delta=20\%$ και $\delta=80\%$	164
Σχήμα 55: Μπλοκ διάγραμμα ενός PWM-DMT συστήματος VLC.	165
Σχήμα 56: Κυματομορφή PWM στην περίπτωση που ο λόγος R δεν είναι ακέραιος αριθμός.	167

Σχήμα 57: Φασματική πυκνότητα ισχύος ενός PWM-DMT σήματος με 32 υποφέροντα και 16-QAM διαμόρφωση στο καθένα, για $\delta = 0$ και $\delta = 80\%$ όταν α) $f_{PWM} = f_{M-1}$ και β) $f_{PWM} = 2f_{M-1}$.	169
Σχήμα 58: Παράγοντας flickering για διαφορετικές τιμές της f_{PWM} όταν $\delta = 20\%$ και 80% .	171
Σχήμα 59: α) Τυπική απόκλιση του φανταστικού μέρους του αποδιαμορφωμένου συμβόλου σαν συνάρτηση του δ . β) Τυπική απόκλιση του πραγματικού μέρους του αποδιαμορφωμένου συμβόλου σαν συνάρτηση του δ . Και στις δύο περιπτώσεις $f_{PWM}=0.3f_{M-1}$.	172
Σχήμα 60: α) Αντίστροφος SIR για την ασύγχρονη περίπτωση ως συνάρτηση του F για $\delta = 80\%$. β) Αντίστροφος SIR για τη συγχρονισμένη περίπτωση ως συνάρτηση του F για $\delta = 80\%$.	173
Σχήμα 61: α) Αντίστροφος SIR για την ασύγχρονη περίπτωση ως συνάρτηση του F για $\delta = 20\%$. β) Αντίστροφος SIR για τη συγχρονισμένη περίπτωση ως συνάρτηση του F για $\delta = 20\%$.	174
Σχήμα 62: α) BER για την ασύγχρονη περίπτωση και την τεχνική ανίχνευσης A όταν $\delta=80\%$. β) BER για τη συγχρονισμένη περίπτωση και την τεχνική ανίχνευσης A όταν $\delta=80\%$.	175
Σχήμα 63: α) BER για την ασύγχρονη περίπτωση συναρτήσει του F όταν χρησιμοποιείται η τεχνική ανίχνευσης B. β) BER για τη συγχρονισμένη περίπτωση συναρτήσει του F όταν χρησιμοποιείται η τεχνική ανίχνευσης B. Και στις δύο περιπτώσεις το $\delta = 80\%$.	176
Σχήμα 64: Μέση τιμή του BER για τη συγχρονισμένη περίπτωση όταν χρησιμοποιείται η τεχνική ανίχνευσης B. Θεωρήθηκαν δύο τιμές για το δ , 80% και 20% και λήφθηκε υπόψη και η επίδραση του θορύβου	177
Σχήμα 65: Οι τρεις περιπτώσεις που θεωρήθηκαν για τον υπολογισμό των όρων παρεμβολής στην περίπτωση που ο λόγος T/T_{PWM} δεν είναι ακέραιος αριθμός και όταν $T+T_1 < T_{PWM}$.	187
Σχήμα 66: Οι τρεις περιπτώσεις που θεωρήσαμε για την εκτίμηση των όρων παρεμβολής στην περίπτωση που ο λόγος T/T_{PWM} δεν είναι ακέραιος αριθμός και όταν $T+T_1 > T_{PWM}$.	188

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΙΚΟΝΩΝ

- Εικόνα 1: Ενσύρματη και ασύρματη διασύνδεση ηλεκτρικών συσκευών σε ένα οικιακό δίκτυο (HAN – Home Area Network).29
- Εικόνα 2: Αρχιτεκτονική ενός VDSL2 δικτύου. Οι χρήστες συνδέονται με καλώδιο χαλκού με το DSLAM, ενώ για τη διασύνδεση του DSLAM με το κεντρικό γραφείο (CO – Central Office) του παρόχου χρησιμοποιείται οπτική ίνα. Το δίκτυο VDSL2 υποστηρίζει συμμετρικούς ρυθμούς μετάδοσης της τάξης των 100, 40 και 10Mb/s για αποστάσεις $d \approx 100$ m, 1km και 3 km από το DSLAM αντίστοιχα.....30
- Εικόνα 3: Αρχιτεκτονική ενός FTTH, GPON δικτύου. Το οπτικό δίκτυο διανομής (Optical Distribution Network) αποτελείται από έναν ή περισσότερους οπτικούς διαχωριστές (optical splitters) η οποίοι διαμοιράζουν την οπτική ισχύ του εισερχόμενου σήματος στους συνδρομητές που είναι συνδεδεμένοι σε κάθε splitter. Οι τερματικές συσκευές του οπτικού δικτύου (Optical Network Terminals) χρησιμοποιούνται για τη μετατροπή του εισερχόμενου οπτικού σήματος σε κατάλληλη μορφή σύμφωνα με την υπάρχουσα δικτύωση του συνδρομητή (π.χ. τηλεφωνική γραμμή, ασύρματη σύνδεση, οπτική ίνα, PLC κ.α.).31
- Εικόνα 4: WiMAX δίκτυο για σταθερή πρόσβαση. Διακρίνεται ο σταθμός βάσης (Base Station) ο οποίος μπορεί να έχει ή όχι οπτική επαφή με την κεραία του συνδρομητή. ...33
- Εικόνα 5: Εξέλιξη των ρυθμών μετάδοσης που παρέχουν οι ενσύρματες και ασύρματες τεχνολογίες πρόσβασης στα συστήματα επικοινωνιών εσωτερικού χώρου.34
- Εικόνα 6: Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα.....39
- Εικόνα 7: Οπτικός τηλεγράφος.41
- Εικόνα 8: Αρχή λειτουργίας φωτόφωου.42
- Εικόνα 9: Φασματική πυκνότητα ισχύος της ακτινοβολίας που προέρχεται από λαμπτήρες φθορισμού και πυρακτώσεως καθώς και από τον ήλιο [64].47
- Εικόνα 10: Διατάξεις οπτικών ασύρματων συστημάτων: (α) διάταξη οπτικής επαφής στενής δέσμης (NLOS – Narrow LOS), (β) υβρίδιο NLOS στον πομπό και WLOS (Wide LOS) στο δέκτη, (γ) διάταξη οπτικής επαφής ευρείας δέσμης (WLOS – Wide LOS), (δ)(ε) διάταξη ημι-διάχυσης (quasi diffuse), (στ) διάταξη διάχυσης (diffuse).....48
- Εικόνα 11: Κυψελωτό ασύρματο οπτικό σύστημα. Χρησιμοποιεί συστοιχία NLOS πομπών οι οποίοι «στοχεύουν» σε διαφορετικές περιοχές του χώρου, δημιουργώντας μικροκυψέλλες και επεκτείνοντας την εμβέλεια του συστήματος.49
- Εικόνα 12: (α) Η παράλληλη δέσμη ακτινών που εκπέμπεται από σημειακή πηγή εστιάζεται σε μικρή περιοχή του αμφιβληστροειδούς (β) Η παράλληλη δέσμη ακτινών που εκπέμπεται από εκτεταμένη πηγή δεν εστιάζεται σε μια μικρή περιοχή του αμφιβληστροειδούς αλλά κατανέμεται σε διαφορετικά σημεία.52
- Εικόνα 13: Σύγκριση της φασματικής πυκνότητας ισχύος μίας συμβατικής GaAs LED και μίας GaInAs RC-LED. Το εύρος της ακτινοβολίας της RC-LED είναι 10 φορές μικρότερο από αυτό της απλής LED.....56
- Εικόνα 14: Εκπεμπόμενο φως από: α) τέσσερις συμβατικές LEDs μπλε, κίτρινου, βιολετί και λευκού χρώματος και β) τρεις κόκκινες RC LEDs.....56
- Εικόνα 15: Διάχυση ακτινοβολίας από laser πηγή με χρήση κατάλληλου ολογράμματος. Παρατηρείται διεύρυνση της εκπεμπόμενης εστιασμένης δέσμης, γεγονός που «χαλαρώνει» τους περιορισμούς στην οπτική ισχύ εκπομπής.58

Εικόνα 16: Μεταβολή της οπτικής ισχύος εκπομπής με τη θερμοκρασία για μία LED και μία LD.....	59
Εικόνα 17: Χαρακτηριστική συντελεστή απόκρισης σαν συνάρτηση του μήκους κύματος για φωτόδιο Si, GaAs και InGaAs [83].....	62
Εικόνα 18: Δομή PIN φωτοδιόδου Si χωρίς εσωτερικό κέρδος. Διακρίνεται η intrinsic περιοχή η οποία παρεμβάλλεται στην επαφή p-n. Η πρόσπτωση φωτός στην ανάστροφα πολωμένη δίοδο προκαλεί την απελευθέρωση ηλεκτρονίων και οπών με αποτέλεσμα τη δημιουργία φωτορεύματος ανάλογου προς την προσπίπτουσα οπτική ισχύ.....	64
Εικόνα 19: Δομή APD φωτοδιόδου Si. Στην περιοχή αραίωσης εφαρμόζεται ηλεκτρικό πεδίο πολύ υψηλής έντασης. Η πρόσπτωση φωτός στην ανάστροφα πολωμένη δίοδο προκαλεί την απελευθέρωση ηλεκτρονίων τα οποία κατά τη διέλευσή τους από την περιοχή αραίωσης διεγείρουν και άλλα ηλεκτρόνια και με αυτόν τον τρόπο ενισχύουν το παραγόμενο φωτόρευμα.	65
Εικόνα 20: Ημισφαιρική διάταξη οπτικού συγκεντρωτή α) με επίπεδο υψιπερατό φίλτρο και β) με φίλτρο λεπτού στρώματος τοποθετημένο στην κυρτή πλευρά της επιφάνειας του συγκεντρωτή.	68
Εικόνα 21: Διάταξη σύνθετου παραβολικού συγκεντρωτή α) με επίπεδο υψιπερατό φίλτρο και β) με υψιπερατό φίλτρο τοποθετημένο μεταξύ δύο διηλεκτρικών [11].	69
Εικόνα 22: Διάταξη διηλεκτρικού συγκεντρωτή ολικής εσωτερικής ανάκλασης με επίπεδο φίλτρο λεπτού στρώματος [11].	69
Εικόνα 23: Σύγκριση διαχείρισης διαθέσιμου φάσματος σε συμβατικά FDM και DMT συστήματα.	76
Εικόνα 24: Φάσμα DMT σήματος.	79
Εικόνα 25: Μέθοδος ray tracing με προσομοιώσεις Monte Carlo για τον υπολογισμό της κρουστικής απόκρισης οπτικού ασύρματου καναλιού εσωτερικού χώρου [95].....	84
Εικόνα 26: Διαγράμματα ακτινοβολίας του πομπού και ενεργός επιφάνεια του δέκτη για την τοπολογία (α) T_1R_1 και (β) T_8R_8 [98].	89
Εικόνα 27: Εφαρμογή ενός VLC συστήματος σε ένα τυπικό περιβάλλον γραφείου. Οι λαμπτήρες χρησιμοποιούνται για να παρέχουν πρόσβαση στο Internet, συνδέονται με κατάλληλο δίκτυο αισθητήρων για την αυτοματοποίηση κάποιων εργασιών κοκ.	157
Εικόνα 28: α) Δομή μίας λευκής one-chip LED. Διακρίνονται το στρώμα φωσφόρου που καλύπτει το μπλε InGaN chip. β) Μηχανισμός εκπομπής φωτός από μία λευκή one-chip LED.	159
Εικόνα 29: Δομή μίας λευκής multi-chip RGB LED. Διακρίνονται τα τρία chips κόκκινου, πράσινου και μπλε χρώματος.....	159
Εικόνα 30: Φασματική πυκνότητα έντασης ακτινοβολίας μίας λευκής one-chip LED. Διακρίνεται η μπλε ακτινοβολία της InGaN LED με κορυφή στα 465 nm περίπου και η πιο ευρεία κατανομή της έντασης της ακτινοβολίας που εκπέμπεται από το στρώμα φωσφόρου YAG μεταξύ 500–700 nm.....	159
Εικόνα 31: Φασματική πυκνότητα έντασης ακτινοβολίας μίας λευκής RGB LED. Διακρίνεται η μπλε ακτινοβολία με κορυφή στα 465 nm περίπου, πράσινη στα 575 nm και η κόκκινη συνιστώσα στα 635 nm περίπου.....	160

Εικόνα 32: Διάταξη μέτρησης της συνάρτησης μεταφοράς μίας εμπορικής λευκής LED. Διακρίνεται ο οπτικός ανιχνευτής στα αριστερά, η λευκή LED στα δεξιά και ο ψηφιακός παλμογράφος που καταγράφει την τάση στο δέκτη και στον πομπό..... 161

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 1: Σύγκριση RF και οπτικών ασύρματων συστημάτων	40
Πίνακας 2: Σύγκριση μήκους κύματος για οπτικές πηγές.....	51
Πίνακας 3: Σύγκριση οπτικών πηγών LEDs και LDs.	60
Πίνακας 4: Χαρακτηριστικά διαφόρων φωτοδιόδων.	66
Πίνακας 5: Σύγκριση φωτοδιόδων PIN και APDs.	67
Πίνακας 6: Παράμετροι για την προσομοίωση της κρουστικής απόκρισης.....	94
Πίνακας 7: Φασματική ένταση ακτινοβολίας του υπό μελέτη χώρου.	95

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα διδακτορική διατριβή εκπονήθηκε το χρονικό διάστημα μεταξύ Οκτωβρίου 2007 και Οκτωβρίου 2011 στο Εργαστήριο Οπτικών Επικοινωνιών του Τμήματος Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών υπό την επίβλεψη του Καθηγητή κου Θωμά Σφηκόπουλου. Αντικείμενό της αποτελεί η μελέτη των επιδόσεων ασύρματων οπτικών συστημάτων υπέρυθρου και ορατού φωτός σε ευρυζωνικά δίκτυα εσωτερικού χώρου. Οι δημοσιεύσεις που προέκυψαν κατά την εκπόνηση της παρούσας διατριβής είναι:

A.1 Επιστημονικές δημοσιεύσεις σε διεθνή περιοδικά με κριτές

[1] Georgia Ntogari, Thomas Kamalakis, and Thomas Sphicopoulos, "Analysis of Indoor Multiple Input Multiple Output Coherent Optical Wireless Systems," accepted for publication at IEEE Journal of Lightwave Technology.

[2] Georgia Ntogari, Thomas Kamalakis, Joachim W. Walewski and Thomas Sphicopoulos, "Combining illumination dimming based on pulse width modulation with visible light communications based on discrete multitone modulation," IEEE/OSA Journal of Optical Communication and Networks, Vol. 2, No. 12, December 2010.

[3] Georgia Ntogari, Thomas Kamalakis and Thomas Sphicopoulos, "Performance Analysis of Space Time Block Coding techniques for Indoor Optical Wireless Systems," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 27, No.9, December 2009.

[4] Georgia Ntogari, Thomas Kamalakis and Thomas Sphicopoulos, "Performance Analysis of Decision Feedback and Linear Equalization schemes for Non-Directed Indoor Optical Wireless Systems," Journal of Communications, Academy Publisher, Issue 8, September 2009.

A.2 Επιστημονικές δημοσιεύσεις σε διεθνή επιστημονικά συνέδρια με κριτές

[5] Georgia Ntogari, Thomas Kamalakis and Thomas Sphicopoulos, "Performance Analysis of of Non-Directed Equalized Indoor Optical Wireless Systems", 6th Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing, 23-25 July 2008, Graz, Austria.

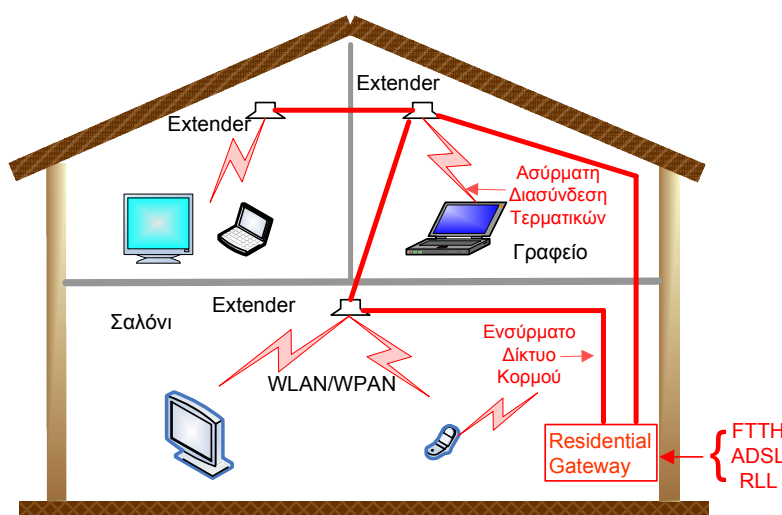
1. Επισκόπηση οπτικών συστημάτων τηλεπικοινωνιών για οικιακά δίκτυα πρόσβασης

Ο ολοένα αυξανόμενος αριθμός των συσκευών που επικοινωνούν μεταξύ τους μέσα στο σπίτι καθώς και οι νέες υπηρεσίες Internet μέσω των αναπτυσσόμενων δικτύων οπτικών ινών υψηλής ταχύτητας έχουν δημιουργήσει την ανάγκη για οικιακά δίκτυα πρόσβασης (HAN – Home Access Network). Ο όρος οικιακά δίκτυα αφορά στη δικτύωση των ηλεκτρικών συσκευών ενός σπιτιού και την αξιοποίηση των δυνατοτήτων που προσφέρονται μέσα από αυτήν. Η μεταφορά αρχείων από H/Y σε H/Y, ο έλεγχος των συστημάτων διασκέδασης (DVD (Digital Versatile Disc), τηλεοράσεων, βιντεοκονσόλας, ηχοσυστήματος), η κοινή χρήση του εκτυπωτή είναι μερικές από αυτές.

Στα σημερινά HANs οι περισσότερες συσκευές είτε περιορίζονται σε ταχύτητες μερικών Mb/s είτε απαιτούν τη χρήση νέων τεχνολογιών για την επίτευξη υψηλότερων ρυθμών μετάδοσης. Επομένως, υπάρχει μεγάλη πιθανότητα να αποτελέσουν σημείο συμφόρησης όταν τροφοδοτηθούν από τα υψηλής ταχύτητας ~10Gb/s δίκτυα οπτικών ινών που προσεγγίζουν το σπίτι (FTTH – Fiber To The Home) [1]. Η αποδοτική διαχείριση του τεράστιου εύρους ζώνης που φθάνει στην «πόρτα» του χρήστη, εξασφαλίζοντας ταυτόχρονα υψηλή ποιότητα υπηρεσιών (QoS – Quality of Service), αποτελεί μεγάλη πρόκληση για τα τοπικά δίκτυα (LAN – Local Area Network) και τα σύγχρονα συστήματα επικοινωνιών εσωτερικού χώρου. Στην κατεύθυνση αυτή εξετάζονται διαφορετικές τεχνολογίες, όπως οι επικοινωνίες μέσω της γραμμής μεταφοράς ρεύματος (PLC – Power Line Communications) καθώς και τα ασύρματα οπτικά (FSO – Free Space Optics) και τα RF (Radio Frequency) δίκτυα. Η παρούσα μελέτη εστιάζει το ενδιαφέρον στη χρήση της τεχνολογίας FSO για την υλοποίηση ασύρματων συστημάτων επικοινωνίας για HANs.

1.1 Οικιακά δίκτυα πρόσβασης

Στην Εικόνα 1 παρουσιάζεται ένα οικιακό δίκτυο πρόσβασης αποτελούμενο από διαφορετικές συσκευές η διασύνδεση των οποίων επιτυγχάνεται ασύρματα ή/και ενσύρματα [2].



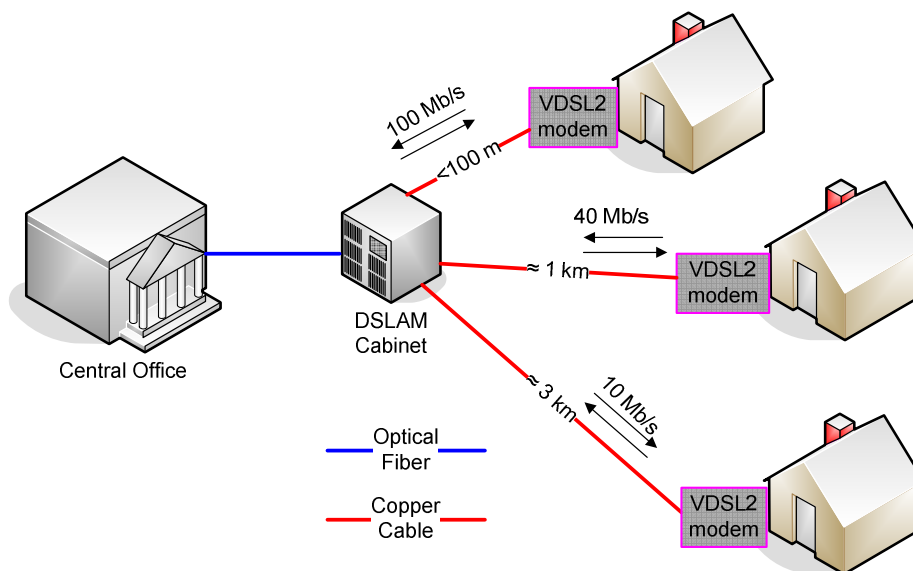
Εικόνα 1: Ενσύρματη και ασύρματη διασύνδεση ηλεκτρικών συσκευών σε ένα οικιακό δίκτυο (HAN – Home Area Network).

Σύμφωνα με την Εικόνα 1 η χρήση μίας συσκευής επέκτασης (extender) είναι απαραίτητη για την ενίσχυση της περιοχής κάλυψης του HAN καθώς και για τη δικτύωση συσκευών με διαφορετικές φυσικές διεπαφές (PHY interfaces). Ο extender μπορεί να είναι είτε ένα ασύρματο σημείο πρόσβασης (wireless hotspot) τοποθετημένο

στην οροφή του δωματίου είτε οι ίδιες οι τερματικές συσκευές οι οποίες λειτουργούν ως αναμεταδότες της τηλεπικοινωνιακής κίνησης που προορίζεται για τα γειτονικά τους τερματικά. Η “residential gateway” συνδέει το τοπικό HAN με το δίκτυο ευρείας ζώνης που «φθάνει» στο σπίτι, π.χ. το ενσύρματο δίκτυο ψηφιακής συνδρομητικής γραμμής (DSL – Digital Subscriber Line) [3] ή το δίκτυο οπτικής ίνας που φθάνει στο κτήριο/σπίτι (FTTB – Fiber To The Building /FTTH – Fiber To The Home) [4] ή εναλλακτικά τα συστήματα FSO και το ασύρματο δίκτυο τοπικού βρόχου ραδιοσυχνοτήτων (RLL – Radio in the Local Loop) [5], το οποίο χρησιμοποιείται κυρίως σε αγροτικές και ημιαστικές περιοχές.

1.1.1 DSL δίκτυα πρόσβασης

Η ανάπτυξη της τεχνολογίας DSL επέτρεψε την ταυτόχρονη μετάδοση φωνής και δεδομένων (δεδομένα, ψηφιακή τηλεόραση, γραφικά) μέσω μίας απλής τηλεφωνικής γραμμής. Η ασύμμετρη ψηφιακή συνδρομητική γραμμή (ADSL – Asymmetrical Digital Subscriber Line) τυποποιήθηκε σύμφωνα με την οδηγία ITU G.992.1 [6] και παρέχει περίπου 6Mb/s downlink. Ο χαρακτηρισμός «συμμετρική» ή «ασύμμετρη» μετάδοση δηλώνει εάν το downlink και το uplink υποστηρίζουν τον ίδιο ή όχι ρυθμό μετάδοσης. Η εξέλιξη του ADSL είναι το ADSL2 και το ADSL2+ το οποίο παρέχει στη downstream κατεύθυνση μέχρι 24Mb/s [7].



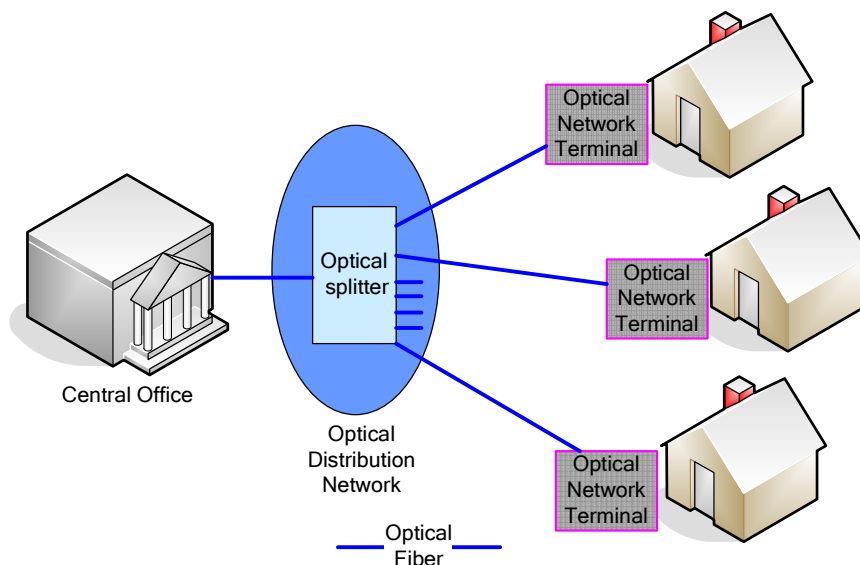
Εικόνα 2: Αρχιτεκτονική ενός VDSL2 δικτύου. Οι χρήστες συνδέονται με καλώδιο χαλκού με το DSLAM, ενώ για τη διασύνδεση του DSLAM με το κεντρικό γραφείο (CO – Central Office) του παρόχου χρησιμοποιείται οπτική ίνα. Το δίκτυο VDSL2 υποστηρίζει συμμετρικούς ρυθμούς μετάδοσης της τάξης των 100, 40 και 10Mb/s για αποστάσεις $d \approx 100\text{ m}$, 1km και 3 km από το DSLAM αντίστοιχα.

Η νεότερη τεχνολογία του DSL είναι το VDSL (Very high bit rate DSL) [8] που υποστηρίζει ρυθμούς έως 52Mb/s downlink και 12Mb/s uplink ή 26Mb/s συμμετρικά, σε αποστάσεις μέχρι και 300 m από τον τοπικό βρόχο της εταιρίας που παρέχει το VDSL. Η δεύτερη γενιά του VDSL, το VDSL2 [9], προσφέρει συμμετρική μετάδοση με ταχύτητες 100, 40 και 10Mb/s σε αποστάσεις $< 100\text{ m}$, 1 και 3km αντίστοιχα. Όπως φαίνεται στην Εικόνα 2 τα δίκτυα VDSL χρησιμοποιούν οπτική ίνα μέχρι τον πολυπλέκτη/αποπολυπλέκτη του DSL (DSLAM – DSL Access Multiplexer) και καλώδια χαλκού μέχρι τον τελικό χρήστη. Οι υψηλές απώλειες που σχετίζονται με τη χρήση του καλωδίου χαλκού περιορίζουν το μήκος του σε μερικές εκατοντάδες μέτρα και έχουν ως αποτέλεσμα την αντιστρόφως ανάλογη σχέση του μέγιστου δυνατού ρυθμού μετάδοσης στον τελικό χρήστη με την απόσταση από το DSLAM. Για το σκοπό αυτό βασικός

στόχος των δικτύων πρόσβασης νέας γενιάς είναι να προσεγγίσει η οπτική ίνα τον τελικό οικιακό χρήστη και να αντικαταστήσει τα υπάρχοντα καλώδια χαλκού.

1.1.2 FTTH δίκτυα πρόσβασης

Η συνεχής αύξηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης αποτελεί το βασικότερο λόγο για τον οποίο οι τεχνολογικές εξελίξεις έχουν οδηγηθεί στην ανάπτυξη δικτύων οπτικών ινών, καθώς οι οπτικές ίνες παρουσιάζουν τεράστιο εύρος ζώνης. Πιο συγκεκριμένα, το διαθέσιμο εύρος ζώνης των οπτικών ινών γύρω από τη φασματική περιοχή του 1.5μm είναι της τάξης των ~25THz, δηλαδή περίπου 1000 φορές μεγαλύτερο από ολόκληρο το διαθέσιμο φάσμα ραδιοσυχνοτήτων [10], [11]. Ήδη η τεχνολογία FTTH γνωρίζει ταχύτατη ανάπτυξη στην Ιαπωνία [4]. Πιο συγκεκριμένα, το Μάιο του 2010 καταγράφηκαν περισσότεροι από 17 εκατομμύρια συνδρομητές για δίκτυα FTTB/FTTH, 62% εκ των οποίων για FTTH. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει το γεγονός ότι στην Ιαπωνία ο αριθμός των FTTH συνδρομητών ξεπέρασε αυτόν των DSL συνδρομητών. Στη Νότιο Κορέα η διείσδυση της τεχνολογίας FTTB/FTTH υπερβαίνει το 50% [12], [13]. Τον Απρίλιο του 2010, το πλήθος των διασυνδεδεμένων με οπτική ίνα σπιτιών ανήλθε στα 5.8 εκατομμύρια στις ΗΠΑ, αριθμός που αντιστοιχεί σε διείσδυση 6% [4]. Εκτιμάται ότι 18.2 εκατομμύρια σπίτια συνολικά βρίσκονται σε εγγύτητα με τις υπάρχουσες υποδομές του δικτύου FTTH γεγονός που επιτρέπει την εύκολη διασύνδεσή τους. Παρόμοια είναι η κατάσταση και στην Ευρώπη όπου, το Μάιο του 2010 η διείσδυση του FTTH/FTTB ξεπέρασε το 10% στη Λιθουανία, τη Σλοβενία και τη Νορβηγία [4].



Εικόνα 3: Αρχιτεκτονική ενός FTTH, GPON δικτύου. Το οπτικό δίκτυο διανομής (Optical Distribution Network) αποτελείται από έναν ή περισσότερους οπτικούς διαχωριστές (optical splitters) η οποίοι διαμοιράζουν την οπτική ισχύ του εισερχόμενου σήματος στους συνδρομητές που είναι συνδεδεμένοι σε κάθε splitter. Οι τερματικές συσκευές του οπτικού δικτύου (Optical Network Terminals) χρησιμοποιούνται για τη μετατροπή του εισερχόμενου οπτικού σήματος σε κατάλληλη μορφή σύμφωνα με την υπάρχουσα δικτύωση του συνδρομητή (π.χ. τηλεφωνική γραμμή, ασύρματη σύνδεση, οπτική ίνα, PLC κ.α.).

Τα δίκτυα FTTH υλοποιούνται με τη χρήση είτε ενεργού (AON – Active Optical Network) [14] ή παθητικού εξοπλισμού (PON – Passive Optical Network) [15]. Τα AONs στηρίζονται στην τεχνολογία Ethernet και χρησιμοποιούν διατάξεις ενεργού εξοπλισμού, δηλαδή διατάξεις που απαιτούν ηλεκτρική τροφοδοσία όπως μεταγωγείς (switches) και δρομολογητές (routers), στους κόμβους διανομής. Ένα τέτοιο σύστημα υποστηρίζει συνδέσεις σημείο-προς-σημείο (P2P – Point To Point) επιτρέποντας στον κάθε χρήστη να έχει αποκλειστικά στη διάθεσή του όλο το εύρος ζώνης της ίνας. Στα PONs η

μετάδοση πραγματοποιείται με κατάλληλες οπτικές διατάξεις, όπως είναι οι οπτικοί διαχωριστές (optical splitters). Σύμφωνα με την Εικόνα 3, τα βασικά δομικά στοιχεία ενός δικτύου PON είναι ο οπτικός διαχωριστής (optical splitter) και οι τερματικές συσκευές του οπτικού δικτύου (ONT – Optical Network Terminals). Ο splitter διαμοιράζει την οπτική ισχύ στους συνδρομητές που συνδέονται σε αυτόν ενώ οι συσκευές ONT χρησιμοποιούνται για τη μετατροπή του εισερχόμενου οπτικού σήματος σε κατάλληλη μορφή σύμφωνα με την υπάρχουσα δικτύωση του συνδρομητή (π.χ. τηλεφωνική γραμμή, ασύρματη σύνδεση, οπτική ίνα, PLC κ.α.).

Τα PONs χαρακτηρίζονται από χαμηλό κόστος εγκατάστασης και συντήρησης αλλά και από μικρή εμβέλεια γεγονός που περιορίζει την απόσταση μεταξύ του χρήστη και της πηγής. Επιπλέον, το διαθέσιμο εύρος ζώνης διαμοιράζεται σε όλους τους χρήστες με αποτέλεσμα σε περίπτωση αυξημένης τηλεπικοινωνιακής κίνησης να σημειώνονται καθυστερήσεις και χαμηλότερες ταχύτητες μετάδοσης. Αντίθετα, τα AONs παρέχουν τη δυνατότητα για σταθερούς ρυθμούς δεδομένων αλλά παρουσιάζουν υψηλότερο κόστος και μικρότερη αξιοπιστία λόγω του ενεργού εξοπλισμού. Η επιλογή της μίας ή της άλλης τεχνολογίας εξαρτάται από την τοπολογία του δικτύου και τις υπηρεσίες που καλείται να υποστηρίξει. Στα οικιακά δίκτυα πρόσβασης έχει επικρατήσει λόγω του χαμηλού της κόστους η τεχνολογία PON.

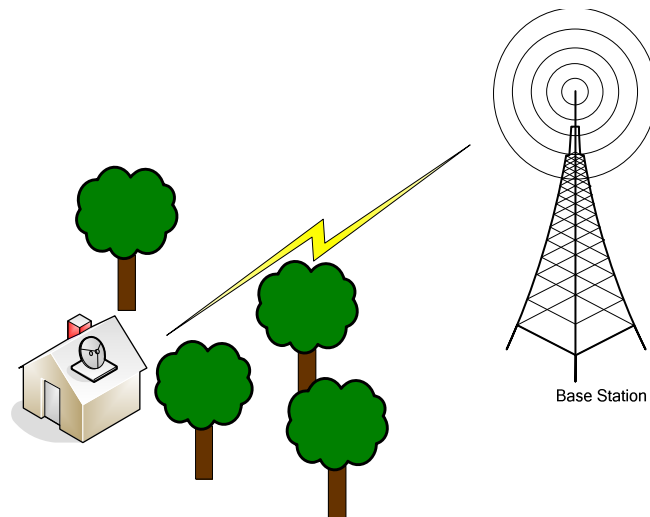
Έχουν αναπτυχθεί δύο πρότυπα για τα παθητικά οπτικά δίκτυα πρόσβασης: 1) το IEEE 802.3ah EPON (Ethernet Passive Optical Network) [16], [17] και 2) το ITU-T G.984 GPON (Gigabit Passive Optical Network) [18]. Το IEEE EPON υποστηρίζει ρυθμούς μετάδοσης της τάξης του 1Gb/s, συμμετρικά και για upstream και για downstream κίνηση, ενώ το ITU-T GPON επιτρέπει ρυθμούς 2.488Gb/s στο downstream και 1.244Gb/s στο upstream. Το 10GPON [1] είναι μία πιο εξελιγμένη GPON αρχιτεκτονική που επιτρέπει ταχύτητες 10Gb/s στο downstream. Η ITU-T Q2/15 έχει ξεκινήσει τη διαδικασία για την προτυποποίηση του XG-PON (όπου το X αντιστοιχεί στο λατινικό σύμβολο για τον αριθμό 10, δηλαδή, με XG-PON συμβολίζουμε ένα 10G-PON) [1] ώστε να αντικαταστήσει το GPON. Τα προαναφερθέντα πρότυπα αντιστοιχούν σε PONs τα οποία χρησιμοποιούν τεχνική πολυπλεξίας με διαίρεση χρόνου (TDM – Time Domain Multiplexing) [19] με αποτέλεσμα το τεράστιο εύρος ζώνης να είναι αποκλειστικά διαθέσιμο στον κάθε χρήστη σε διαφορετικές χρονοθυρίδες (time-slots). Η χρήση πολυπλεξίας μήκους κύματος (WDM – Wavelength Division Multiplexing) θεωρείται η ιδανική λύση για την αποδοτικότερη χρήση του διαθέσιμου φάσματος και την αναβάθμιση των PONs. Η τεχνολογία WDM-PON [20], [21] αναθέτει σε κάθε χρήστη ένα ζεύγος μηκών κύματος, για το διαχωρισμό της downstream και της upstream κίνησης. Με αυτόν τον τρόπο δημιουργείται μια εικονική σύνδεση P2P με αποτέλεσμα να διατίθεται αποκλειστικά στον κάθε χρήστη εύρος ζώνης της τάξης των ~Gb/s.

1.1.3 Ασύρματα δίκτυα πρόσβασης

Εναλλακτικά, ιδιαίτερα στην περίπτωση των ημιαστικών και αγροτικών περιοχών όπου δεν υπάρχουν ενσύρματες υποδομές, η ευρυζωνική πρόσβαση πραγματοποιείται με την τεχνολογία RLL. Το σχετικό πρότυπο που έχει αναπτυχθεί είναι το IEEE 802.16 το οποίο είναι γνωστό ως WiMAX (World Interoperability for Microwave Access) και υποστηρίζει ταχύτητες μετάδοσης 70-80Mb/s [22]. Το WiMAX παρέχει ευρυζωνική πρόσβαση τόσο σε σταθερά (fixed) όσο και σε κινητά (mobile) σημεία και χρησιμοποιεί την πολύ ευρεία περιοχή συχνοτήτων 2-66GHz. Για συχνότητες >10GHz είναι απαραίτητη η ύπαρξη οπτικής επαφής μεταξύ σταθμού βάσης και τερματικού. Οι αποστάσεις που μπορεί να καλυφθούν ξεπερνούν τα 50km όταν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ του σταθμού βάσης και του σημείου πρόσβασης ενώ στην περίπτωση που δεν υπάρχει οπτική επαφή χρησιμοποιείται η περιοχή συχνοτήτων 2-11GHz. Στην Εικόνα 4

φαίνεται ένα WiMAX δίκτυο το οποίο χρησιμοποιείται για σταθερή ασύρματη πρόσβαση ενός απομακρυσμένου συνδρομητή.

Το IEEE 802.16 αποτελεί εξέλιξη του IEEE 802.11 (Wi-Fi – Wireless-Fidelity) [23] και παρέχει αύξηση της εμβέλειας από τα 100m στα 50km ενώ μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σε συνθήκες μη οπτικής επαφής με χαμηλότερους ρυθμούς μετάδοσης σε αποστάσεις από 1 έως 7km. Το πρότυπο που έχει επικρατήσει για σταθερή πρόσβαση είναι το IEEE 802.16-2004 [24] ενώ η πιο πρόσφατη έκδοση του IEEE 802.16 για κινητά τερματικά είναι η IEEE 802.16j-2009 [25] η οποία επιτυγχάνει επιπλέον αύξηση της εμβέλειας με τη βοήθεια κατάλληλου συνεργατικού συστήματος με αναμεταδότες (cooperative relay systems). Παρόμοιες ταχύτητες μετάδοσης επιτυγχάνει και το πρότυπο LTE (Long Term Evolution), που αποτελεί εξέλιξη των UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) και HSPA (High Speed Packet Access) στα πλαίσια του 3GPP (3rd Generation Partnership Project). Η κύρια διαφορά του LTE και του WiMax έγκειται στο ότι το LTE χρησιμοποιεί διαφορετικές μεθόδους πρόσβασης για το uplink και το downlink λαμβάνοντας υπόψη τις απαιτήσεις του κάθε καναλιού. Έτσι ενώ στο uplink χρησιμοποιεί απλή πολυπλεξία συχνότητας, στο downlink, όπου απαιτούνται συνήθως υψηλότεροι ρυθμοί μετάδοσης, χρησιμοποιεί ορθογώνια πολυπλεξία συχνότητας [26]. Το LTE παρέχει ρυθμούς μετάδοσης έως 1Gb/s και έως 100Mb/s για σταθερά και κινητά τερματικά αντίστοιχα σε αποστάσεις μέχρι ~5km.



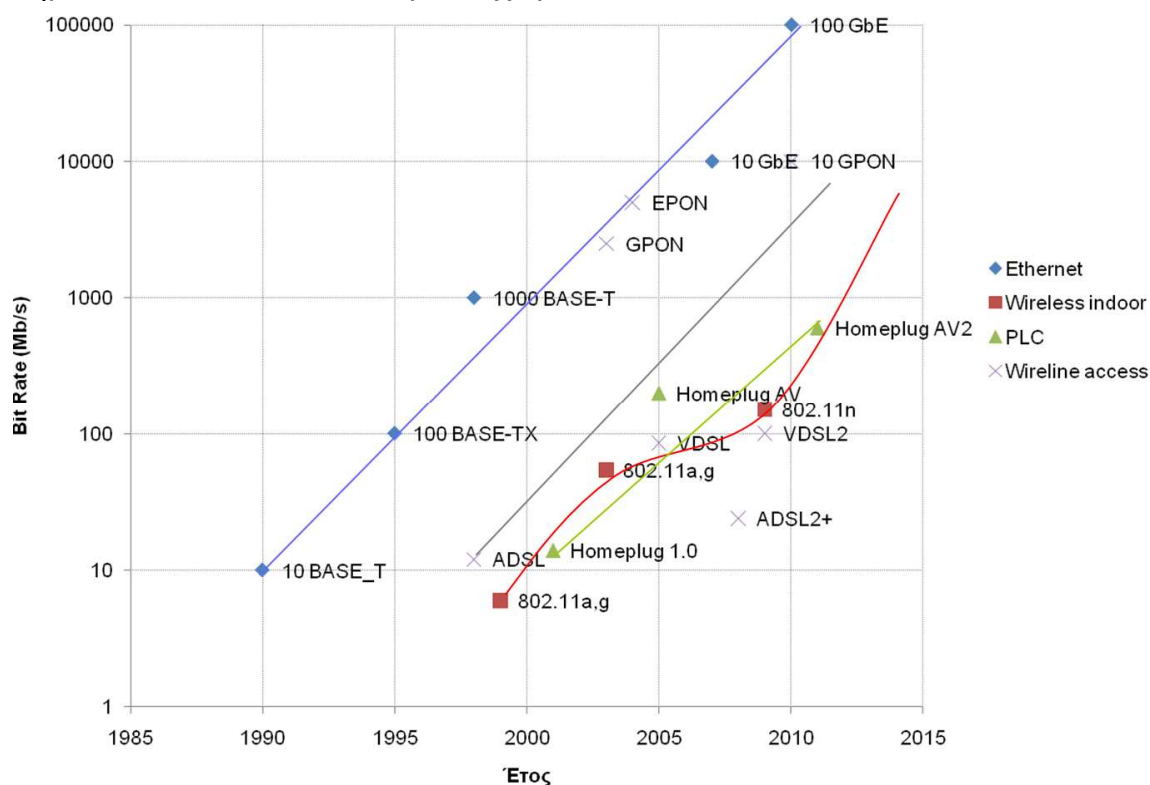
Εικόνα 4: WiMAX δίκτυο για σταθερή πρόσβαση. Διακρίνεται ο σταθμός βάσης (Base Station) ο οποίος μπορεί να έχει ή όχι οπτική επαφή με την κεραία του συνδρομητή.

Υψηλότεροι ρυθμοί μετάδοσης, της τάξης των ~Gb/s είναι εφικτοί με χρήση FSO συστημάτων ασύρματης πρόσβασης. Τα συστήματα αυτά ουσιαστικά επεκτείνουν το δίκτυο κορμού οπτικής ίνας και δεν απαιτούν μετατροπή του σήματος από οπτικό σε ηλεκτρικό. Το οπτικό σήμα οδηγείται κατευθείαν από την οπτική ίνα σε μία οπτική κεραία συνήθιστα VCSEL (Vertical Cavity Surface Emitting Laser) ή DFB (Distributed FeedBack) laser από την οποία και εκπέμπεται. Οι επιδόσεις των FSO συστημάτων περιορίζονται κυρίως από τις καιρικές και περιβαλλοντικές συνθήκες. Πιο συγκεκριμένα, ενώ δεν επηρεάζονται ιδιαίτερα από τη βροχή, σε περίπτωση ομίχλης οι απώλειες μπορούν να φτάσουν τα 100dB/km [27] υποβαθμίζοντας την ποιότητα της ζεύξης. Για το σκοπό αυτό έχουν προταθεί υβριδικά συστήματα που συνδυάζουν FSO με μιλιμετρικά δίκτυα (MMW - Millimeter Wave) [28]. Τα υβριδικά FSO/MMW συστήματα χρησιμοποιούν το MMW κανάλι ως εφεδρικό στην περίπτωση που το FSO λόγω ομίχλης δεν επιτρέπει τη σύνδεση. Τα MMW εκμεταλλεύονται την περιοχή συχνοτήτων 30-300GHz και υποστηρίζουν ρυθμούς έως 2Gb/s σε αποστάσεις μερικών μέτρων όπως ορίζεται από το πρότυπο IEEE 802.15.3c-2009 [29]. Στο [28] αναφέρεται η

υλοποίηση ενός υβριδικού FSO/MMW συστήματος με το οποίο επιτυγχάνονται ρυθμοί μετάδοσης 1Gb/s (FSO κανάλι) και 100Mb/s (MMW κανάλι στα 95GHz) σε απόσταση 800m.

1.2 Οικιακά δίκτυα εσωτερικού χώρου

Η εισαγωγή νέων δικτυακών υπηρεσιών όπως τρισδιάστατο βίντεο κατά απαίτηση (3D VoD – 3D Video on Demand) [30], τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας (HDTV – High Definition TV) [31], βίντεο υψηλής ευκρίνειας (High Definition Video), τηλεπαρουσία (Telepresence) [33], τρισδιάστατα παιχνίδια (3D Gaming), εφαρμογές εικονικής πραγματικότητας (Virtual Reality) [34] και ηλεκτρονικής Υγείας (e-Health) [35] έχουν αυξήσει τις απαιτήσεις για όλο και μεγαλύτερο εύρος ζώνης στα δίκτυα πρόσβασης. Στην Εικόνα 5 παρουσιάζεται η εξέλιξη των ρυθμών μετάδοσης που υποστηρίζουν τα οικιακά δίκτυα πρόσβασης την τελευταία δεκαετία. Το τεράστιο εύρος ζώνης που παρέχουν τα δίκτυα FTTH σε συνδυασμό με την χαμηλή κατανάλωση ισχύος που παρουσιάζουν τα καθιστούν μία ιδιαίτερα ελκυστική λύση για την υλοποίηση οικιακών δικτύων πρόσβασης. Η αποδοτική διαχείριση του τεράστιου εύρους ζώνης που παρέχουν τα δίκτυα οπτικών ινών αποτελεί μεγάλη πρόκληση για τα σύγχρονα συστήματα επικοινωνιών εσωτερικού χώρου.



Εικόνα 5: Εξέλιξη των ρυθμών μετάδοσης που παρέχουν οι ενσύρματες και ασύρματες τεχνολογίες πρόσβασης στα συστήματα επικοινωνιών εσωτερικού χώρου.

Η επιλογή του κατάλληλου τύπου LAN για ένα οικιακό δίκτυο εσωτερικού χώρου καθορίζεται τόσο από τη δυνατότητά του να υποστηρίξει υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης αλλά και από το αν ικανοποιεί την αισθητική του χρήστη. Τα σύγχρονα οικιακά δίκτυα εσωτερικού χώρου καλούνται να παρέχουν υπηρεσίες απαιτητικές σε εύρος ζώνης και συγχρόνως να ενσωματώνονται στο χώρο κατοικίας ή εργασίας χωρίς για παράδειγμα να απαιτούν την εγκατάσταση επιπλέον καλωδίωσης και χωρίς να καταλαμβάνουν πολύ χώρο. Σύμφωνα με τα παραπάνω, οι επικρατέστερες τεχνολογίες σήμερα για την υλοποίηση LANs εσωτερικού χώρου είναι η μετάδοση μέσω των γραμμών μεταφοράς ηλεκτρικού ρεύματος (PLC) και η ασύρματη μετάδοση.

1.2.1 Επικοινωνίες μέσω γραμμών μεταφοράς ρεύματος (PLC)

Τα σύγχρονα συστήματα PLC εκμεταλλεύονται την ήδη υπάρχουσα ηλεκτρολογική καλωδίωση του σπιτιού για την δημιουργία ενός δικτύου επικοινωνίας με δυνατότητα για ρυθμούς μετάδοσης εκατοντάδων Mb/s [36]. Σε ένα σύστημα PLC η μετάδοση της πληροφορίας πραγματοποιείται μέσω της γραμμής του ηλεκτρικού ρεύματος. Οι ιδιαιτερότητες που παρουσιάζει το κανάλι της γραμμής του ηλεκτρικού ρεύματος εμποδίζουν την επίτευξη ταχυτήτων της τάξης των Gb/s [37]. Πιο συγκεκριμένα, το γεγονός ότι το οικιακό ηλεκτρικό δίκτυο έχει σχεδιασθεί για μετάδοση σε συχνότητες 50-60Hz περιορίζει το διαθέσιμο εύρος ζώνης του καναλιού PLC στην περιοχή 2-30MHz όπου η ισχύς του θορύβου διατηρείται σε σχετικά χαμηλά επίπεδα. Σε αυτές τις συχνότητες τα καλώδια ηλεκτρικής ισχύος παρουσιάζουν «διαρροές», που σημαίνει ότι ένα μέρος της ισχύος του σήματος υψηλής συχνότητας χάνεται υπό τη μορφή ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας. Επιπλέον, η παρεμβολή από συσκευές που λειτουργούν στην ίδια περιοχή συχνοτήτων, ο θόρυβος από συσκευές που είναι συνδεδεμένες στο ηλεκτρικό δίκτυο, καθώς και η συχνοτική εξάρτηση του καναλιού υποβαθμίζουν σημαντικά την ποιότητα της επικοινωνίας. Πρόσφατα αναφέρθηκε ένα PLC σύστημα με εύρος ζώνης που φθάνει τα 100MHz με χρήση κατάλληλων τεχνικών πολλαπλής εισόδου πολλαπλής εξόδου (MIMO – Multiple Input Multiple Output) [2], [38].

Τα δύο επικρατέστερα πρότυπα για τα συστήματα PLC είναι το HomePlug AV και το IEEE P1901, τα οποία σήμερα έχουν ενσωματωθεί στο IEEE P1905 CDHN (Converged Digital Home Networking) [39]. Το HomePlug AV [36] ορίστηκε από τη HomePlug Powerline Alliance και υποστηρίζει ρυθμούς έως 200Mb/s ενώ το IEEE P1901 παρέχει ταχύτητες μετάδοσης 450Mb/s [40]. Ο στόχος του IEEE P1905 είναι η ανάπτυξη ενός οικιακού δικτύου εσωτερικού χώρου στο οποίο να συνυπάρχουν διάφορες τεχνολογίες δικτύωσης όπως το P1901, το IEEE 802.11 και το Ethernet (IEEE 802.3) [41].

1.2.2 Ασύρματα συστήματα ραδιοσυχνοτήτων (RF)

Τα πιο διαδεδομένα ασύρματα RF συστήματα σήμερα είναι συμβατά με το πρότυπο IEEE 802.11. Το πρότυπο IEEE 802.11 [23] είναι μια οικογένεια προτύπων της IEEE για ασύρματα τοπικά δίκτυα (WLAN – Wireless Local Area Network) που έχουν σκοπό να επεκτείνουν το ενσύρματο δίκτυο Ethernet (IEEE 802.3) [41]. Είναι ευρύτερα γνωστό ως Wi-Fi, επειδή η Wi-Fi Alliance, ένας οργανισμός ανεξάρτητος από τον IEEE, παρέχει την πιστοποίηση για τα προϊόντα με τις προδιαγραφές του 802.11. Η πρώτη έκδοση του 802.11 αναπτύχθηκε το 1997 από τον IEEE με ταχύτητα λειτουργίας 2Mb/s στα 2.4GHz.

Το 1999 εισήχθησαν δύο νέα πρότυπα: το 802.11a [42] και το 802.11b [43]. Το 802.11b λειτουργεί στη συχνότητα 2.4GHz (2.412-2.484GHz) και επιτυγχάνει ταχύτητες μετάδοσης 11Mb/s εφαρμόζοντας τη μέθοδο πρόσβασης CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance). Το 802.11a λειτουργεί στα 5GHz (5.15-5.85GHz) και χρησιμοποιώντας ορθογώνια πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing) επιτυγχάνει ταχύτητα μετάδοσης ίση με 54Mb/s. Το 2003 δημιουργήθηκε και το 802.11g [44], το οποίο λειτουργεί στην ίδια συχνότητα με το 802.11b αλλά χρησιμοποιεί κι αυτό OFDM όπως το 802.11a με αποτέλεσμα, παρά το μικρό διαθέσιμο εύρος ζώνης καναλιού των 22MHz, η ταχύτητά του να αυξάνεται στα 54Mb/s. Η μικρότερη εμβέλεια καθώς και το υψηλό κόστος των συσκευών στα συστήματα των 5.7GHz είχαν σαν αποτέλεσμα την επικράτηση του IEEE 802.11g στα WLANs.

Η επόμενη γενιά των προτύπων της οικογένειας 802.11, είναι το 802.11n [45] το οποίο λειτουργεί στα 2.4 και 5.7GHz και με ένα κανάλι εύρους ζώνης 40MHz, υπόσχεται ταχύτητες άνω των 100Mb/s. Ενσωματώνει τεχνολογικά στοιχεία των προηγούμενων προτύπων, αλλά εισάγει και αρκετά καινούρια. Ένα από αυτά είναι το σύστημα MIMO, το οποίο αξιοποιεί πολλαπλές κεραιές για τη μετάδοση διαφορετικών ακολουθιών δεδομένων (data streams) από ένα σημείο σε πολλά. Αυτό καθιστά εφικτή τη μετάδοση περισσότερης πληροφορίας σε ορισμένο χρονικό διάστημα σε σχέση με τα προηγούμενα πρότυπα ενώ υπό προϋποθέσεις είναι εφικτή και η αύξηση της εμβέλειας. Από την άλλη μεριά, τα συστήματα αυτά χαρακτηρίζονται από μεγαλύτερη κατανάλωση ισχύος και υψηλό κόστος λόγω των πολλαπλών στοιχείων εκπομπής και λήψης.

Για την αποφυγή παρεμβολών από ραδιοφωνικά σήματα, η Ομοσπονδιακή Επιτροπή Τηλεπικοινωνιών (FCC – Federal Communications Commission) [46] είναι υπεύθυνη για την εκχώρηση μικρών περιοχών στο φάσμα των ραδιοσυχνοτήτων. Η χρήση οποιασδήποτε από τις ζώνες που ορίζει η FCC, πρέπει να συνοδεύεται από ειδική άδεια. Η FCC παράλληλα χαρακτηρίζει ελεύθερα κάποια τμήματα του ραδιοφωνικού φάσματος στις συχνότητες 2.4 και 5GHz. Αυτές οι συχνότητες ονομάζονται ISM (Industrial, Scientific and Medical) και μπορούν να χρησιμοποιηθούν χωρίς να απαιτείται άδεια. Ο οργανισμός Ευρωπαϊκής Διάσκεψης Ταχυδρομείων και Τηλεπικοινωνιών (CEPT – Conference of European Postal and Telecommunications) [47] έχει αναθέσει δύο ζώνες γύρω από τα 2.4GHz και 5.7GHz για WLANs. Το πολύ στενό εύρος ζώνης των 70MHz γύρω από τη συχνότητα των 2.4GHz χρησιμοποιείται εκτός από τα WLANs και από εμπορικά αντικλεπτικά συστήματα, φούρνους μικροκυμάτων, ασύρματα τηλέφωνα και κινητήρες ανελκυστήρων.

Τα συστήματα Wi-Fi χρησιμοποιούν την ISM περιοχή συχνοτήτων με αποτέλεσμα να μην απαιτείται αδειοδότηση για τη λειτουργία τους. Από την άλλη μεριά όμως, αυτό έχει ως συνέπεια να μοιράζονται ένα πολύ μικρό εύρος ζώνης με άλλες συσκευές όπως για παράδειγμα φούρνους μικροκυμάτων, γεγονός που μπορεί να οδηγήσει σε ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή υποβαθμίζοντας την ποιότητα της σύνδεσης. Η ικανότητα των ραδιοκυμάτων στις συχνότητες 2.4 και 5GHz να διαπερνούν τοίχους δεν επιτρέπει τη δημιουργία μικροκυψελών και την επαναχρησιμοποίηση των συχνοτήτων και περιορίζει την ασφάλεια της επικοινωνίας εντείνοντας την ανάγκη για χρήση κατάλληλων τεχνικών κρυπτογράφησης. Τέλος, η τεχνολογία αυτή δε μπορεί να συνδυαστεί άμεσα με τα οπτικά συστήματα πρόσβασης, π.χ. FTTH, λόγω της απαίτησης για ηλεκτρο-οπτικούς μετατροπείς.

Τα πιο πρόσφατα ανεπτυγμένα ασύρματα συστήματα RF χρησιμοποιούν την ελεύθερη από αδειοδότηση περιοχή συχνοτήτων γύρω από τα 60GHz (57-64GHz) και υπόσχονται να επιτύχουν ακόμα υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης. Η τεχνολογία αυτή αναπτύχθηκε το 2009 από τον οργανισμό WiGig (Wireless Gigabit alliance) [48]. Η πρώτη έκδοση του WiGig 1.0 υποστηρίζει ρυθμούς μετάδοσης 15Gb/s και 5Gb/s σε απόσταση ενός μέτρου και 5 μέτρων αντίστοιχα, εφόσον υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Η επιτρεπόμενη ισχύς εκπομπής στα συστήματα WiGig είναι υψηλότερη από τα αντίστοιχα 802.11 λόγω της μεγάλης απορρόφησης της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας στα 60GHz από το οξυγόνο της ατμόσφαιρας. Η υψηλή ισχύς εκπομπής, ~40dBm στις ΗΠΑ και στην Ευρώπη, καθώς και το μεγάλο εύρος ζώνης των 7GHz, οδηγούν σε ταχύτητες ~Gb/s σε πολύ μικρές αποστάσεις.

Η ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία στη συχνότητα των 60GHz παρουσιάζει μεγάλη εξασθένηση με την απόσταση και δε μπορεί να διαπεράσει τοίχους, με αποτέλεσμα να είναι δυνατή η δημιουργία μικροκυψελών και η επαναχρησιμοποίηση των συχνοτήτων σε γειτονικά δωμάτια γεγονός που ενισχύει αθροιστικά τη χωρητικότητα ενός τέτοιου

συστήματος και το καθιστά ασφαλές από υποκλοπές (eavesdropping). Η μεγαλύτερη πρόκληση που αντιμετωπίζουν αυτά τα συστήματα είναι το υψηλό κόστος και η μεγάλη κατανάλωση ισχύος καθώς και η δυσκολία στην κατασκευή πομπών και ενισχυτών που λειτουργούν στα 60GHz. Επιπλέον, όπως συμβαίνει και με τα πιο διαδεδομένα Wi-Fi, τα 60GHz συστήματα απαιτούν οπτοηλεκτρονικούς μετατροπείς όταν συνδέονται με τα FTTH οικιακά δίκτυα πρόσβασης, αυξάνοντας ακόμα περισσότερο το κόστος και περιορίζοντας το μέγιστο εύρος ζώνης. Οι πολύ υψηλές γεωμετρικές απώλειες διάδοσης και το υψηλό κόστος των συσκευών που σχετίζονται με αυτά τα συστήματα αποτελούν ισχυρό κίνητρο προς την αναζήτηση εναλλακτικών τεχνολογιών για ασύρματη μετάδοση.

1.2.3 Ασύρματα οπτικά συστήματα

Τα ασύρματα οπτικά συστήματα μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε συνδυασμό με τα δίκτυα πρόσβασης FTTH/FTTB χωρίς να υπάρχει απαίτηση για οπτοηλεκτρονικούς μετατροπείς, καθιστώντας δυνατή την υλοποίηση διαφανών οπτικών δικτύων (TON – Transparent Optical Network) [49]. Διακρίνονται σε δύο κατηγορίες ανάλογα με το μήκος κύματος της ακτινοβολίας της οπτικής πηγής που χρησιμοποιούν: στα υπέρυθρα (IR – Infra Red) και τα συστήματα ορατού φωτός (VLC – Visible Light Communication). Οι οπτικές πηγές των συστημάτων IR εκπέμπουν υπέρυθρη ακτινοβολία, ενώ των VLC ορατή, δηλαδή ακτινοβολία αντιληπτή στο ανθρώπινο μάτι. Η ορατή (375-780nm) και η υπέρυθρη περιοχή του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος (780nm - 300μm) φαίνονται στην Εικόνα 6. Η χρήση υπέρυθρης ακτινοβολίας είναι ιδιαίτερα διαδεδομένη για την υλοποίηση ασύρματων συνδέσεων σε μικρές αποστάσεις όπως είναι για παράδειγμα τα τηλεχειριστήρια, τα ασύρματα περιφερειακά όπως ποντίκια και πληκτρολόγια, τα ηλεκτρονικά κλειδιά αυτοκινήτου κ.α.

Η ίδρυση της IrDA (Infrared Data Association) [50] το 1993 είχε ως στόχο την ανάπτυξη ενός προτύπου με χαμηλό κόστος για την επίτευξη επικοινωνίας σημείου προς σημείο (P2P) μέσω υπέρυθρης ακτινοβολίας. Στην αρχική έκδοση IrDA 1.0 περιγράφεται ένα σειριακό ασύγχρονο σύστημα που υποστηρίζει ρυθμούς από 2.4 έως 512kb/s σε απόσταση ενός μέτρου περίπου. Στη συνέχεια αναπτύχθηκε το πρότυπο Fast Infrared (FIR) με ρυθμούς μετάδοσης έως 4Mb/s σε απόσταση έως 1m το οποίο χρησιμοποιείται ευρέως σε κινητά τηλέφωνα, φορητούς υπολογιστές, και PDAs (Personal Digital Assistants). Το Μάρτιο του 2009 εκδόθηκε το Giga-IR το οποίο υιοθετώντας την τεχνική μεταγωγής κλειδώματος πλάτους (ASK – Amplitude Shift Keying) που απαντάται στα συστήματα οπτικών ινών, υποστηρίζει ρυθμούς μετάδοσης 512Mb/s και 1Gb/s. Τα συστήματα αυτά προορίζονται για εφαρμογές όπου απαιτείται πολύ υψηλής ταχύτητας μετάδοση δεδομένων όπως πρόσβαση σε υπηρεσίες HDTV [31], 3D Gaming κτλ. Μέλη της IrDA είναι οι εταιρίες Casio, Finisar, Fuji, KDDI, Mitsubishi, NEC, NTT, Panasonic και η Sony Ericsson. Περισσότερες πληροφορίες μπορεί να αναζητήσει κανένας στη σχετική ιστοσελίδα της IrDA [50].

Εκτός από την υπέρυθρη μπορεί να χρησιμοποιηθεί και η ορατή περιοχή συχνοτήτων για την επίτευξη συνδέσεων σε δίκτυα τόσο εσωτερικού όσο και εξωτερικού χώρου. Η τεχνολογία VLC στηρίζεται στην ιδέα της χρήσης λαμπτήρων φωτισμού για μετάδοση πληροφορίας. Στη θέση του πομπού μπορεί να χρησιμοποιηθεί οποιαδήποτε πηγή φωτός η οποία πρέπει να μπορεί να «αναβοσβήνει» πολύ γρήγορα ώστε να επιτυγχάνεται η υψίρρυθμη μετάδοση δεδομένων. Για το σκοπό αυτό συνήθως χρησιμοποιούνται κατάλληλες διοδοί εκπομπής φωτός (LED – Light Emitting Diode) ή σπανιότερα λαμπτήρες φθορισμού [51]. Οι λαμπτήρες πυρακτώσεως είναι ακατάλληλοι για τα συστήματα VLC λόγω της αδυναμίας τους να «αναβοσβήνουν» με πολύ υψηλή συχνότητα.

Τα τελευταία χρόνια έχει σημειωθεί σημαντική πρόοδος στην κατασκευή διόδων εκπομπής φωτός (LED – Light Emitting Diode) διαφορετικών χρωμάτων εκπομπής και μεγαλύτερης αποδοτικότητας. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον έχουν προσελκύσει στην ερευνητική κοινότητα οι λευκές LEDs, δηλαδή οι LEDs που εκπέμπουν ακτινοβολία στην ορατή περιοχή του οπτικού φάσματος, βλέπε Εικόνα 6. Οι λευκές LEDs έχουν χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος, μεγαλύτερη διάρκεια ζωής και μικρότερο μέγεθος από τις συμβατικές τεχνητές πηγές φωτός όπως είναι οι λαμπτήρες φθορισμού και πυρακτώσεως τις οποίες τείνουν να αντικαταστήσουν [52]. Επιπλέον, είναι δυνατόν να διαμορφωθούν κατάλληλα ώστε να χρησιμοποιούνται ταυτόχρονα και για τη μετάδοση πληροφορίας. Η πρωτοποριακή ιδέα για τη χρήση των λευκών LED εκτός από πηγές φωτισμού και ως πομπούς ασύρματων οπτικών συστημάτων ανήκει στην ερευνητική ομάδα του Nakagawa [53].

Το 2003, ιδρύθηκε η κοινοπραξία VLCC (Visible Light Communications Consortium) [54] στην Ιαπωνία, με σκοπό την εισαγωγή προτύπων για οπτικές ασύρματες επικοινωνίες ορατού φωτός. Συμμετείχαν οι εταιρίες Sony, Samsung, Toshiba, Sharp, Nitto Denko και Tamura. Το 2007 οι δραστηριότητες της VLCC οδήγησαν στην έκδοση των προτύπων JEITA CP-1221 και JEITA CP-1222 από την Japan Electronics & Information Technology Industries Association (JEITA).

Το 2008 το Έβδομο Πρόγραμμα Πλαίσιο της Ευρωπαϊκής Ένωσης συγχρηματοδότησε το έργο OMEGA (hOME Gigabit Access) [2] με στόχο την ανάπτυξη ενός HAN το οποίο να συνδυάζει διαφορετικές τεχνολογίες, όπως PLC, IEEE 802.11, WiGig, IR και VLC για την επίτευξη ρυθμών μετάδοσης της τάξης ~Gb/s. Τα συστήματα IR και VLC που αναπτύχθηκαν υποστηρίζουν ταχύτητες 1.25Gb/s [55] και 200Mb/s [56], αντίστοιχα. Τα συστήματα αυτά χρησιμοποιούνται για μαζική μετάδοση δεδομένων (broadcast) και δεν υποστηρίζουν κανάλι επιστροφής (uplink) σε αντίθεση με τα συστήματα IR που παρέχουν τη δυνατότητα αμφίδρομης επικοινωνίας (duplex). Το ίδιο έτος ανακοινώθηκε και η συνεργασία μεταξύ IrDA και VLCC, που οδήγησε το 2009 στην τροποποίηση των προτύπων IrDA ώστε να συμπεριλάβουν και τα VLC συστήματα. Παράλληλα ιδρύθηκε το 2009, η Ομάδα Εργασίας 802.15.7 της IEEE που επιφορτίζεται με την προτυποποίηση του φυσικού επιπέδου (PHY – Physical Layer) και του επιπέδου MAC (Media Access Control) στα συστήματα VLC [57].

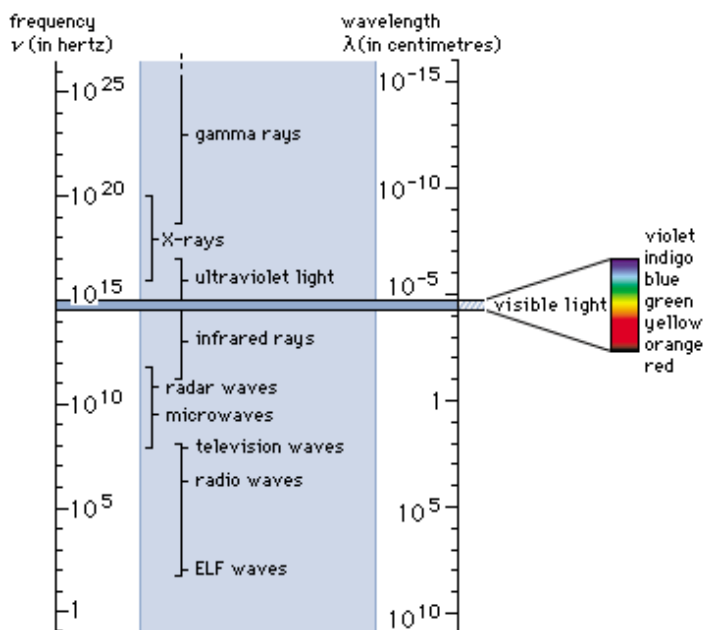
Οπτικά ασύρματα συστήματα (FSO) υπέρυθρης ή και ορατής ακτινοβολίας απαντώνται σε δίκτυα εξωτερικού χώρου για τη σύνδεση κτηριακών εγκαταστάσεων εφόσον υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ τους καθώς και για δίκτυα επικοινωνίας οχημάτων (V²LC – Vehicular Visible Light Communications) [58]. Τα τελευταία χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση πληροφοριών μεταξύ, (α) οχήματος-οχήματος (V2V – Vehicle to Vehicle) και (β) οχήματος-οδικής υποδομής (V2I – Vehicle to Infrastructure) με κύριο στόχο την ομαλή διεξαγωγή της κυκλοφορίας. Αλλά και σε εσωτερικούς χώρους όπως νοσοκομεία και αεροδρόμια όπου η χρήση RF συστημάτων απαγορεύεται, τα ασύρματα οπτικά συστήματα αποτελούν μία πολύ ενδιαφέρουσα εναλλακτική τεχνολογία. Χώροι όπως πολυκαταστήματα, μουσεία, βιβλιοθήκες και νοσοκομεία όπου υπάρχει διαρκής φωτισμός αποτελούν ιδανικό περιβάλλον για την υλοποίηση VLC συστημάτων για παροχή υπηρεσιών πλοήγησης αλλά και εφαρμογών πολυμέσων.

1.3 Σύγκριση ασύρματων συστημάτων τηλεπικοινωνιών για εσωτερικούς χώρους

Τα σύγχρονα ασύρματα οικιακά δίκτυα καλούνται να διαχειριστούν τη διακίνηση ολοένα και μεγαλύτερης ποσότητας πληροφορίας με ολοένα και μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης και όλα αυτά με το χαμηλότερο δυνατό κόστος. Τίθεται λοιπόν το ερώτημα

ποια είναι η τεχνολογία που θα αντεπεξέλθει στις απαιτήσεις των σημερινών συνδρομητών.

Η επικοινωνία μπορεί να ορισθεί γενικά ως μεταφορά της πληροφορίας ανάμεσα σε δύο σημεία. Σε ένα ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα το σήμα της πληροφορίας διαμορφώνει ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα το οποίο στη συνέχεια διαδίδεται στον αέρα. Στο σημείο της λήψης ο δέκτης λαμβάνει το διαμορφωμένο ηλεκτρομαγνητικό φέρον και το σήμα της πληροφορίας ανακτάται με την αποδιαμόρφωση. Όπως προαναφέρθηκε οι σημερινές ασύρματες εφαρμογές για οικιακά δίκτυα επικοινωνίας χρησιμοποιούν είτε την περιοχή των ραδιοσυχνοτήτων RF είτε την οπτική περιοχή του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος. Η Εικόνα 6 παρουσιάζει συνοπτικά το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα και την περιοχή συχνοτήτων που χρησιμοποιούν οι οπτικές επικοινωνίες.



Εικόνα 6: Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα.

Τα ασύρματα οπτικά δίκτυα δεν εμπίπτουν στον κανονισμό της FCC για τις συχνότητες από 10kHz έως 300GHz, και δεν παρεμβάλλουν με το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα. Η ελεύθερη χρήση των οπτικών συχνοτήτων, το χαμηλό κόστος των διατάξεων καθώς και η πολύ χαμηλή κατανάλωση ισχύος σε σχέση με τα αντίστοιχα RF συστήματα καθιστούν τα ασύρματα οπτικά συστήματα μία πολύ ελκυστική επιλογή για δίκτυα πρόσβασης που υποστηρίζουν ρυθμούς ~Gb/s. Ενδεικτικά, αναφέρεται ότι ένας οπτικός δέκτης όταν λειτουργεί στα 6Gb/s καταναλώνει περί τα 65mW [59] ισχύος, ενώ ένας RF απαιτεί περίπου 500mW όταν λειτουργεί στα 630Mb/s [60]!

Σε αντίθεση με τα RF κύματα, η διάδοση των οπτικών κυμάτων όπως και η διάδοση του φωτός, δεν είναι δυνατή μέσα από αδιαφανή εμπόδια. Σε περίπτωση που δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ του πομπού και του δέκτη η σύνδεση μπορεί να επιτευχθεί μόνο μέσω ανακλάσεων. Επομένως, η διάδοση των οπτικών κυμάτων περιορίζεται στο χώρο όπου παράγονται και γι αυτόν τον λόγο ευνοείται η χρήση τους σε κυψελωτά δίκτυα εσωτερικού χώρου. Θεωρώντας το κάθε δωμάτιο σαν μία κυψέλη δεν παρουσιάζεται παρεμβολή με όμοια συστήματα που λειτουργούν σε γειτονικές κυψέλες-δωμάτια. Κάτι τέτοιο δεν ισχύει για τα συστήματα Wi-Fi στα οποία δεν είναι εφικτή η απομόνωση μεταξύ δωματίων. Χρησιμοποιώντας τεχνικές σχηματισμού δέσμης (beam shaping), ολογράμματα ή συστοιχίες φακών είναι δυνατό να καθοριστούν με ακρίβεια διαφορετικές περιοχές κάλυψης μέσα στο ίδιο δωμάτιο, χωρίζοντάς το σε μικροκυψέλες. Με τον τρόπο αυτό αυξάνεται η συνολική χωρητικότητα [b/s/Hz/m²] του συστήματος και

παρέχεται ένα τεράστιο εύρος ζώνης το οποίο είναι σε θέση να ικανοποιήσει τους υψηλούς ρυθμούς δεδομένων που απαιτούνται από τις μελλοντικές εφαρμογές. Η χρήση κατάλληλων μεθόδων WDM μπορεί, όπως και στην περίπτωση των δικτύων οπτικών ινών, να συνεισφέρει στην επιπλέον αύξηση της χωρητικότητας ενός ασύρματου οπτικού συστήματος [61], [62]. Η δυνατότητα καθορισμού σαφών ορίων στην περιοχή κάλυψης που προσφέρουν τα ασύρματα οπτικά συστήματα τα καθιστά πολύ ασφαλή, αφού σε μεγάλο βαθμό αποτρέπει τις υποκλοπές (eavesdropping). Τέλος, τα ασύρματα οπτικά συστήματα δεν υπόκεινται σε ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή από συστήματα RF και γι αυτόν το λόγο αποτελούν μια πολύ ενδιαφέρουσα επιλογή για εφαρμογές σε νοσοκομεία, αεροδρόμια ή αεροπλάνα όπου απαγορεύεται η χρήση RF συσκευών.

Το γεγονός ότι τα οπτικά κύματα δε μπορούν να διαπεράσουν τοίχους ή άλλα εμπόδια έχει ως αποτέλεσμα η ποιότητα της ζεύξης να καθορίζεται από την ύπαρξη ή όχι οπτικής επαφής μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Έτσι, η παρεμβολή από οποιοδήποτε εμπόδιο μπορεί να οδηγήσει σε σαφή υποβάθμιση ή ακόμα και σε διακοπή της σύνδεσης. Κανονισμοί που έχουν επιβληθεί για την ασφάλεια της υγείας του δέρματος και των ματιών επιβάλλουν περιορισμούς στη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή της οπτικής ισχύος εκπομπής [63]. Επιπλέον, τα ασύρματα οπτικά συστήματα λειτουργούν σε συνθήκες ισχυρού περιβαλλοντικού θορύβου ο οποίος οφείλεται σε φυσικές και τεχνητές πηγές φωτός όπως είναι ο ήλιος και οι λαμπτήρες φθορισμού και πυρακτώσεως αντίστοιχα [64]. Η χαμηλή ισχύς εκπομπής σε συνδυασμό με τον ισχυρό θόρυβο περιορίζουν τόσο την εμβέλεια όσο και τη μέγιστη ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων των συστημάτων αυτών.

Πίνακας 1: Σύγκριση RF και οπτικών ασύρματων συστημάτων

Σύγκριση RF και οπτικών ασύρματων συστημάτων			
Χαρακτηριστικά	IR & VLC	RF (WiGig)	RF (802.11a-n)
Κόστος	Μεσαίο	Υψηλό	Μεσαίο
Κατανάλωση ισχύος	Χαμηλή	Υψηλή	Υψηλή
Εύρος ζώνης	~700THz	~7GHz	70 ή 700 MHz
Ρυθμός μετάδοσης	1Gb/s & 500 Mb/s	6.4Gb/s	<600Mb/s
Ασφάλεια από υποκλοπές	Υψηλή	Υψηλή	Χαμηλή
RF Παρεμβολές	Όχι	Ναι	Ναι
Εμβέλεια/Κάλυψη	~3m	~10m	~70m

Ο προσεκτικός σχεδιασμός των οπτικών πομποδεκτών και η επιλογή αποδοτικών μεθόδων διαμόρφωσης συντελούν στην αντιμετώπιση των παραπάνω περιορισμών ώστε τα ασύρματα οπτικά συστήματα να είναι σε θέση να συναγωνισθούν τα επικρατέστερα μέχρι σήμερα RF συστήματα.

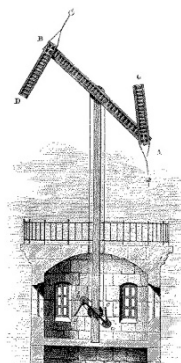
Ο Πίνακας 1 συνοψίζει τα χαρακτηριστικά των RF και οπτικών ασύρματων συστημάτων που προορίζονται για εφαρμογές σε δίκτυα εσωτερικού χώρου. Από τον πίνακα προκύπτει ότι κάθε μία από τις δύο τεχνολογίες θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ανάλογα με τις απαιτήσεις της κάθε εφαρμογής είτε ξεχωριστά είτε η μία να λειτουργεί ως συμπληρωματική της άλλης. Τα συστήματα RF προτιμώνται σε εφαρμογές που απαιτούν μεγιστοποίηση της κινητικότητας των χρηστών, διάδοση σε μεγάλες

αποστάσεις και μέσω φυσικών εμποδίων. Τα ασύρματα οπτικά συστήματα ευνοούνται για εφαρμογές μικρής εμβέλειας που απαιτούν πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, χαμηλό κόστος, συμβατότητα και απλή υλοποίηση.

1.4 Εξέλιξη ασύρματων οπτικών επικοινωνιών

Η χρήση οπτικών σημάτων για τη μετάδοση πληροφοριών είναι γνωστή από την αρχαιότητα [11]. Το 1200 π.Χ. ο Όμηρος στην Ιλιάδα περιγράφει ένα σύστημα επικοινωνίας με σήματα φωτιάς. Φωτεινοί αναμεταδότες, τοποθετημένοι στις κορυφές βουνών ώστε να εξασφαλίζεται οπτική επαφή, χρησιμοποιήθηκαν για τη διάδοση του μηνύματος της άλωσης της Τροίας σε όλη την Ελλάδα μέσα σε μία ημέρα. Πρόκειται για το δίκτυο των φρυκτωριών το οποίο εκμεταλλευόμενο τα νησιά του Αιγαίου και την ορεινή μορφολογία της περιοχής, χρησιμοποιούσε τη φωτιά και έναν κώδικα αναπαράστασης γραμμάτων για τη μετάδοση μηνυμάτων σε μεγάλες αποστάσεις.

Τρεις χιλιετίες περίπου αργότερα, το 1790, ο Claude Chappe εφηύρε τον οπτικό τηλέγραφο, σχεδιάγραμμα του οποίου φαίνεται στην Εικόνα 7 [65]. Η συσκευή αυτή ήταν τοποθετημένη πάνω σε έναν πολύ ψηλό στύλο και αποτελούνταν από 3 περιστρεφόμενες μεταλλικές ράβδους. Οι σχετικές θέσεις των ράβδων μπορούσαν να κωδικοποιήσουν μέχρι και 196 διαφορετικά μηνύματα. Για αλφάβητο χρησιμοποιούσαν ένα βιβλίο προκαθορισμένων μηνυμάτων. Στην ουσία δε μετέδιδαν το μήνυμα καθαυτό αλλά τη σελίδα και τη σειρά του βιβλίου όπου βρισκόταν το μήνυμα. Ο χειρισμός των ράβδων γινόταν από το έδαφος με τροχαλίες και οι χειριστές χρησιμοποιούσαν τηλεσκόπιο για την ανάγνωση των μηνυμάτων. Μέχρι το 1844 η Γαλλία διέθετε ένα δίκτυο από 534 τέτοιους σταθμούς παρέχοντας κάλυψη σε απόσταση μεγαλύτερη από 5000 χιλιόμετρα. Για τη μεταφορά ενός μηνύματος από τη Λίλ στο Παρίσι, δηλαδή σε μια απόσταση 230 χιλιομέτρων, απαιτούνταν 30 λεπτά, που αντιστοιχεί σε μία ταχύτητα μετάδοσης 3-4 χαρακτήρες/λεπτό. Βασικό μειονέκτημα της μεθόδου αυτής ήταν η εξάρτηση από τις καιρικές συνθήκες και η αδυναμία να χρησιμοποιηθεί στο σκοτάδι. Τον 19^ο αιώνα αντικαταστάθηκε εντελώς από τον ηλεκτρικό τηλέγραφο.

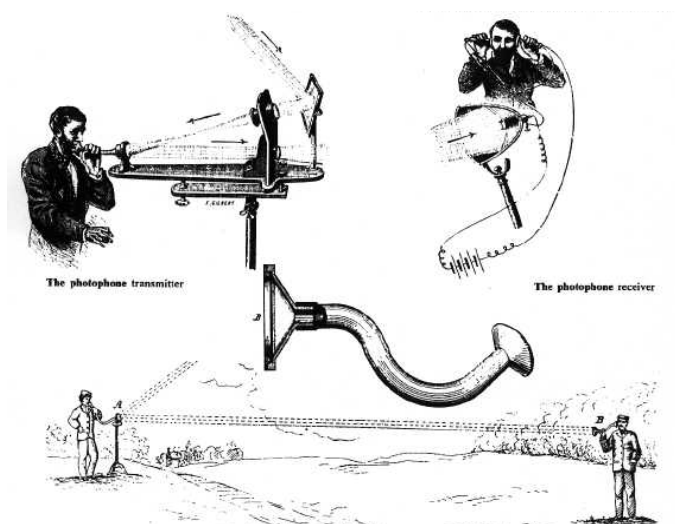


Εικόνα 7: Οπτικός τηλέγραφος.

Ο πρώτος ηλεκτρικός τηλέγραφος κατασκευάστηκε το 1838 από τον Samuel F. B. Morse. Ακολούθησε η εφεύρεση του τηλεφώνου το 1876 από τον Alexander G. Bell. Η ιδέα για ασύρματη μετάδοση ανήκει στον James C. Maxwell ο οποίος το 1873 ανέπτυξε τη μαθηματική θεωρία των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Το 1895 ο Guglielmo Marconi κατασκεύασε τον πρώτο ραδιοπομπό με τον οποίο επετεύχθη μετάδοση ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας σε μια απόσταση 1500 μέτρων. Από τα μέσα του 19^{ου} αιώνα επικράτησε η χρήση ηλεκτρικών σημάτων στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Ωστόσο, παρατηρήθηκε και έντονο ερευνητικό ενδιαφέρον για την ανάπτυξη οπτικών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

Λίγο μετά το τηλέφωνο, το 1880, οι Alexander G. Bell και Charles S. Tainter κατασκεύασαν το πρώτο σύστημα για ασύρματη μετάδοση φωνής. Πρόκειται για το Γ. Ντόγαρη

φωτόφωνο το οποίο διέπεται από την αρχή λειτουργίας του τηλεφώνου με τη διαφορά ότι το ηλεκτρικό καλώδιο αντικαταστάθηκε από τις ακτίνες του ήλιου. Το σύστημα ήταν σχεδιασμένο για να μεταδίδει φωνή σε μία απόσταση 213 μέτρων. Η διάταξη του φωτόφωνα φαίνεται στην Εικόνα 8. Στην πλευρά του πομπού υπήρχε μία ηχητική χοάνη που κατέληγε σε έναν πολύ λεπτό καθρέφτη (μεμβράνη). Η πρόσπτωση ηχητικών κυμάτων προκαλούσε την ταλάντωση του καθρέφτη ο οποίος παράλληλα ανακλούσε την ηλιακή ακτινοβολία. Οι ηλιακές ακτίνες μεταδίδονταν σε ικανοποιητική απόσταση, συλλέγονταν από ένα παραβολικό κάτοπτρο και τελικά οδηγούνταν στο κέντρο του όπου είχε τοποθετηθεί ένα κύτταρο σεληνίου. Σε αυτό γινόταν η μετατροπή του παλλόμενου φωτός σε μεταβαλλόμενο ηλεκτρικό ρεύμα [65]. Η εφεύρεση αυτή θεωρήθηκε από τον Bell σημαντικότερη από το τηλέφωνο αλλά η περιορισμένη απόσταση μετάδοσης, η ανάγκη για την ύπαρξη οπτικής επαφής καθώς και η ανεξέλεγκτη απόσβεση του φωτός κατά τη διάδοση μέσα στην ατμόσφαιρα λόγω των καιρικών φαινομένων (βροχή, ομίχλη, χιόνι κτλ.) δεν επέτρεψαν την περαιτέρω ανάπτυξή της.



Εικόνα 8: Αρχή λειτουργίας φωτόφωνα.

Η εξέλιξη της τεχνολογίας των ημιαγωγών στα μέσα του 20^{ου} αιώνα οδήγησε στην κατασκευή αποδοτικών οπτικών πηγών, όπως τα LASER (Light Amplification by Stimulated Emissions of Radiation) και οι διόδοι εκπομπής φωτός (LED - Light Emitting Diodes), και ανανέωσε το ενδιαφέρον για τα ασύρματα οπτικά συστήματα. Οι πηγές αυτές παρείχαν υψηλή οπτική ισχύ καθώς και τη δυνατότητα διαμόρφωσης σε υψηλές συχνότητες. Το 1979, οι Gfeller και Barst πρότειναν ένα σύστημα που χρησιμοποιεί υπέρυθρες (IR) LEDs για τη μετάδοση δεδομένων σε ένα τοπικό δίκτυο υπολογιστών [65], [66]. Στη μεριά του πομπού εννέα IR LEDs ακτινοβολούσαν με κατεύθυνση προς την οροφή ενός δωματίου. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχανόταν διάχυση της υπέρυθρης ακτινοβολίας στο δωμάτιο η οποία τελικά έφθανε στο δέκτη αφού είχε υποστεί ανακλάσεις στην οροφή ή/και στις υπόλοιπες επιφάνειες του δωματίου. Στη θέση του δέκτη χρησιμοποιήθηκε μία φωτοδίοδος. Με τη διάταξη αυτή έγιναν εφικτοί ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων ~100kb/s σε μία απόσταση 20 μέτρων. Η επίτευξη υψηλότερων ρυθμών δεν ήταν δυνατή λόγω του ισχυρού περιβαλλοντικού θορύβου από τις τεχνητές και φυσικές πηγές φωτός όπως είναι οι λαμπτήρες φθορισμού και πυρακτώσεως και ο ήλιος.

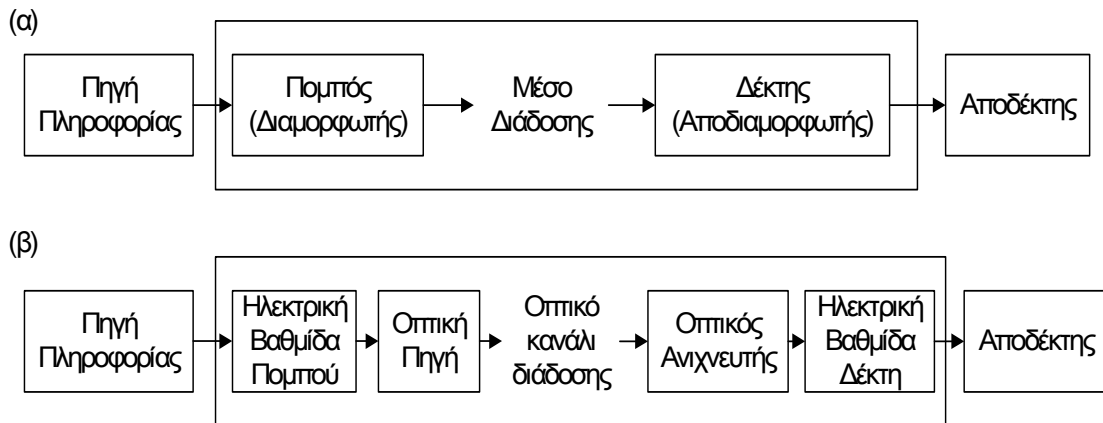
Η ιδέα για ασύρματες οπτικές τηλεπικοινωνίες εγκαταλείφθηκε προσωρινά λόγω της ραγδαίας ανάπτυξης των συστημάτων RF, τα οποία προσφέρουν πολύ ευνοϊκότερη

διάδοση στην ατμόσφαιρα με μικρή εξάρτηση από τις επικρατούσες περιβαλλοντικές συνθήκες. Η διαπίστωση ότι η ποσότητα της πληροφορίας που μπορεί να διαδοθεί από μία συγκεκριμένη φέρουσα συχνότητα είναι ένα κλάσμα αυτής, οδήγησε στην προοδευτική χρήση υψηλότερων συχνοτήτων με την εισαγωγή μικροκυματικών και μιλιμετρικών κυμάτων. Με βάση την παρατήρηση αυτή προκύπτει ότι η επιτυχής χρήση των οπτικών συχνοτήτων θα επέτρεπε μία αύξηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης κατά τέσσερις με πέντε τάξεις μεγέθους σε σχέση με αυτό που μπορούν να προσφέρουν οι μικροκυματικές συχνότητες!

Η μετάβαση στα δίκτυα 4^{ης} γενιάς, τα οποία καλούνται να υποστηρίξουν υπηρεσίες πολυμέσων και πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης απαιτεί την αξιοποίηση εναλλακτικών τεχνολογιών λόγω της συρρίκνωσης του διαθέσιμου φάσματος στις ραδιοσυχνότητες. Η ανάπτυξη καινοτόμων τοπολογιών καναλιού και η εξέλιξη της τεχνολογίας οπτικών πομπών και δεκτών τείνουν να ξεπεράσουν τα προβλήματα που υποβαθμίζουν τις επιδόσεις των οπτικών ασύρματων συστημάτων και να οδηγήσουν στην επίτευξη ρυθμών μετάδοσης της τάξης των Gb/s. Έτσι, τα ασύρματα οπτικά συστήματα με ένα εύρος ζώνης δεκάδων THz αποτελούν μία πολλά υποσχόμενη τεχνολογία για τα δίκτυα 4^{ης} γενιάς.

2. Δομή ενός ασύρματου οπτικού συστήματος

Στο Σχήμα 1(α) παρουσιάζονται τα βασικά λειτουργικά τμήματα ενός συστήματος επικοινωνίας. Ο ευρύτερος σκοπός του συστήματος αυτού είναι η αξιόπιστη μεταφορά της πληροφορίας από την πηγή της πληροφορίας, σε ένα άλλο σημείο που είναι ο αποδέκτης της πληροφορίας. Διακρίνονται ο πομπός, το κανάλι διάδοσης και ο δέκτης, στοιχεία κοινά για όλα τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Το κανάλι διάδοσης, δηλαδή το φυσικό μονοπάτι που ακολουθεί η πληροφορία καθώς μεταδίδεται από τον πομπό στο δέκτη, μπορεί να πάρει πολλές και διαφορετικές μορφές. Στις ασύρματες μεταδόσεις, το κανάλι είναι συνήθως η ατμόσφαιρα. Στις υποβρύχιες επικοινωνίες το φυσικό μέσο είναι το νερό στο οποίο μεταδίδονται ακουστικές συχνότητες. Στις ενσύρματες επικοινωνίες, το φυσικό μέσο μπορεί να είναι ένα καλώδιο συνεστραμμένου ζεύγους (twisted pair) ή ένα ομοαξονικό (coaxial) καλώδιο ή μια οπτική ίνα. Τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά του καναλιού διάδοσης όπως το εύρος ζώνης, ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης που μπορεί να υποστηρίξει, η καθυστέρηση που εισάγει, το κόστος και η ευαισθησία στο θόρυβο ποικίλλουν ανάλογα με το φυσικό περιβάλλον και καθορίζουν σε μεγάλο βαθμό την επιλογή της βέλτιστης τεχνικής μετάδοσης. Ο πομπός και ο δέκτης είναι σχεδιασμένοι έτσι ώστε να ανταποκρίνονται στις απαιτήσεις και τους περιορισμούς που εισάγει το εκάστοτε κανάλι διάδοσης.



Σχήμα 1 (α) Γενικευμένο μπλοκ διάγραμμα ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος. (β) Μπλοκ διάγραμμα ασύρματου οπτικού συστήματος.

Το Σχήμα 1(β) δίνει μία πιο συγκεκριμένη μορφή σε ένα ασύρματο οπτικό σύστημα τηλεπικοινωνιών. Η πηγή της πληροφορίας παρέχει ένα ηλεκτρικό σήμα στον πομπό. Το ηλεκτρικό αυτό σήμα οδηγεί την οπτική πηγή μέσω μίας ηλεκτρικής βαθμίδας και τελικά στην έξοδο του πομπού εμφανίζεται διαμορφωμένο το οπτικό φέρον. Η οπτική πηγή παρέχει την ηλεκτρο-οπτική μετατροπή και συνήθως είναι κάποια LASER δίοδος ημιαγωγού (LD – LASER Diode) ή LED. Το οπτικό σήμα διαδίδεται στον αέρα και, έχοντας υποστεί απόσβεση, παραμόρφωση ή άλλες αλλοιώσεις, καταλήγει σε έναν οπτικό ανιχνευτή (συνηθέστατα φωτοδίοδος). Στη φωτοδίοδο πραγματοποιείται η οπτο-ηλεκτρική μετατροπή του ληφθέντος σήματος. Το ηλεκτρικό πια σήμα, περνάει από την ηλεκτρική βαθμίδα του δέκτη και αποδιαμορφώνεται με αποτέλεσμα, στην ιδανική περίπτωση, το αρχικό σήμα πληροφορίας.

Στο κεφάλαιο αυτό πραγματοποιείται μία συνοπτική παρουσίαση των βασικών δομικών στοιχείων ενός ασύρματου οπτικού συστήματος. Όπως προαναφέρθηκε το κάθε κανάλι διάδοσης εισάγει τους δικούς του περιορισμούς τους οποίους πρέπει να ικανοποιούν οι διατάξεις πομποδεκτών. Σε πρώτο στάδιο κρίνεται απαραίτητη η λεπτομερής περιγραφή των χαρακτηριστικών του οπτικού καναλιού διάδοσης προκειμένου να επιλεγούν κατάλληλες τοπολογίες συστήματος και διατάξεις πομποδεκτών. Στη

συνέχεια παρουσιάζονται οι πιο διαδεδομένες τοπολογίες ασύρματων οπτικών συστημάτων καθώς και τα χαρακτηριστικά των οπτικών πηγών και ανιχνευτών που χρησιμοποιούν. Τέλος, εξετάζονται οι μέθοδοι διαμόρφωσης που εφαρμόζονται για τη βελτιστοποίηση των επιδόσεων αυτών των συστημάτων.

2.1 Χαρακτηριστικά ασύρματου οπτικού καναλιού διάδοσης

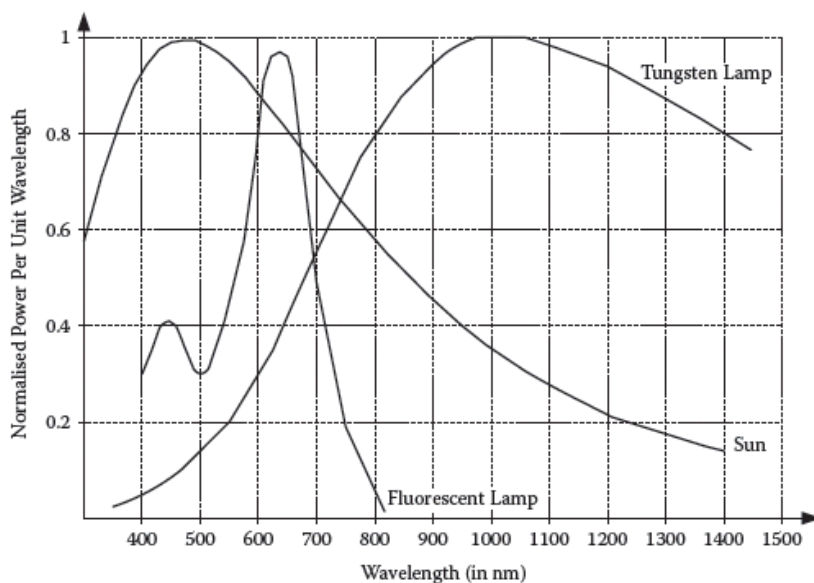
Σε όλα τα ασύρματα συστήματα, σε περίπτωση που δεν υπάρχει μονάχα η απευθείας διαδρομή μεταξύ του πομπού και του δέκτη, το εκπεμπόμενο κύμα φθάνει στο δέκτη έχοντας ακολουθήσει πολλές διαφορετικές διαδρομές και αφού έχει υποστεί ανακλάσεις σε φυσικά εμπόδια που συναντάει κατά τη διάδοσή του. Κατά την πρόσπτωση του κύματος πάνω σε μία επιφάνεια, ένα μέρος της ισχύος του απορροφάται από την επιφάνεια (refraction) και το υπόλοιπο ανακλάται (reflection). Το ποσοστό της ισχύος που θα απορροφηθεί ή θα ανακλαστεί καθώς και η γωνία με την οποία ανακλάται το κύμα καθορίζεται από το υλικό της επιφάνειας. Κατά συνέπεια, το σήμα του κάθε μονοπατιού, λόγω της διαφορετικής απόστασης που διένυσε και λόγω των ανακλάσεων που υπέστη εμφανίζει διαφορετική εξασθένηση, φάση, καθυστέρηση και γωνία πρόσπτωσης στο δέκτη. Κατά συνέπεια, πολλά αντίγραφα του ίδιου σήματος εκπομπής φτάνουν στο δέκτη από διαφορετικές κατευθύνσεις, σε διαφορετικές χρονικές στιγμές και με διαφορετικό πλάτος. Το φαινόμενο αυτό καλείται πολυδιόδευση (multipath).

Η πολυδιόδευση είναι ο βασικός λόγος για τον οποίο παρουσιάζονται σημαντικές αυξομειώσεις στη συνολική ισχύ λήψης ενός ασύρματου συστήματος επικοινωνίας οι οποίες είναι γνωστές με τον όρο διαλείψεις πολυδιόδευσης (multipath fading). Σε κάθε σημείο στο χώρο το σήμα λήψης αποτελείται από το άθροισμα ενός μεγάλου αριθμού ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων των οποίων τα πλάτη και οι φάσεις μπορεί να θεωρηθεί ότι ακολουθούν τυχαίες κατανομές. Τα ηλεκτρικά πεδία των κυμάτων αθροίζονται διανυσματικά στο δέκτη με αποτέλεσμα το τελικό σήμα να εμφανίζεται εξασθενημένο ή ενισχυμένο ανάλογα με τη γωνία που σχηματίζουν μεταξύ τους τα διανύσματα που αντιστοιχούν στα πεδία πρόσπτωσης.

Το φαινόμενο της πολυδιόδευσης στα RF συστήματα προκαλεί διαλείψεις υποβαθμίζοντας σημαντικά την ποιότητα της ζεύξης. Η αντιμετώπιση των διαλείψεων πραγματοποιείται συνήθως με κατάλληλες τεχνικές διαφορικής λήψης. Ο όρος διαφορική λήψη ή διαφορικότητα (diversity) αναφέρεται σε μια μέθοδο για την βελτίωση της λήψης ενός ραδιοσήματος σε περιβάλλον διαλείψεων. Σύμφωνα με τη μέθοδο αυτή, δύο ή περισσότερα αντίγραφα του αρχικού σήματος λαμβάνονται στο δέκτη, του οποίου οι κεραιές είναι τοποθετημένες σε θέσεις που απέχουν απόσταση πολύ μεγαλύτερη του μήκους κύματος ώστε τα λαμβανόμενα σήματα να είναι μεταξύ τους ασυσχέτιστα και να μην αθροίζονται διανυσματικά αλλά μόνο ως προς την ισχύ τους. Τα λαμβανόμενα σήματα συνδυάζονται ή επιλέγονται από την κεραιά λήψης έτσι ώστε να το τελικό σήμα να εμφανίζει βελτιωμένη ποιότητα. Αντίθετα, στα οπτικά ασύρματα συστήματα δεν είναι απαραίτητο κάτι τέτοιο εφόσον το μέγεθος της επιφάνειας ενός συνηθισμένου οπτικού δέκτη είναι περίπου 10^4 φορές μεγαλύτερο του μήκους κύματος της ληφθείσας οπτικής ακτινοβολίας, γεγονός που δημιουργεί μία εν γένει διαφορικότητα [67], [68]. Έτσι τα οπτικά κύματα που προσπίπτουν στο δέκτη δεν αθροίζονται διανυσματικά αλλά μόνο ως προς την ισχύ με αποτέλεσμα να μην εμφανίζονται διαλείψεις.

Όπως προαναφέρθηκε, η πολυδιόδευση στα ασύρματα οπτικά συστήματα έχει ως αποτέλεσμα να φθάνουν στο δέκτη πολλά αντίγραφα του ίδιου σήματος σε διαφορετικές χρονικές στιγμές λόγω των διαφορετικών διαδρομών που έχουν ακολουθήσει. Το γεγονός αυτό προκαλεί τη χρονική εξάπλωση (delay spread) του μεταδιδόμενου σήματος δηλαδή τη διεύρυνση της χρονικής διάρκειας των παλμών που αντιστοιχούν στα απεσταλμένα σύμβολα και κατά συνέπεια την παρεμβολή και αλληλεπίδρασή τους

στην ανίχνευση των μεταγενέστερων συμβόλων. Το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό ως διασυμβολική παρεμβολή (ISI – Intersymbol Interference) και περιορίζει το μέγιστο ρυθμό του συστήματος.



Εικόνα 9: Φασματική πυκνότητα ισχύος της ακτινοβολίας που προέρχεται από λαμπτήρες φθορισμού και πυρακτώσεως καθώς και από τον ήλιο [64].

Το περιβάλλον έντονου θορύβου στο οποίο καλούνται να λειτουργήσουν τα ασύρματα οπτικά συστήματα μειώνει το λόγο σήματος προς θόρυβο (SNR – Signal to Noise Ratio) στην είσοδο του δέκτη, περιορίζοντας έτσι τη μέγιστη εμβέλεια και το ρυθμό μετάδοσης. Η κύρια πηγή θορύβου σε ένα ασύρματο οπτικό σύστημα είναι ο θόρυβος φωτεινού υποβάθρου (background illumination noise) ο οποίος δημιουργείται από εξωγενείς φυσικές αλλά και τεχνητές πηγές φωτός [69]. Στα συστήματα εσωτερικού χώρου για παράδειγμα επικρατεί ο θόρυβος που προέρχεται από λαμπτήρες φθορισμού και πυρακτώσεως καθώς και από τον ήλιο όταν ο δέκτης είναι τοποθετημένος κοντά σε κάποιο παράθυρο ενώ τα συστήματα εξωτερικού χώρου «υποφέρουν» κυρίως από την έντονη ηλιακή ακτινοβολία [70]. Απουσία έντονου περιβαλλοντικού φωτός επικρατεί ο θερμικός θόρυβος που οφείλεται στο ηλεκτρονικό κύκλωμα του φωτοδέκτη.

Στην Εικόνα 9 απεικονίζεται η φασματική πυκνότητα ισχύος των κύριων πηγών θορύβου υποβάθρου σε ένα σύστημα εσωτερικού χώρου. Από το σχήμα προκύπτει ότι οι λαμπτήρες φθορισμού διαθέτουν ένα σχετικά στενό φάσμα με αμελητέα ισχύ στην IR περιοχή σε αντίθεση με τους λαμπτήρες πυρακτώσεως και τον ήλιο των οποίων το φάσμα είναι πολύ ευρύ και καλύπτει όλη την IR περιοχή. Ιδιαίτερα η ακτινοβολία των λαμπτήρων πυρακτώσεως είναι πολύ ισχυρή σε όλη την περιοχή από 900 – 1100 nm. Οι φωτοδέκτες που χρησιμοποιούνται στα ασύρματα οπτικά συστήματα λειτουργούν σε μήκη κύματος στην περιοχή 850-950 nm και στην περιοχή 1400-1550 nm. Η ισχύς του φωτός που προέρχεται από λαμπτήρες πυρακτώσεως και τον ήλιο είναι πολλές φορές πιο ισχυρή από το σήμα εκπομπής γεγονός που υποβαθμίζει την ευαισθησία του δέκτη. Η ευαισθησία ενός δέκτη ορίζεται ως η ελάχιστη δυνατή ισχύς λήψης η οποία αρκεί για την επίτευξη ενός καθορισμένου ρυθμού σφαλμάτων (BER – Bit Error Rate) στο σύστημα. Η επίδραση του φωτός υποβάθρου μπορεί να περιοριστεί σημαντικά με τη χρήση στενών οπτικών φίλτρων στην είσοδο του δέκτη τα οποία επιτρέπουν τη λήψη ακτινοβολίας με μήκος κύματος ίδιο με αυτό του εκπεμπόμενου σήματος ώστε να απορρίπτεται το μεγαλύτερο μέρος της ανεπιθύμητης οπτικής ισχύος.

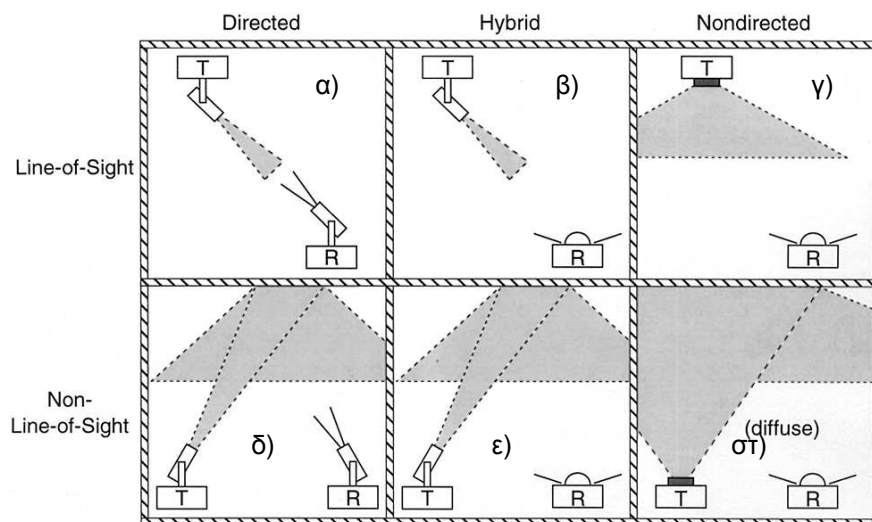
Η επίδραση τόσο του θορύβου όσο και του φαινομένου της πολυδιόδευσης στις επιδόσεις ενός ασύρματου οπτικού συστήματος διαφέρει ανάλογα με την τοπολογία της

Γ. Ντόγαρη

εκάστοτε διάταξης. Μάλιστα η σχετική τοποθέτηση και ο προσανατολισμός του πομπού και του δέκτη καθορίζουν σε μεγάλο βαθμό το μέγεθος του λαμβανόμενου περιβαλλοντικού θορύβου καθώς και του φαινομένου της πολυδιάδευσης.

2.2 Τοπολογίες ασύρματων οπτικών συστημάτων

Τα ασύρματα οπτικά συστήματα διαχωρίζονται σε κατηγορίες σύμφωνα με δύο βασικά κριτήρια: α) την κατευθυντικότητα του πομπού και του δέκτη και β) την ύπαρξη ή όχι οπτικής επαφής (LOS – Line of Sight) μεταξύ πομπού και δέκτη.



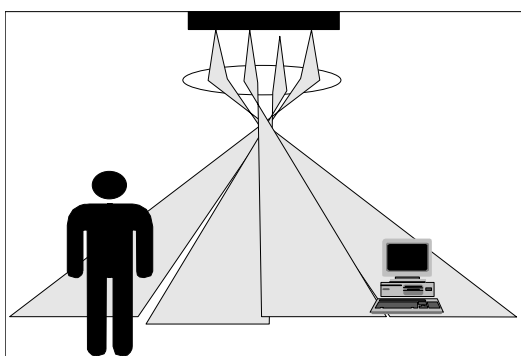
Εικόνα 10: Διατάξεις οπτικών ασύρματων συστημάτων: (α) διάταξη οπτικής επαφής στενής δέσμης (NLOS – Narrow LOS), (β) υβρίδιο NLOS στον πομπό και WLOS (Wide LOS) στο δέκτη, (γ) διάταξη οπτικής επαφής ευρείας δέσμης (WLOS – Wide LOS), (δ)(ε) διάταξη ημι-διάχυσης (quasi diffuse), (στ) διάταξη διάχυσης (diffuse).

Ανάλογα με την ύπαρξη ή όχι οπτικής επαφής μεταξύ του πομπού και του δέκτη διακρίνονται δύο είδη τοπολογιών: α) η τοπολογία που απαιτεί οπτική επαφή (LOS – Line of Sight) και β) η τοπολογία που δεν απαιτεί την ύπαρξη απευθείας μονοπατιού μεταξύ πομπού και δέκτη (Non LOS – Non Line Of Sight). Ανάλογα με την κατευθυντικότητα της δέσμης εκπομπής διακρίνονται οι εξής διατάξεις: α) οι κατευθυντικές (directed) διατάξεις, στις οποίες ο πομπός εκπέμπει μία πολύ στενή δέσμη και στοχεύει στο δέκτη (directed LOS) ή σε κάποια επιφάνεια διάχυσης της ακτινοβολίας όπως π.χ. η οροφή ενός δωματίου (directed NonLOS), ενώ ο δέκτης δέχεται ακτινοβολία από ορισμένες μόνο κατευθύνσεις, β) οι μη κατευθυντικές (non directed) στις οποίες ο πομπός εκπέμπει μία ευρεία δέσμη και ο δέκτης δέχεται ακτινοβολία από πολλές διαφορετικές κατευθύνσεις και γ) κάποιες υβριδικές (hybrid) των προηγούμενων δύο.

2.2.1 Διατάξεις οπτικής επαφής (LOS)

Τα LOS ασύρματα οπτικά συστήματα βασίζονται στην ύπαρξη οπτικής επαφής μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Σε περίπτωση που παρεμβάλλεται κάποιο εμπόδιο η σύνδεση δεν είναι εφικτή. Ο πομπός κατά κανόνα είναι τοποθετημένος στην οροφή του χώρου όπου είναι εγκατεστημένο το σύστημα και εκπέμπει μία δέσμη ακτινοβολίας η οποία μπορεί να «στοχεύει» είτε προς τον δέκτη είτε γενικά προς τα κάτω. Ο δέκτης βρίσκεται συνήθως σε κάποιο ύψος από το δάπεδο και «στοχεύει» είτε προς τον πομπό είτε προς τα πάνω. Σύμφωνα με το εύρος της εκπεμπόμενης οπτικής δέσμης τα LOS συστήματα διακρίνονται σε ευρείας (WLOS – Wide Line Of Sight) και στενής δέσμης (NLOS – Narrow Line Of Sight). Τέτοια συστήματα απεικονίζονται στην Εικόνα 10(α)(β)(γ).

Σε ένα σύστημα NLOS, ο πομπός εκπέμπει μία πολύ στενή οπτική δέσμη προσανατολισμένη στο δέκτη. Το εύρος των γωνιών μέσα στο οποίο ο δέκτης λαμβάνει ακτινοβολία είναι επίσης πολύ στενό με αποτέλεσμα να απαιτείται ακριβής προσανατολισμός μεταξύ του πομπού και του δέκτη αλλά και να ελαχιστοποιείται ο λαμβανόμενος περιβαλλοντικός θόρυβος ενισχύοντας την ευαισθησία του δέκτη. Μία τέτοια διάταξη βέβαια δεν ικανοποιεί την απαίτηση για κινητικότητα και γι αυτό δεν ενδείκνυται για ασύρματες εφαρμογές παρά μόνο σε περίπτωση που χρησιμοποιηθεί σε συνδυασμό με κατάλληλο μηχανισμό ανίχνευσης (tracking system) ή στην περίπτωση κυψελωτών δικτύων για τη δημιουργία περιοχών κάλυψης (μικροκυψελών) μέσα σε ένα χώρο (Εικόνα 11). Αντίθετα στα WLOS συστήματα οι απαιτήσεις για την ακριβή τοποθέτηση του πομπού και του δέκτη είναι πιο «χαλαρές» εφόσον η οπτική δέσμη είναι αρκετά ευρεία γεγονός που επεκτείνει την περιοχή κάλυψης και υποστηρίζει κινητικότητα για τους χρήστες.



Εικόνα 11: Κυψελωτό ασύρματο οπτικό σύστημα. Χρησιμοποιεί συστοιχία NLOS πομπών οι οποίοι «στοχεύουν» σε διαφορετικές περιοχές του χώρου, δημιουργώντας μικροκυψέλλες και επεκτείνοντας την εμβέλεια του συστήματος.

Στις LOS διατάξεις (WLOS και NLOS) λαμβάνεται υπόψη μόνο το σήμα που εκπέμπει η πηγή και φθάνει απευθείας στο δέκτη χωρίς να έχει υποστεί ανακλάσεις. Επομένως κατά τη διάδοσή του το σήμα υφίσταται μόνο γεωμετρικές απώλειες διάδοσης και όχι χρονική διασπορά και ISI. Οι διατάξεις LOS μεγιστοποιούν την αποδοτικότητα ισχύος του συστήματος επικοινωνίας με την προϋπόθεση πάντα ότι μεταξύ του πομπού και του δέκτη δεν παρεμβάλλονται εμπόδια.

2.2.2 Διατάξεις χωρίς οπτική επαφή

Οι Non LOS διατάξεις δεν απαιτούν την ύπαρξη οπτικής επαφής μεταξύ πομπού και δέκτη. Ο πομπός κατά κανόνα βρίσκεται τοποθετημένος σε κάποιο ύψος από το δάπεδο και στέλνει μία οπτική δέσμη με κατεύθυνση συνήθως στην οροφή του χώρου όπου είναι εγκατεστημένο το σύστημα. Ο δέκτης είναι και αυτός προσανατολισμένος προς τα πάνω. Το οπτικό σήμα που εκπέμπει ο πομπός ανακλάται στην οροφή, διαχέεται ομοιόμορφα στον χώρο και τελικά προσπίπτει στην επιφάνεια του δέκτη εξασθενημένο, αφού υποστεί ανακλάσεις σε τοίχους και σε άλλα εμπόδια που υφίστανται στο χώρο. Επομένως δεν απαιτείται προσεκτική τοποθέτηση και ακριβής προσανατολισμός πομπού και δέκτη. Όπως και στην περίπτωση με LOS έτσι και εδώ οι διαφορές διατάξεις διαφοροποιούνται ανάλογα με το εύρος της δέσμης εκπομπής και του οπτικού πεδίου (FOV – Field Of View) του δέκτη. Η πιο διαδεδομένη διάταξη Non LOS είναι η διάταξη διάχυσης (diffuse) στην οποία ο πομπός εκπέμπει μία ευρεία οπτική δέσμη και ο δέκτης διαθέτει ευρύ FOV.

Τα συστήματα διάχυσης προσφέρουν στους χρήστες δυνατότητα για κινητικότητα αλλά παρουσιάζουν αυξημένες απώλειες διάδοσης. Επίσης, λόγω της πολυδιάσχυσης παρατηρείται χρονική διασπορά του σήματος καθώς και ISI που περιορίζουν σημαντικά

το μέγιστο ρυθμό μετάδοσης που μπορεί να υποστηρίξει το σύστημα. Το κύριο πλεονέκτημα αυτής της τοπολογίας είναι η ευκολία στο σχεδιασμό και την εγκατάσταση καθώς και η ανεξαρτησία από την ύπαρξη ή όχι απευθείας μονοπατιού μεταξύ πομπού και δέκτη γεγονός που ενισχύει την ευρωστία (robustness) του οπτικού καναλιού.

Το πρώτο ασύρματο οπτικό σύστημα επικοινωνιών που προτάθηκε από τους Gfeller και Barst [66] ήταν ένα υπέρυθρο σύστημα διάχυσης που λειτουργούσε στα 950nm και παρείχε ρυθμό μετάδοσης ίσο με 1Mb/s. Το ταχύτερο υπέρυθρο σύστημα διάχυσης παρείχε ρυθμό 50Mb/s και προτάθηκε από τους Marsh και Kahn [69]. Ωστόσο οι αυξημένες απώλειες διάδοσης στα αμιγώς diffuse κανάλια ελαχιστοποιούν την πιθανότητα να μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη μετάδοση ρυθμών ~Gb/s.

Η επιλογή της κατάλληλης τεχνολογίας γίνεται σύμφωνα με τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής ως προς το ρυθμό μετάδοσης, την εμβέλεια, την αξιοπιστία και το κόστος. Η τοπολογία που θα επιλεγεί τελικά θα καθορίσει το είδος και τα χαρακτηριστικά των οπτικών πηγών και δεκτών που θα χρησιμοποιηθούν.

2.3 Οπτικές πηγές

Ο ρόλος μιας οπτικής πηγής είναι να μετατρέπει το ηλεκτρικό ρεύμα με το οποίο τροφοδοτείται σε δέσμη φωτός. Σύμφωνα με το φασματικό εύρος της εκπεμπόμενης ακτινοβολίας οι οπτικές πηγές διακρίνονται σε τρεις γενικές κατηγορίες:

- **Μεγάλου φασματικού εύρους**, όπως είναι για παράδειγμα οι λαμπτήρες πυρακτώσεως.
- **Στενού φασματικού εύρους με χαμηλό βαθμό συμφωνίας** (ασύμφωνες πηγές) όπως είναι οι LEDs.
- **Μηδενικού φασματικού εύρους (μονοχρωματικές) σύμφωνες πηγές**, όπως τα LASERs και οι LDs.

Οι μονοχρωματικές πηγές στην ιδανική περίπτωση εκπέμπουν ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία σε ένα καθορισμένο μήκος κύματος. Στην πραγματικότητα όμως είναι δυνατό να παρουσιάσουν μικρές διακυμάνσεις στην τιμή του εκπεμπόμενου μήκους κύματος.

Οι οπτικές πηγές διακρίνονται ακόμη σε σημειακές (point sources) και σε εκτεταμένες (extended sources). Σε περίπτωση που μία πηγή ακτινοβολεί είτε προς όλες τις κατευθύνσεις είτε εντός μιας ευρείας δέσμης χαρακτηρίζεται ως εκτεταμένη, ενώ οι σημειακές πηγές χαρακτηρίζονται από ένα πολύ στενό εύρος εκπεμπόμενης ακτινοβολίας. Οι πιο συνηθισμένες πηγές που χρησιμοποιούνται στα ασύρματα οπτικά συστήματα είναι οι LEDs και οι LDs. Παράδειγμα εκτεταμένης πηγής αποτελεί η LED ενώ οι LDs είναι σημειακές πηγές.

2.3.1 Επιλογή μήκους κύματος

Οι διάφορες οπτικές πηγές μπορούν να εκπέμπουν ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία σε ένα πολύ ευρύ φάσμα συχνοτήτων που εκτείνεται από την υπεριώδη (UV – Ultra Violet) έως την IR περιοχή. Η επιλογή του μήκους κύματος της εκπεμπόμενης από μία οπτική πηγή ακτινοβολίας αποτελεί μία σύνθετη διαδικασία κατά την οποία είναι απαραίτητο να ληφθούν υπόψη το κόστος κατασκευής της πηγής, η διαθεσιμότητα εμπορικών διατάξεων, το κανάλι διάδοσης, ο περιβαλλοντικός θόρυβος και η μέγιστη ισχύς εκπομπής. Οι πιο διαδεδομένες ζώνες συχνοτήτων που χρησιμοποιούνται στα ασύρματα οπτικά συστήματα είναι η ορατή και η υπέρυθρη που αντιστοιχούν σε μήκη κύματος από 400nm έως 2000nm. Η εκπομπή υπεριώδους ακτινοβολίας σε μήκη κύματος <400nm μπορεί να προκαλέσει βλάβη σε βιολογικούς ιστούς και για τον λόγο

αυτό αποφεύγεται. Από την άλλη μεριά, η τεχνολογία οπτικών πηγών που εκπέμπουν σε μήκη κύματος $>2000\text{nm}$ δεν είναι αρκετά «ώριμη» με αποτέλεσμα το κόστος αυτών των διατάξεων να είναι απαγορευτικό για εμπορικές εφαρμογές.

Η ορατή ζώνη εντοπίζεται σε μήκος κύματος 550nm , με εύρος από 400nm έως 750nm . Η περιοχή αυτή ονομάζεται έτσι επειδή είναι ορατή στον ανθρώπινο οφθαλμό και χρησιμοποιείται σε συστήματα επικοινωνιών με ορατό φως (VLC – Visible Light Communications). Στα VLC συστήματα οι LEDs που χρησιμοποιούνται για φωτισμό διαμορφώνονται σε πολύ υψηλές συχνότητες ώστε να μεταδίδουν δεδομένα (broadcast) χωρίς αυτό να γίνεται αντιληπτό στο μάτι. Στην IR περιοχή εντοπίζονται τρεις ζώνες: στα 850nm , 1300nm και στα 1550nm . Σε αυτά τα μήκη κύματος υπάρχουν εμπορικά διαθέσιμες διατάξεις οπτικών πηγών και ανιχνευτών, γεγονός που ευνοεί τη χρήση τους για εφαρμογές ασύρματων οπτικών συστημάτων. Ο Πίνακας 2 συνοψίζει τα χαρακτηριστικά των παραπάνω ζωνών συχνοτήτων.

Ο Πίνακας 2 παρουσιάζει ότι διαφορετικά μήκη κύματος μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε διαφορετικές εφαρμογές ανάλογα με τις απαιτήσεις του κάθε συστήματος. Η ισχύς εκπομπής κάθε οπτικής πηγής καθορίζεται από το μήκος κύματος και από κανονισμούς που έχουν επιβληθεί για ασφαλή για την υγεία, λειτουργία. Ειδικά στην περίπτωση των συστημάτων που προορίζονται για χρήση σε εσωτερικούς χώρους, ιδιαίτερη βαρύτητα δίνεται στον τομέα ασφάλεια λόγω του ενδεχομένου να προκληθεί βλάβη στο ανθρώπινο δέρμα ή οφθαλμό από την έκθεση στην ακτινοβολία μίας οπτικής πηγής.

Πίνακας 2: Σύγκριση μήκους κύματος για οπτικές πηγές.

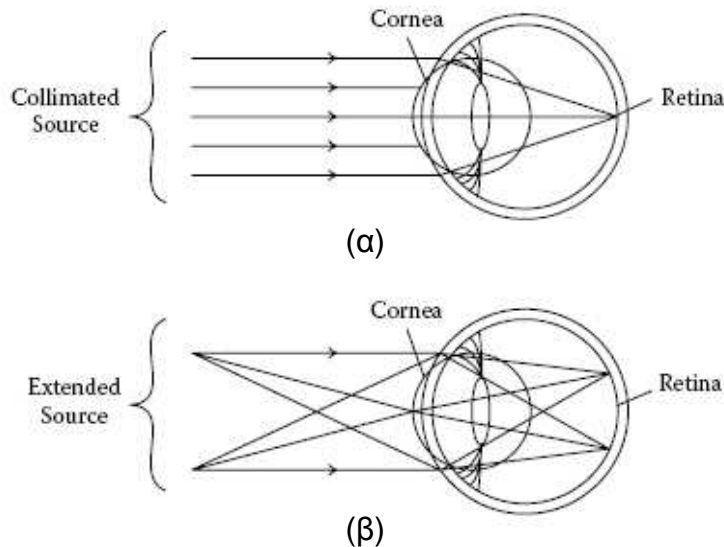
Σύγκριση μήκους κύματος για οπτικές πηγές				
Χαρακτηριστικά	550 nm (VLC)	850 nm (Near-IR)	1300 nm (Medium-IR)	1550 nm (Far-IR)
Κόστος	Μέτριο	Χαμηλό	Υψηλό	Υψηλό
Ισχύς Εκπομπής	Υψηλή	Μέτρια	Υψηλή	Υψηλή
Ρυθμός μετάδοσης	Μέτριος	Χαμηλός	Υψηλός	Υψηλός
Ασφάλεια	Υψηλή	Υψηλή	Υψηλή	Υψηλή
Διαθεσιμότητα	Μέτρια	Υψηλή	Μέτρια	Μέτρια

2.3.2 Ζητήματα ασφάλειας

Ο ανθρώπινος οφθαλμός ευαισθητοποιείται και αντιδρά μόνο στην ακτινοβολία στο ορατό τμήμα του φάσματος, ενώ είναι εντελώς διαφανής στην IR και UV ακτινοβολία. Η ακτινοβολία μίας οπτικής πηγής, όπως και του ηλίου διαδίδεται με τη μορφή παράλληλων ευθύγραμμων ακτινών. Οι οπτικές ακτίνες εισέρχονται μέσω ενός φυσικού διαφράγματος (κόρη) στον οφθαλμό και αφού προσπίπτουν στο σύστημα κερατοειδούς χιτώνα – φακού, εστιάζονται πάνω στον αμφιβληστροειδή χιτώνα, η πίσω επιφάνεια του οποίου καλύπτεται από λεπτό φλοιό – πλέγμα νευρικών ινών.

Οι ακτίνες που εκπέμπονται από μία σημειακή πηγή με μήκος κύματος 850nm (Near-IR) εστιάζονται σε μία πολύ μικρή περιοχή του αμφιβληστροειδούς χιτώνα, με συνέπεια την άνοδο της θερμοκρασίας που μπορεί να οδηγήσει σε μόνιμη βλάβη του αμφιβληστροειδούς. Όσο πιο μικρή είναι η περιοχή όπου συγκεντρώνεται η ακτινοβολία τόσο υψηλότερη είναι η θερμότητα που αναπτύσσεται και άρα μεγαλώνει ο κίνδυνος βλάβης. Κρίνεται απαραίτητη λοιπόν η επιβολή περιορισμών στη μέγιστη επιτρεπόμενη ισχύ εκπομπής από σημειακές πηγές ώστε να εξασφαλίζεται η υγεία των οφθαλμών.

Αντίθετα, οι ακτίνες που εκπέμπονται από εκτεταμένες πηγές Near-IR δεν εστιάζονται σε ένα μόνο σημείο του αμφιβληστροειδούς έτσι ώστε οι περιορισμοί που επιβάλλονται στην ισχύ εκπομπής να είναι πιο «χαλαροί». Στην Εικόνα 12 απεικονίζεται ο τρόπος με τον οποίο αντιλαμβάνεται το μάτι την ακτινοβολία που προέρχεται από μία σημειακή και από μία εκτεταμένη πηγή.



Εικόνα 12: (α) Η παράλληλη δέσμη ακτίνων που εκπέμπεται από σημειακή πηγή εστιάζεται σε μικρή περιοχή του αμφιβληστροειδούς (β) Η παράλληλη δέσμη ακτίνων που εκπέμπεται από εκτεταμένη πηγή δεν εστιάζεται σε μια μικρή περιοχή του αμφιβληστροειδούς αλλά κατανέμεται σε διαφορετικά σημεία.

Το μέγεθος της βλάβης που μπορεί να προκληθεί από μία οπτική πηγή στον ανθρώπινο οφθαλμό εξαρτάται από το χρόνο έκθεσης στην ακτινοβολία, το μήκος κύματος, την απόσταση από την πηγή και την ισχύ εκπομπής. Η IEC (International Electrotechnical Commission) [71] είναι υπεύθυνη για την επιβολή περιορισμών στην ισχύ εκπομπής των οπτικών πηγών και έχει δημοσιεύσει την οδηγία IEC 60825-X στην οποία αναφέρονται τα επιτρεπτά όρια έκθεσης (AELs – Allowable Exposure Limits) που διασφαλίζουν την ασφαλή χρήση των οπτικών πηγών. Τα όρια αυτά έχουν προκύψει με βάση τις τιμές της μέγιστης επιτρεπόμενης έκθεσης (MPE – Maximum Permissible Exposure). Οι τιμές αυτές στηρίζονται σε πειραματικές μετρήσεις και καθορίζουν τη μέγιστη ακτινοβολία στην οποία μπορεί να εκτεθεί ένας άνθρωπος χωρίς να απειλείται η υγεία των οφθαλμών ή του δέρματός του. Οι AEL τιμές είναι πολύ χαμηλότερες από τις MPE.

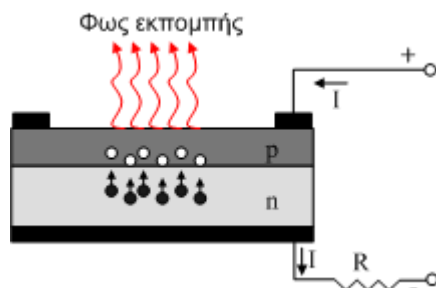
Η ακτινοβολία σε μήκη κύματος $>1400\text{nm}$ δεν μπορεί να διαπεράσει το υαλοειδές υγρό του ματιού, με αποτέλεσμα να μην υπάρχει πιθανότητα βλάβης του αμφιβληστροειδούς. Η διαπίστωση αυτή οδήγησε στην μελέτη πηγών στην περιοχή Far-IR, δηλαδή στα 1550nm , για χρήση σε ασύρματα οπτικά συστήματα εσωτερικού χώρου. Ωστόσο, δεν έχει εξακριβωθεί ακόμα αν η ακτινοβολία από Far-IR πηγές είναι τελείως ακίνδυνη για τον κερατοειδή. Επιπλέον οι οπτικοί ανιχνευτές που λειτουργούν σε αυτά τα μήκη κύματος χαρακτηρίζονται από σημαντικές απώλειες λόγω της αυξημένης χωρητικότητας και του πολύ υψηλού κόστους.

2.3.3 Δίοδοι εκπομπής φωτός (LEDs)

Η πρώτη κόκκινη LED κατασκευάστηκε το 1962 από τον Nick Holonyak Jr. Τότε, το κόστος των LEDs υπολογιζόταν στα 200\$, τιμή απαγορευτική για τη χρήση LEDs σε εμπορικές εφαρμογές. Η ανάπτυξη φωτολιθογραφικών διεργασιών λίγα χρόνια αργότερα, επέτρεψε τη μαζική παραγωγή LEDs. Σήμερα, η χρήση LEDs είναι ευρέως

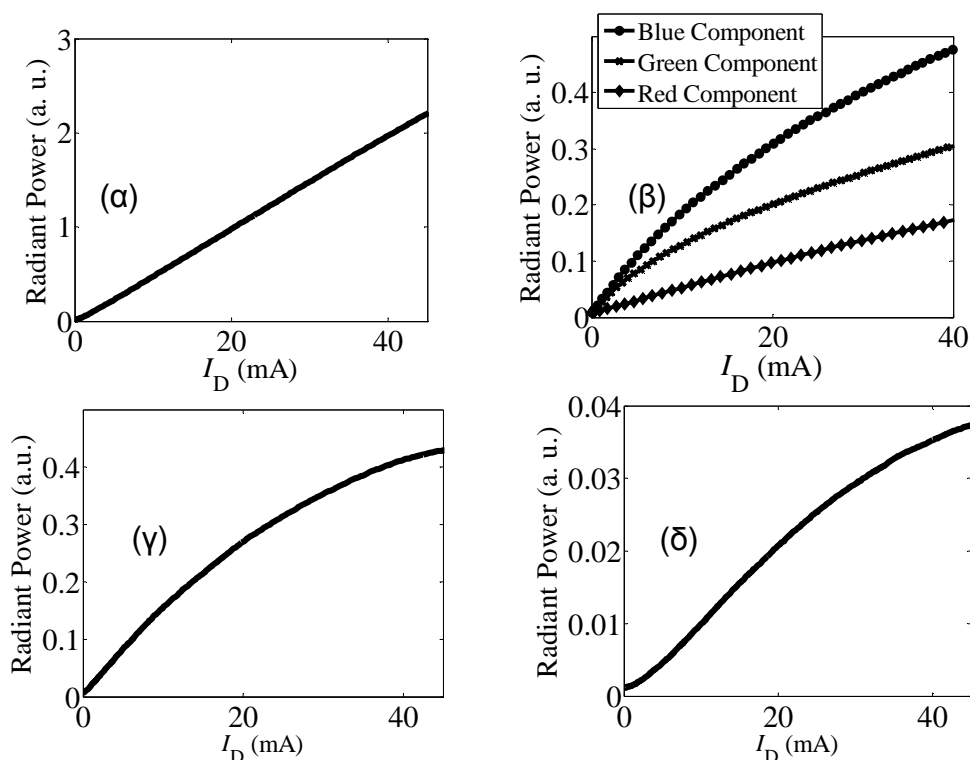
Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου

διαδεδομένη σε ασύρματα υπέρυθρα συστήματα, τηλεχειριστήρια, εφαρμογές ηλεκτρονικής απεικόνισης κτλ.



Σχήμα 2: Δομή επίπεδης LED.

Στην πιο βασική τους μορφή πρόκειται για ημιαγωγικές διατάξεις ένωσης p-n που κατασκευάζονται από έναν ημιαγωγό άμεσου ενεργειακού χάσματος, π.χ. GaAs. Στο Σχήμα 2 απεικονίζεται η αρχή λειτουργίας μίας LED διπλής ετεροεπαφής γνωστής και ως LED επιφανειακής εκπομπής. Εφαρμόζοντας τάση στα άκρα της επαφής p-n κατά την ορθή φορά (θετικός ακροδέκτης τροφοδοσίας στην περιοχή p και ο αρνητικός στην περιοχή n) ηλεκτρικό ρεύμα διαρρέει τη διάταξη με αποτέλεσμα να θέτει σε κίνηση τα ηλεκτρόνια της περιοχής n. Η εφαρμοζόμενη τάση αυξάνεται σταδιακά ωστόσο ξεπεράσει την τιμή της τάσης κατωφλίου που είναι χαρακτηριστική για τον κάθε τύπο LED (1.2V για κόκκινες LEDs, 3.6V για μπλε LEDs κ.ο.κ.) οπότε και η LED αρχίζει να εκπέμπει φως. Σε αυτές τις συνθήκες ορθής πόλωσης τα ηλεκτρόνια από το n-στρώμα διασχίζουν την επαφή p-n και περνούν, σαν φορείς μειονότητας πια, στο p-στρώμα. Εκεί, επανασυνδέονται με τους φορείς πλειονότητας (οπές) με αποτέλεσμα την εκπομπή φωτονίων.



Σχήμα 3: Στατική χαρακτηριστική ισχύος-ρεύματος διαφόρων εμπορικών LEDs. (α) υπέρυθρη LED, (β) λευκή RGB (Red Green Blue) LED, (γ) λευκή LED με στρώμα φωσφόρου και (δ) κόκκινη LED.

Παραγωγή φωτονίων προκύπτει μόνο σε συγκεκριμένα είδη ημιαγωγικών διατάξεων. Στους συνήθεις ημιαγωγούς, όπως το πυρίτιο (Si) και το γερμάνιο (Ge), η Γ. Ντόγαρη

επανασύνδεση των φορέων προκαλεί εκπομπή θερμότητας και όχι φωτός και επομένως οι ημιαγωγοί αυτοί δεν είναι κατάλληλοι για την κατασκευή οπτικών πηγών. Οι καταλληλότεροι ημιαγωγοί είναι οι σύνθετοι ημιαγωγοί που προέρχονται από κράματα των στοιχείων αλουμίνιο (Al), γάλλιο (Ga), ή ίνδιο (In) με τα στοιχεία φώσφορο (P), αρσενικό (As), άζωτο (N) ή αντιμόνιο (Sb), π.χ. GaAsP, AlGaAs, GaN ή GaInAsP. Το μήκος κύματος του φωτός που εκπέμπεται, άρα και το χρώμα του φωτός εκπομπής της LED εξαρτάται από την ακριβή σύνθεση του ημιαγωγού. Πιο συγκεκριμένα, τα κράματα GaAsP χρησιμοποιούνται για την κατασκευή κόκκινων, πορτοκαλί και κίτρινων LEDs, τα AlGaAs και τα GaN για IR και πράσινες LEDs αντίστοιχα και τα InGaN για LEDs μπλε και βιολετί χρώματος. Ειδικά στην περίπτωση των λευκών LEDs οι οποίες, όπως αναφέρθηκε στην ενότητα 1.2.3, χρησιμοποιούνται στα συστήματα VLC, η παραγωγή του λευκού φωτός είναι δυνατό να πραγματοποιηθεί με δύο τρόπους. Η μία μέθοδος περιλαμβάνει τη χρήση τριών στοιχείων που εκπέμπουν φως κόκκινου, πράσινου και μπλε χρώματος (Red Green Blue – RGB) έτσι ώστε ο συνδυασμός των τριών χρωμάτων να οδηγήσει στην εκπομπή φωτός με λευκό χρώμα. Εναλλακτικά, μπορεί να χρησιμοποιηθεί μία InGaN LED που εκπέμπει μπλε φως σε συνδυασμό με ένα στρώμα φωσφόρου (YAG – Yttrium Aluminium Garnet) κίτρινου χρώματος το οποίο απορροφά το μπλε φως και τελικά το εκπεμπόμενο φως αποκτά λευκό χρώμα.

Θεωρητικά η οπτική ισχύς που εκπέμπει μία LED μεταβάλλεται γραμμικά σε συνάρτηση με το συνεχές ηλεκτρικό ρεύμα (DC – Direct Current) οδήγησης της LED και εξαρτάται από το μήκος κύματος της εκπεμπόμενης ακτινοβολίας. Οι χαρακτηριστικές ρεύματος-ισχύος που παρουσιάζονται στο Σχήμα 3 προέκυψαν από πειραματικές μετρήσεις σε εμπορικές LEDs που πραγματοποιήθηκαν στο εργαστήριο ηλεκτρονικής του τμήματος Πληροφορικής και Τηλεματικής του Χαροκόπειου Πανεπιστημίου Αθηνών. Από τις καμπύλες στο Σχήμα 3 μπορεί κανένας να συμπεράνει ότι, για ορισμένους τύπους LEDs όπως η υπέρυθρη, οι διακυμάνσεις του ρεύματος οδήγησης μετατρέπονται γραμμικά σε διακυμάνσεις της οπτικής ισχύος εκπομπής αλλά άλλες LEDs όπως για παράδειγμα οι λευκές και οι κόκκινες δεν παρουσιάζουν την ίδια γραμμική συμπεριφορά [72]. Η μη γραμμική συμπεριφορά των LEDs αποδίδεται στο γεγονός ότι ο αριθμός των εκπεμπόμενων φωτονίων δεν είναι ανάλογος του πλάτους του ρεύματος που δημιουργείται στην ενεργό περιοχή της δίοδου. Με άλλα λόγια δεν οδηγούν πάντα όλες οι επανασυνδέσεις ηλεκτρονίων-οπών σε εκπομπή φωτονίων (non radiative recombinations).

Ο χρόνος που μεσολαβεί από τη δημιουργία ενός φορέα μειονότητας (ηλεκτρονίου) ώσπου να επανασυνδεθεί ονομάζεται χρόνος ζωής των φορέων (carrier lifetime) τ_c και είναι αυτός που καθορίζει το εύρος 3dB της συνάρτησης μεταφοράς της πηγής σύμφωνα με [11]:

$$f_{3dB} = (2\pi\tau_c)^{-1} \quad (2.1)$$

Σε αντίθεση με τις IR LEDs των οποίων το εύρος ζώνης κυμαίνεται μεταξύ 50-140 MHz [11], οι περισσότερες λευκές LEDs παρουσιάζουν ένα εύρος ζώνης διαμόρφωσης μερικών MHz [73], [74]. Το μικρό εύρος ζώνης διαμόρφωσης απαιτεί τη χρήση κατάλληλων μεθόδων εξοικονόμησης φάσματος για τη μετάδοση δεδομένων με πολύ υψηλή ταχύτητα, όπως είναι για παράδειγμα η διαμόρφωση με πολλαπλά φέροντα. Στην περίπτωση αυτή ωστόσο η μη γραμμικότητα της οπτικής πηγής μπορεί να προκαλέσει παρεμβολή μεταξύ των φερόντων υποβαθμίζοντας σημαντικά την απόδοση του συστήματος [75].

Ο πιο διαδεδομένος τύπος LEDs είναι οι επιφανειακής εκπομπής η δομή των οποίων απεικονίζεται στο Σχήμα 2. Χαρακτηρίζονται από ένα διάγραμμα ακτινοβολίας το οποίο

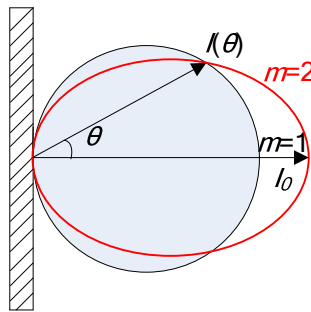
ακολουθεί Lambertian κατανομή με αποτέλεσμα οι πηγές αυτού του τύπου να εμφανίζονται το ίδιο φωτεινές από οποιαδήποτε διεύθυνση κι αν παρατηρούνται. Σε αυτή την περίπτωση η ισχύς που εκπέμπεται σε γωνία θ από την κάθετο στην επιφάνεια εκπομπής σύμφωνα με το Σχήμα 4, μεταβάλλεται ανάλογα με το $\cos^m(\theta)$. Η ένταση I μίας Lambertian πηγής περιγράφεται από την σχέση:

$$I = I_0 \cos^m(\theta) \quad (2.2)$$

όπου I_0 η μέγιστη τιμή της έντασης του φωτός, m η τάξη της Lambertian κατανομής η οποία σχετίζεται με τη γωνία ημίσειας ισχύος (HPSA – Half Power Semi Angle) της LED σύμφωνα με:

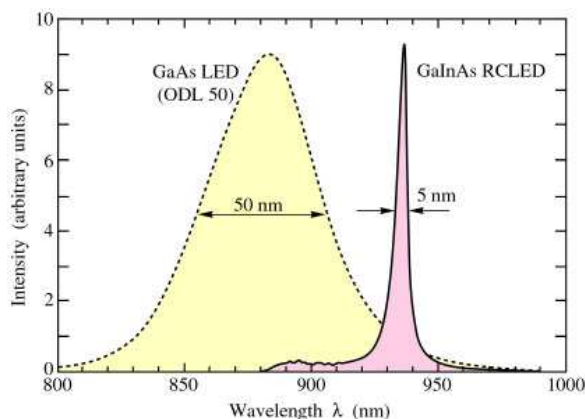
$$m = \frac{-\log 2}{\log[\cos(\text{HPSA})]} \quad (2.3)$$

Η κατανομή της έντασης παρουσιάζεται στο Σχήμα 4 για $m=1$ και $m=2$. Το διάγραμμα ακτινοβολίας μίας LED επιφανειακής εκπομπής ακολουθεί Lambertian κατανομή πρώτης τάξης ($m=1$). Μεγαλύτερες τιμές του m οδηγούν σε κατευθυντικότερο διάγραμμα ακτινοβολίας. Η ένταση του φωτός εμφανίζεται μέγιστη κατά την κάθετο στην επίπεδη επιφάνεια εκπομπής του LED.

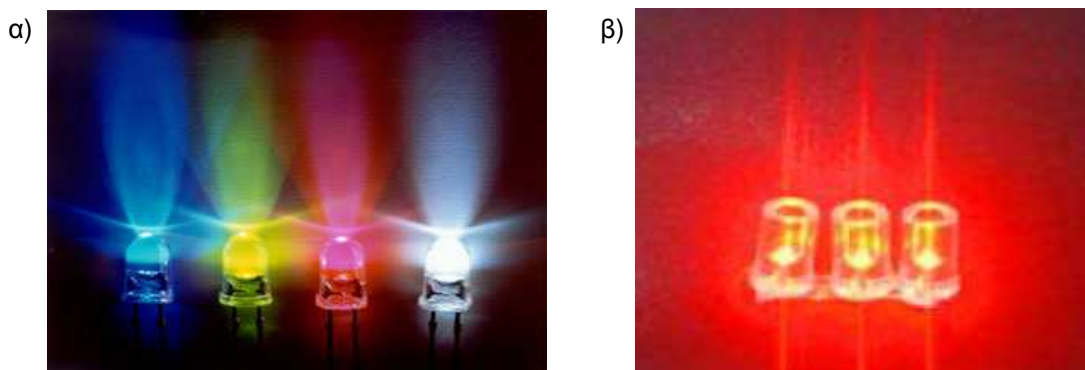


Σχήμα 4: Διάγραμμα ακτινοβολίας Lambertian πηγής LED επιφανειακής εκπομπής:
 $I(\theta) = I_0 \cos^m(\theta)$.

Σε περίπτωση μίας ημιαγωγικής διάταξης στην οποία το n-στρώμα έχει ημισφαιρικό σχήμα και περιβάλλει την περιοχή τύπου p, είναι δυνατή η μεγιστοποίηση της εκπομπής του φωτός σε σχέση με αυτή της επίπεδης LED. Η υλοποίηση αυτή ονομάζεται LED θόλου. Αυξημένη κατευθυντικότητα παρουσιάζουν οι LEDs εκπομπού-ακμής οι οποίες υιοθετώντας γεωμετρία ταινίας όπως στα LASERs και κατάλληλο ανακλαστήρα, επιτυγχάνουν την εκπομπή μίας στενής φωτεινής δέσμης με γωνιακή απόκλιση περίπου 30° [11]. Τοποθετώντας την επαφή p-η μέσα σε μία κοιλότητα συντονισμού προκύπτει η RC-LED (Resonant Cavity LED) [76] η οποία εκπέμπει σχεδόν μονοχρωματική, υψηλής κατευθυντικότητας ακτινοβολία, προσεγγίζοντας τα χαρακτηριστικά πηγών LASER διατηρώντας παράλληλα τα ελκυστικά χαρακτηριστικά των LEDs όπως το μεγάλο χρόνο ζωής και την ανεξαρτησία από μεταβολές της θερμοκρασίας. Στην Εικόνα 13 απεικονίζεται η ακτινοβολία που εκπέμπεται από μία συμβατική GaAs LED και αυτή μίας GaInAs RC-LED. Η χρήση της κοιλότητας συντονισμού έχει ως αποτέλεσμα τη συρρίκνωση του εύρους της εκπεμπόμενης δέσμης φωτός στα 5nm από τα 50nm μίας συμβατικής LED. Το συμπέρασμα αυτό επιβεβαιώνεται και από τις Εικόνα 14 α) και Εικόνα 14 β), στις οποίες φαίνεται το εκπεμπόμενο φως από συμβατικές και RC-LEDs αντίστοιχα.



Εικόνα 13: Σύγκριση της φασματικής πυκνότητας ισχύος μίας συμβατικής GaAs LED και μίας GaInAs RC-LED. Το εύρος της ακτινοβολίας της RC-LED είναι 10 φορές μικρότερο από αυτό της απλής LED.



Εικόνα 14: Εκπεμπόμενο φως από: α) τέσσερις συμβατικές LEDs μπλε, κίτρινου, βιολετί και λευκού χρώματος και β) τρεις κόκκινες RC LEDs.

Η φωτεινή ισχύς που εκπέμπουν οι LEDs φθάνει τα μερικά W, με μία απόδοση μετατροπής της ηλεκτρικής ισχύος σε οπτική της τάξεως του 10%. Η χαμηλή κατανάλωση ενέργειας, το χαμηλό κόστος συντήρησης, ο μεγάλος χρόνος ζωής και το μικρό μέγεθος των σημερινών LEDs έχει οδηγήσει στην εφαρμογή τους σε μία πληθώρα εγκαταστάσεων και εξοπλισμού για ορατή απεικόνιση και φωτισμό. Ειδικότερα οι RC-LEDs χρησιμοποιούνται για την υλοποίηση αποτελεσματικών ασύμφωνων οπτικών πηγών σε συστήματα πλαστικής οπτικής ίνας (POF – Polymer Optical Fiber) και υποστηρίζουν ρυθμούς μερικών εκατοντάδων Mb/s. Για ακόμα υψηλότερους ρυθμούς απαιτείται η χρήση διόδων LASERs (LDs).

2.3.4 Δίοδοι LASER (LDs)

Τα πρώτα LASERs ημιαγωγού κατασκευάστηκαν το 1962, και τελειοποιήθηκαν το 1970, οπότε και άρχισαν να χρησιμοποιούνται. Πρόκειται για οπτικούς ταλαντωτές που εκπέμπουν σύμφωνη μονοχρωματική ακτινοβολία [77]. Οι πηγές LDs είναι ενώσεις p-n στις οποίες το φως παράγεται από εξαναγκασμένη και όχι αυθόρμητη επανασύνδεση ηλεκτρονίων-οπών όπως συμβαίνει με τις LEDs.

Η επαφή p-n στις LDs ενσωματώνεται σε μία κοιλότητα συντονισμού που σχηματίζεται συνήθως από δύο κάτοπτρα. Η εξαναγκασμένη επανασύνδεση πραγματοποιείται με τη βοήθεια εξωτερικής πηγής η οποία ενισχύει το ρεύμα των εγχεόμενων ηλεκτρονίων στην περιοχή p. Η επανασύνδεση οπών-ηλεκτρονίων οδηγεί στην εκπομπή φωτονίων. Τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα που σχετίζονται με τα φωτόνια ανακλώνται στην κοιλότητα συντονισμού του LASER δημιουργώντας σύμφωνη ακτινοβολία που διαρκώς ενισχύεται. Μόλις η ενισχυμένη ακτινοβολία ξεπεράσει τις απώλειες της διάταξης,

εκπέμπεται μια μονοχρωματική, εξαιρετικά μεγάλης λαμπρότητας και κατευθυντικότητας φωτεινή δέσμη. Η ισχύς εκπομπής είναι μερικά Watts με απόδοση που ξεπερνάει το 30%.

Η υψηλή ισχύς εκπομπής και η μεγάλη κατευθυντικότητα της δέσμης φωτός που παράγει μία LD ευνοεί τη χρήση της για διάδοση σε πολύ μεγάλες αποστάσεις. Ένα ακόμη πλεονέκτημα των LDs είναι ότι μπορούν να διαμορφωθούν σε πολύ υψηλές ταχύτητες γεγονός που τις καθιστά ιδανικές για συστήματα όπου απαιτούνται υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης. Ωστόσο οι LDs παρουσιάζουν μεγάλη εξάρτηση από τις μεταβολές της θερμοκρασίας, απαιτούν πολύπλοκα κυκλώματα οδήγησης και υπόκεινται σε αυστηρούς περιορισμούς ως προς την εκπεμπόμενη ισχύ όπως όλες οι σημειακές πηγές.

Η πιο απλή δομή ημιαγωγικού LASER, όπως περιγράφηκε παραπάνω, περιλαμβάνει δύο κάτοπτρα στα άκρα. Μία τέτοια δομή εκπέμπει πολλά μήκη κύματος σε μία πολύ στενή περιοχή του φάσματος. Για εκπομπή σε ένα μόνο μήκος κύματος χρησιμοποιούνται τα LASER DFB (Distributed Feed Back) [78] και DBR (Distributed-Bragg-Reflector) [79] τα οποία χρησιμοποιούν ένα φίλτρο μέσα στον ημιαγωγό ώστε να επιτρέπεται ανατροφοδότηση ενός μόνο μήκους κύματος. Τα LASER DFB εκπέμπουν σε ένα προκαθορισμένο μήκος κύματος ενώ τα DBR έχουν τη δυνατότητα αλλάζοντας τα χαρακτηριστικά του φίλτρου να ρυθμίζουν το μήκος κύματος μέσα σε μία συγκεκριμένη περιοχή.

Τα LASERs είναι σημειακές πηγές και σύμφωνα με την ανάλυση που προηγήθηκε στην ενότητα 2.3.2, εκπέμπουν ακτινοβολία που μπορεί να προκαλέσει βλάβη στον ανθρώπινο οφθαλμό. Για την προστασία των ανθρώπων που εκτίθενται σε τέτοια ακτινοβολία η IEC [71] κατατάσσει τα LASERs ανάλογα με την ισχύ εκπομπής και το μήκος κύματος στις παρακάτω κατηγορίες:

○ Class 1

Οι διατάξεις που ανήκουν σε αυτήν την κατηγορία είναι απόλυτα ασφαλείς και δεν προκαλούν ζημιά στον οφθαλμό ανεξάρτητα από το μήκος κύματος και τον χρόνο έκθεσης. Οι πηγές που χρησιμοποιούνται στα ασύρματα οπτικά συστήματα εμπίπτουν σε αυτήν την κατηγορία. Οι Class 1 LDs υπόκεινται σε αυστηρούς περιορισμούς ως προς την ισχύ εκπομπής. Έχει οριστεί τιμή AEL που κυμαίνεται από 0.5mW για πηγές που εκπέμπουν στα 850nm, μέχρι τα 10mW για πηγές μήκους κύματος 1550nm. Αντίθετα για τις εκτεταμένες πηγές όπως τις LEDs η μέγιστη επιτρεπόμενη ισχύς εκπομπής είναι μεγαλύτερη.

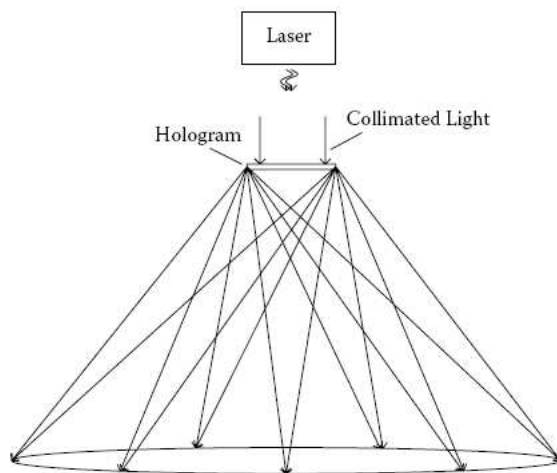
○ Class 2

Οι πηγές αυτής της κατηγορίας εκπέμπουν σε μήκη κύματος στο ορατό φάσμα, δηλαδή μεταξύ 400 και 700nm. Η μέγιστη οπτική ισχύς εκπομπής στην περιοχή αυτή έχει οριστεί στα 5mW. Γενικά, οι πηγές αυτές είναι ασφαλείς εφόσον ο οφθαλμός αντιλαμβάνεται την ακτινοβολία σε αυτή την περιοχή με αποτέλεσμα να μπορεί να προστατευτεί μόνος του με αντανακλαστικές λειτουργίες όπως το γρήγορο ανοιγοκλείσιμο του ματιού.

○ Class 3

Οι πηγές αυτής της κατηγορίας εκπέμπουν ισχύ από 1mW έως 50mW ανάλογα με το μήκος κύματος. Η ακτινοβολία τους είναι επικίνδυνη για την ανθρώπινη υγεία ακόμα και όταν έρχεται σε επαφή με το ανθρώπινο σώμα αφού έχει υποστεί ανακλάσεις. Κρίνεται απαραίτητη η χρήση προστατευτικών γυαλιών κατά τη διάρκεια της λειτουργίας μίας τέτοιας πηγής.

Στην προσπάθεια να αποφύγει κανένας τους περιορισμούς στην τιμή της οπτικής ισχύος εκπομπής μπορεί να χρησιμοποιήσει κατάλληλη διάταξη διάχυσης της ακτινοβολίας όπως για παράδειγμα τα ολογράμματα. Με αυτόν τον τρόπο είναι δυνατό μία πηγή με ισχύ εκπομπής που την κατατάσσει στην κατηγορία Class 3 να εμπίπτει στην Class 1 χρησιμοποιώντας το κατάλληλο ολόγραμμα. Μία τέτοια διάταξη απεικονίζεται στην Εικόνα 15.



Εικόνα 15: Διάχυση ακτινοβολίας από laser πηγή με χρήση κατάλληλου ολογράμματος. Παρατηρείται διεύρυνση της εκπεμπόμενης εστιασμένης δέσμης, γεγονός που «χαλαρώνει» τους περιορισμούς στην οπτική ισχύ εκπομπής.

2.3.5 Διάχυση ακτινοβολίας με χρήση ολογραμμάτων

Σύμφωνα με περιορισμούς που έχει επιβάλλει η IEC [71] η μέγιστη τιμή της οπτικής ισχύος εκπομπής από μία σημειακή πηγή πρέπει να διατηρείται σε χαμηλά επίπεδα ώστε να είναι ασφαλής για την ανθρώπινη υγεία. Το γεγονός αυτό σε συνδυασμό με τον έντονο περιβαλλοντικό θόρυβο που υφίσταται στα ασύρματα οπτικά δίκτυα περιορίζει σημαντικά τόσο την εμβέλεια όσο και το μέγιστο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων. Η χρήση κατάλληλων διαθλαστικών επιφανειών σε μικρή απόσταση από την πηγή προκαλεί διάχυση της ακτινοβολίας που τις διαπερνά με αποτέλεσμα η ακτινοβολία της σημειακής πηγής να παρουσιάζει τα ίδια χαρακτηριστικά με αυτά μίας εκτεταμένης πηγής. Έτσι καθίσταται δυνατή η αύξηση της ισχύος εκπομπής μίας σημειακής πηγής χωρίς να ανακύπτουν ζητήματα ασφάλειας σε σχέση με την ανθρώπινη υγεία..

Στις περισσότερες εμπορικές εφαρμογές μέχρι πρόσφατα για την κατασκευή κατάλληλων διαθλαστικών επιφανειών χρησιμοποιείται κάποια γυάλινη επιφάνεια αφού υποστεί ειδική επεξεργασία ώστε να διαχέει ομοιόμορφα την προσπίπτουσα σε αυτή ακτινοβολία. Οι διατάξεις αυτές χαρακτηρίζονται ως ground-glass λόγω του τρόπου κατασκευής τους. Τα κύρια μειονεκτήματα που παρουσιάζουν είναι το γεγονός ότι δε μπορεί να καθοριστεί με ακρίβεια ο τρόπος και η κατεύθυνση διάχυσης της δέσμης καθώς και το ότι μεγάλο τμήμα της οπτικής ισχύος «χάνεται» κατά τη διέλευσή της μέσα από μία τέτοια διάταξη λόγω του χαμηλού συντελεστή μετάδοσης της ground-glass επιφάνειας. Αντίθετα, η χρήση ολογραμμάτων ([80], [81]) κερδίζει όλο και μεγαλύτερο έδαφος για την υλοποίηση διατάξεων διάχυσης καθώς χαρακτηρίζεται από υψηλότερο συντελεστή μετάδοσης, επιτρέπει τον ακριβή σχεδιασμό του επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας και όλα αυτά με χαμηλό κόστος και μεγάλη ευκολία στην κατασκευή.

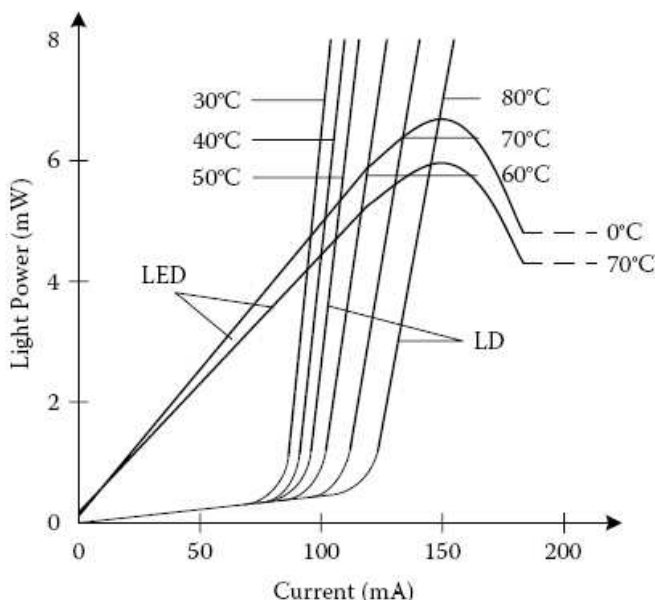
Τα ολογράμματα έχουν την ιδιότητα να μεταβάλλουν τη φάση του οπτικού κύματος που τα διαπερνά. Εισάγουν διαφορετική καθυστέρηση φάσης σε κάθε ακτίνα της εισερχόμενης εστιασμένης δέσμης και διαχέουν την ακτινοβολία σε διαφορετικές διευθύνσεις. Στην Εικόνα 15 παρουσιάζεται η επίδραση ενός ολογράμματος διάχυσης

στην εστιασμένη δέσμη που εκπέμπεται από μία LD. Από την εικόνα φαίνεται ότι με τη χρήση ολογραμμάτων είναι δυνατό να ρυθμιστεί το μέγεθος και η μορφή της δέσμης που εκπέμπει η πηγή επιτρέποντας με αυτόν τον τρόπο τον ακριβή καθορισμό των περιοχών όπου προσπίπτει η ακτινοβολία.

Ένα ολόγραμμα παράγεται είτε από ανάκλαση σε κάποιο φυσικό αντικείμενο οπότε με τη βοήθεια μίας δέσμης αναφοράς υπολογίζεται η σχετική μεταβολή της φάσης του οπτικού κύματος, είτε χρησιμοποιώντας ένα μαθηματικό μοντέλο για τον υπολογισμό της μεταβολής της φάσης (CGH – Computer Generated Holograms) [82]. Η δεύτερη μέθοδος κερδίζει όλο και περισσότερο έδαφος για την παραγωγή ολογραμμάτων λόγω της ευκολίας και της μεγάλης ακρίβειας με την οποία μπορεί κανένας να καθορίσει τη μορφή και το σχήμα του ολογράμματος.

2.3.6 Σύγκριση LEDs και LDs

Όπως προαναφέρθηκε, οι οπτικές πηγές που χρησιμοποιούνται κατά κόρον στα ασύρματα οπτικά συστήματα εσωτερικού χώρου είναι οι LEDs και οι LDs. Οι LDs και οι LEDs παρέχουν ικανοποιητική φωτεινότητα, μικρό μέγεθος, μικρή τάση οδήγησης και δυνατότητα εκπομπής είτε σε ένα είτε σε περισσότερα μήκη κύματος. Η επιλογή της κατάλληλης πηγής έγκειται στις απαιτήσεις του εκάστοτε συστήματος.



Εικόνα 16: Μεταβολή της οπτικής ισχύος εκπομπής με τη θερμοκρασία για μία LED και μία LD.

Στην Εικόνα 16 παρουσιάζεται η χαρακτηριστική οπτικής ισχύος εκπομπής συναρτήσει του ρεύματος οδήγησης μίας LED και μίας LD για διάφορες τιμές της θερμοκρασίας. Από τη γραφική παράσταση διαπιστώνεται μία σχεδόν γραμμική συμπεριφορά για την LED γεγονός που διευκολύνει την αναλογική διαμόρφωση των πηγών αυτών. Τα LASERs είναι συσκευές κατωφλίου. Όσον αφορά στην LD όπως φαίνεται στην Εικόνα 16, σε χαμηλά ρεύματα οδήγησης, κυριαρχεί η αυθόρμητη εκπομπή και η LD λειτουργεί ουσιαστικά σαν μια LED χαμηλής έντασης. Όταν το ρεύμα υπερβεί την τιμή του ρεύματος κατωφλίου, κυριαρχεί η εξαναγκασμένη εκπομπή και παρουσιάζεται υψηλή οπτική αποδοτικότητα που αντιπροσωπεύεται από την απότομη κλίση στο διάγραμμα. Οι πηγές LD παρουσιάζουν υψηλή εξάρτηση από τη θερμοκρασία, σε αντίθεση με τις πηγές LED που επηρεάζονται λιγότερο από τις μεταβολές της θερμοκρασίας. Γι αυτόν το λόγο οι διατάξεις LD απαιτούν κυκλώματα σταθεροποίησης του ρεύματος κατωφλίου και αντιστάθμισης της θερμοκρασίας ώστε να μην παρατηρείται υποβάθμιση στις επιδόσεις τους.

Πίνακας 3: Σύγκριση οπτικών πηγών LEDs και LDs.

Σύγκριση οπτικών πηγών LEDs και LDs		
Χαρακτηριστικά	LED	LD
Οπτικό φασματικό εύρος	25-100 nm	0.1-5 nm
Εύρος ζώνης διαμόρφωσης (modulation bandwidth)	kHz-MHz	kHz-GHz
Κόστος	Χαμηλό	Μέτριο έως Υψηλό
Αξιοπιστία	Υψηλή	Μέτρια
Ασφάλεια οφθαλμού	Ασφαλή	Απαιτούνται διατάξεις διάχυσης
Απόδοση	20- 40%	30-70%
Επιπλέον απαιτούμενα κυκλώματα	Όχι	Κύκλωμα ρύθμισης ρεύματος κατωφλίου και θερμοκρασίας.
Εμβέλεια/Κάλυψη	Μεγάλη	Σύνδεση σημείου προς σημείο
Περιβαλλοντικός θόρυβος	Υψηλός	Χαμηλός

Στα συστήματα που χρησιμοποιούν LDs, λόγω της συμφωνίας και της υψηλής έντασης της εκπεμπόμενης ακτινοβολίας, και λόγω του ότι η πηγή είναι σημειακή, το φως εξόδου πρέπει να διαχέεται με κάποιον τρόπο. Αυτό απαιτεί τη χρήση φίλτρων που μειώνουν την αποδοτικότητα της συσκευής και αυξάνουν το συνολικό κόστος του συστήματος. Οι LEDs δεν είναι σημειακές οπτικές πηγές όπως οι LDs, εκπέμπουν από επαρκώς μεγάλη επιφάνεια και μπορούν να εκπέμπουν υψηλότερη ισχύ ικανοποιώντας παράλληλα τα όρια ασφάλειας. Επομένως, όσον αφορά στην ασφάλεια της ανθρώπινης υγείας οι LEDs ως εκτεταμένες πηγές θεωρούνται πιο ασφαλείς από τις LDs. Επιπλέον, η ευρύτερη δέσμη ακτινοβολίας των LEDs τις καθιστά καταλληλότερες των LDs για μη κατευθυνόμενες συνδέσεις.

Η χαμηλή επιτρεπόμενη ισχύς εκπομπής των LDs όπως καθορίζεται από τις τιμές AELs περιορίζει την εμβέλεια και την κάλυψη που θα μπορούσαν να παρέχουν. Από την άλλη μεριά όμως, σε αντίθεση με τις LEDs οι οποίες διαθέτουν μεγάλο φασματικό εύρος (25-100nm), το μικρό φασματικό εύρος των LDs (μόλις 5nm) ευνοεί τη χρήση πολύ στενών οπτικών φίλτρων με αποτέλεσμα την απόρριψη μεγάλου μέρους του περιβαλλοντικού θορύβου.

Το κυριότερο πλεονέκτημα των LDs έναντι των LEDs είναι η υψηλή ταχύτητα λειτουργίας. Υπό συνθήκες εξαναγκασμένης εκπομπής ο χρόνος ζωής των φορέων, τ_c , είναι περίπου από 1 έως 2 τάξεις μεγέθους μικρότερος από ότι υπό συνθήκες αυθόρμητης επανασύνδεσης. Το γεγονός αυτό σε συνδυασμό με την (2.1) οδηγεί στο συμπέρασμα ότι οι LDs παρουσιάζουν μεγαλύτερο εύρος 3dB με αποτέλεσμα να είναι δυνατή η λειτουργία τους σε ρυθμούς της τάξης των Gb/s ενώ οι LEDs περιορίζονται σε μερικές εκατοντάδες Mb/s. Για το λόγο αυτό οι LDs προτιμώνται σε εφαρμογές όπου απαιτούνται πολύ υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης. Ο Πίνακας 3 συνοψίζει τα χαρακτηριστικά των οπτικών πηγών LDs και LEDs.

2.4 Οπτικοί Ανιχνευτές

Η βασική λειτουργία ενός οπτικού ανιχνευτή είναι η μετατροπή του λαμβανόμενου οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό ώστε να υποστεί στη συνέχεια κατάλληλη ηλεκτρονική επεξεργασία για την ανάκτηση του απεσταλμένου οπτικού σήματος. Οι επιδόσεις των συστημάτων οπτικών επικοινωνιών εξετάζονται στο δέκτη και άρα ο οπτικός ανιχνευτής ή φωτοανιχνευτής αποτελεί ένα από τα πιο κρίσιμα στοιχεία κατά τη σχεδίαση ενός τέτοιου συστήματος.

Οι γενικές απαιτήσεις που θα πρέπει να ικανοποιεί ένας φωτοδέκτης συγκεντρώνονται παρακάτω:

- Υψηλή απόδοση μετατροπής του οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό.
- Ευαισθησία στο μήκος κύματος που εκπέμπει η οπτική πηγή του συστήματος.
- Γρήγορη απόκριση προκειμένου να χρησιμοποιηθεί σε συστήματα που υποστηρίζουν υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων.
- Χαμηλή εισαγωγή θορύβου, δηλαδή χαμηλό ρεύμα σκότους (dark current) ή ρεύμα διαρροής (leakage current).
- Ανεξαρτησία από αλλαγές στις περιβαλλοντικές συνθήκες (μεταβολή της θερμοκρασίας κτλ.).
- Μικρό μέγεθος και χαμηλό κόστος.
- Υψηλή αξιοπιστία για αδιάλειπτη λειτουργία.

Σε ό,τι αφορά τις οπτικές επικοινωνίες και σύμφωνα με τις απαιτήσεις που έχουν τεθεί παραπάνω, ο τύπος ανιχνευτή που χρησιμοποιείται συνήθως είναι η φωτοδίοδος. Οι φωτοδιόδους κατασκευάζονται από ημιαγωγούς όπως το πυρίτιο (Si) και το γερμάνιο (Ge) καθώς επίσης και από κράματα στοιχείων των ομάδων III και V του περιοδικού συστήματος των στοιχείων. Οι φωτοδιόδους Si παρουσιάζουν μεγάλη ευαισθησία στην περιοχή των 0.8 – 0.9μm ενώ οι φωτοδιόδους Ge ή κραμάτων III και V σε μεγαλύτερα μήκη κύματος.

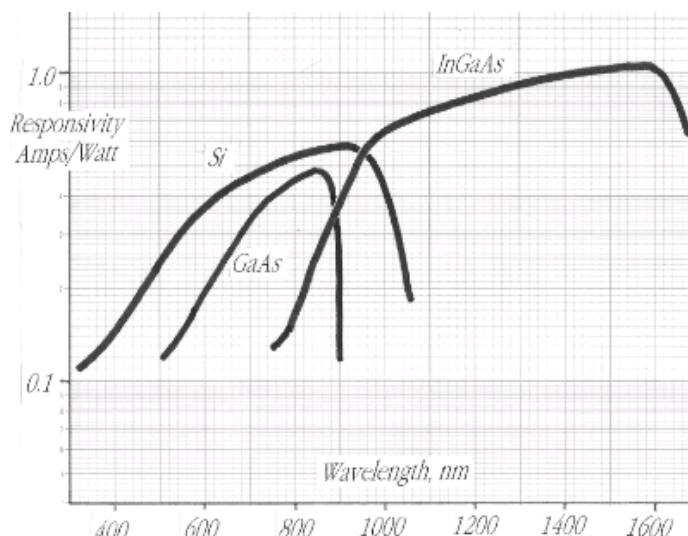
Η φωτοδίοδος όπως και οι οπτικές πηγές είναι ημιαγωγικές διατάξεις στις οποίες η επαφή p-n είναι ανάστροφα πολωμένη ώστε οι φορείς κινητικότητας, ηλεκτρόνια και οπές, να κατευθύνονται προς τα στρώματα n και p αντίστοιχα. Με τον τρόπο αυτό μεταξύ των περιοχών n και p σχηματίζεται μία περιοχή αραίωσης. Κατά την πρόσπτωση φωτός πάνω στη φωτοδίοδο, κάθε φωτόνιο απορροφάται και δημιουργείται ένα ζεύγος ηλεκτρονίου-οπής. Κάτω από την επίδραση της ανάστροφης πόλωσης, τα αντίθετα ηλεκτρικά φορτία ηλεκτρονίου και οπής κινούνται σε αντίθετες διευθύνσεις και δημιουργούν ένα ηλεκτρικό ρεύμα στο εξωτερικό κύκλωμα. Αυτή η κίνηση των ηλεκτρονίων οδηγεί στη δημιουργία ηλεκτρικού ρεύματος, το λεγόμενο φωτόρρευμα. Η περιοχή αραίωσης θα πρέπει να έχει κάποιο σημαντικό πάχος, έτσι ώστε να απορροφά το μεγαλύτερο ποσοστό της προσπίπτουσας οπτικής ακτινοβολίας επιτυγχάνοντας τη μέγιστη δυνατή γέννηση ζευγών φορέων. Αύξηση του πάχους όμως της περιοχής αραίωσης έχει ως αποτέλεσμα να απαιτείται μεγαλύτερος χρόνος ολίσθησης για τους φορείς, με συνέπεια τον περιορισμό της ταχύτητας λειτουργίας της φωτοδίοδου. Η ευαισθησία λοιπόν και η ταχύτητα απόκρισης είναι δύο απαιτήσεις οι οποίες δε μπορούν να ικανοποιηθούν ταυτόχρονα.

Το ποσοστό της απορρόφησης φωτονίων από την περιοχή αραίωσης εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από το μήκος κύματος της προσπίπτουσας ακτινοβολίας και τη σύσταση του ημιαγωγού. Το Si παρουσιάζει υψηλή απορρόφηση σε μήκη κύματος κάτω από τα 0.3μm αλλά στην περιοχή των 0.8 – 0.9μm που ενδιαφέρει τις εφαρμογές οπτικών

επικοινωνιών παρουσιάζει μικρή ικανότητα απορρόφησης. Αντίθετα το Ge εμφανίζει ισχυρότατη απορρόφηση σε ακτινοβολία με μήκη κύματος μέχρι και 1.85μm. Έτσι το Ge μπορεί να αποτελέσει υλικό για την κατασκευή φωτοανιχνευτών κατάλληλων προς χρήση σε όλο το εύρος μηκών κύματος για οπτικές επικοινωνίες. Το βασικό μειονέκτημα των φωτοανιχνευτών με βάση το Ge είναι το υψηλό ρεύμα σκότους και για τον λόγο αυτό γίνεται προσπάθεια να χρησιμοποιηθούν κράματα III-V που παρουσιάζουν χαμηλό ρεύμα σκότους και επιτρέπουν, με κατάλληλη επιλογή της μοριακής αναλογίας, την υψηλή απορρόφηση στα επιθυμητά μήκη κύματος.

2.4.1 Συντελεστής απόκρισης

Ένας πολύ συνηθισμένος τρόπος για τον χαρακτηρισμό μίας φωτοδιόδου είναι ο συντελεστής απόκρισης (responsivity) R .



Εικόνα 17: Χαρακτηριστική συντελεστή απόκρισης σαν συνάρτηση του μήκους κύματος για φωτοδίο Si, GaAs και InGaAs [83].

Ο συντελεστής απόκρισης καθορίζεται από την κβαντική αποδοτικότητα η της φωτοδιόδου, δηλαδή το μέσο αριθμό ηλεκτρονίων που απελευθερώνονται κατά την πρόσπτωση ενός φωτονίου, σύμφωνα με τη σχέση [65]:

$$R = \frac{\lambda \eta}{hc} q_e \quad (2.4)$$

όπου λ το μήκος κύματος της προσπίπτουσας ακτινοβολίας, η κβαντική αποδοτικότητα της φωτοδιόδου, h η σταθερά του Planck ίση με $h=6.6261 \times 10^{-34} \text{Wsec}^2$, $c=3 \times 10^8 \text{m/sec}$ η ταχύτητα του φωτός και $q_e=1.6 \times 10^{-19} \text{Cb}$ το φορτίο ενός ηλεκτρονίου. Από την (2.4) προκύπτει ότι ο συντελεστής απόκρισης της φωτοδιόδου μεταβάλλεται με το μήκος κύματος. Η μεταβολή αυτή παρουσιάζεται στην Εικόνα 17 για τρία είδη φωτοδίοδων. Από την Εικόνα 17 [83] προκύπτει ότι οι φωτοδιόδοι που κατασκευάζονται από κράματα InGaAs παρουσιάζουν αρκετά υψηλό συντελεστή απόκρισης σε μήκη κύματος $>1000 \text{nm}$ σε αντίθεση με τους ανιχνευτές Si και GaAs που είναι πιο ευαίσθητοι σε μήκη κύματος 450-870nm. Επομένως, οι ανιχνευτές InGaAs προτιμώνται σε εφαρμογές στις IR επικοινωνίες ενώ οι Si και GaAs στα VLC συστήματα.

2.4.2 Θόρυβος

Η ευαισθησία μίας φωτοδιόδου εξαρτάται από τις τυχαίες διακυμάνσεις του ρεύματος στους ακροδέκτες εξόδου τόσο στην παρουσία όσο και στην απουσία προσπίπτοντος Γ. Ντόγαρη

φωτός. Οι τυχαίες αυτές διακυμάνσεις ενδέχεται να οδηγήσουν σε ανεπιθύμητες διαταραχές κάθε είδους που υποβαθμίζουν το σήμα, αποτελούν με άλλα λόγια θόρυβο για το σύστημα. Στις διατάξεις οπτικών επικοινωνιών ο θόρυβος μπορεί να κατηγοριοποιηθεί σε θερμικό, κβαντικό και ρεύμα σκότους.

Σε κάθε αγώγιμο σώμα που βρίσκεται σε μία ορισμένη θερμοκρασία, και ιδιαίτερα στις αντιστάσεις, παρατηρείται μία τυχαία κίνηση των ηλεκτρονίων η οποία προκαλεί τυχαίες διακυμάνσεις του ρεύματος που διαρρέει τον αγωγό ακόμα και στην απουσία εξωτερικής τάσης. Αυτές οι τυχαίες διακυμάνσεις του ρεύματος αποτελούν το θερμικό θόρυβο. Ο θερμικός θόρυβος μπορεί να μοντελοποιηθεί ως μία στατική Gaussian τυχαία διαδικασία με σταθερή φασματική πυκνότητα ισχύος (PSD – Power Spectral Density), δηλαδή ως λευκός Gaussian θόρυβος (AWGN – Additive White Gaussian Noise). Η PSD του θερμικού θορύβου που αναπτύσσεται πάνω σε μία αντίσταση R υπολογίζεται από [84]:

$$S_{th} = \frac{2kT}{R} \quad [A^2/\text{Hertz}] \quad (2.5)$$

όπου $k=1.38054 \times 10^{-23} \text{Watt}\cdot\text{sec}/^\circ\text{K}$ η σταθερά του Boltzmann και T η θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin.

Η ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία στις οπτικές συχνότητες εκπέμπεται ασυνεχώς σε διακριτές δέσμες ενέργειας, τα φωτόνια. Η ανίχνευση φωτός από μία φωτοδίοδο είναι κι αυτή μία διακριτή διαδικασία αφού η δημιουργία ενός ζεύγους ηλεκτρονίου-οπής αποτελεί συνέπεια της απορρόφησης ενός φωτονίου. Το σήμα στην έξοδο του ανιχνευτή θα εξαρτάται από τη στατιστική κατανομή που ακολουθούν τα φωτόνια που προσπίπτουν στην είσοδο. Αποτέλεσμα της στατιστικής φύσης της κβαντικής διαδικασίας ανίχνευσης του φωτός είναι οι τυχαίες διακυμάνσεις που παρουσιάζει το ρεύμα της φωτοδίοδου γύρω από μία μέση τιμή \bar{I} . Η διακύμανση αυτή ονομάζεται θόρυβος βολής (shot noise) ή θόρυβος Schottky και η PSD του είναι [65]:

$$S_{shot} = 2q_e \bar{I} \quad (2.6)$$

όπου $q_e=1.6 \times 10^{-19} \text{Cb}$ το φορτίο ενός ηλεκτρονίου.

Το ρεύμα σκότους (dark current) της φωτοδίοδου αντιπροσωπεύει το ύψος του ανάστροφου ρεύματος διαρροής στους ακροδέκτες της φωτοδίοδου απουσία προσπίπτοντος φωτός. Ανήκει και αυτό στην κατηγορία του θορύβου βολής με PSD:

$$S_{shot} = 2q_e I_d \quad (2.7)$$

όπου I_d η τιμή του σκοτεινού ρεύματος η οποία μπορεί να ελαχιστοποιηθεί με τη χρήση ημιαγωγών υλικών υψηλής ποιότητας. Σε έναν καλό φωτοδέκτη το ρεύμα σκότους θα πρέπει να είναι αμελητέο ($I_d < 10\text{nA}$).

2.4.3 Φωτοδίοδοι χωρίς εσωτερικό κέρδος

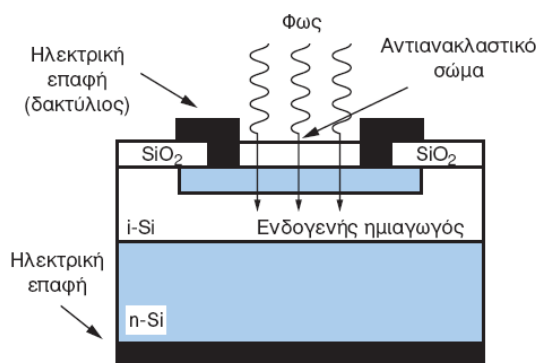
Σε έναν φωτοανιχνευτή χωρίς εσωτερικό κέρδος κάθε προσπίπτον φωτόνιο οδηγεί στη δημιουργία ενός μόνο ζεύγους ηλεκτρονίου-οπής. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελούν οι φωτοδίοδοι PN και οι PIN (Positive-Intrinsic-Negative).

Η δομή μίας PN φωτοδιόδου όπως περιγράφηκε παραπάνω, περιλαμβάνει μία επαφή p-n. Στις PIN φωτοδιόδους μεταξύ των περιοχών p και n παρεμβάλλεται μία ελαφρώς ντοπαρισμένη περιοχή (intrinsic περιοχή) με αποτέλεσμα την επέκταση της περιοχής αραίωσης και άρα την απορρόφηση μεγαλύτερου μέρους της οπτικής ακτινοβολίας. Η ανάστροφα πολωμένη δίοδος εμφανίζει μία χωρητικότητα ανάλογη της τάσης που εφαρμόζεται. Η μεγάλη επιφάνεια των φωτοανιχνευτών στα ασύρματα οπτικά συστήματα έχει ως αποτέλεσμα την επιπλέον αύξηση της χωρητικότητάς τους. Η αυξημένη χωρητικότητα των διατάξεων αυτών περιορίζει την ταχύτητα απόκρισης των PIN φωτοδίοδων. Η διαδικασία δημιουργίας φωτορεύματος είναι ακριβώς η ίδια όπως και στην PN περίπτωση.

Το φωτόρευμα που δημιουργείται κατά την πρόσπτωση οπτικής ακτινοβολίας, ισχύος $P(t)$, σε μία PIN φωτοδίοδο δίνεται από τη σχέση:

$$I(t) = RP(t) + n(t) \quad (2.8)$$

όπου R ο συντελεστής απόκρισης της φωτοδιόδου, $P(t)$ η προσπίπτουσα οπτική ισχύς και $n(t)$ ο θόρυβος του συστήματος. Οι βασικές πηγές θορύβου στις φωτοδιόδους χωρίς εσωτερικό μηχανισμό κέρδους είναι ο θόρυβος ρεύματος σκότους και ο κβαντικός θόρυβος.



Εικόνα 18: Δομή PIN φωτοδιόδου Si χωρίς εσωτερικό κέρδος. Διακρίνεται η intrinsic περιοχή η οποία παρεμβάλλεται στην επαφή p-n. Η πρόσπτωση φωτός στην ανάστροφα πολωμένη δίοδο προκαλεί την απελευθέρωση ηλεκτρονίων και οπών με αποτέλεσμα τη δημιουργία φωτορεύματος ανάλογου προς την προσπίπτουσα οπτική ισχύ.

Οι PIN φωτοδιόδοι Ge είναι διαθέσιμες σε όλο το εύρος μηκών κύματος που ενδιαφέρουν τα συστήματα οπτικών επικοινωνιών αλλά χαρακτηρίζονται από πολύ υψηλές τιμές ρεύματος σκότους σε σχέση με τις φωτοδιόδους Si. Τυπική τιμή για το ρεύμα σκότους είναι τα 100nA στους 20°C, το οποίο αυξάνεται στο 1μΑ στους 40°C. Αντίστοιχα οι φωτοδιόδοι Si έχουν ρεύμα σκότους περίπου 1nA αλλά παρουσιάζουν χαμηλή απορρόφηση στα μήκη κύματος που χρησιμοποιούνται στις οπτικές επικοινωνίες. Οι φωτοδιόδοι κραμάτων III-V, όπως για παράδειγμα οι διατάξεις InGaAsP, παρουσιάζουν χαμηλό ρεύμα σκότους έως 1nA και μπορούν να ανιχνεύσουν μήκη κύματος μέχρι και 1.67μm. Θεωρητικά έχουν πολύ υψηλό εύρος ζώνης της τάξης των 15GHz, στην πραγματικότητα όμως όταν ο ανιχνευτής συσκευασθεί το εύρος ζώνης περιορίζεται στα 1-2GHz.

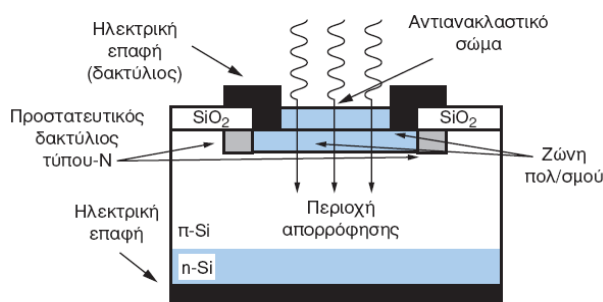
2.4.4 Φωτοδιόδοι με εσωτερικό κέρδος

Ο δεύτερος τύπος οπτικού ανιχνευτή για οπτικές επικοινωνίες είναι η φωτοδίοδος χιονοστιβάδας (APD – Avalanche Photo Diode). Μία φωτοδίοδος χιονοστιβάδας πολλαπλασιάζει εσωτερικά το πρωτογενές φωτόρευμα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την

αύξηση της ευαισθησίας του δέκτη αφού το φωτόρευμα ενισχύεται πριν υποστεί τις συνέπειες του θερμικού θορύβου που εισάγει το κύκλωμα του δέκτη. Οι φωτοδιόδοι χιονοστιβάδας παρουσιάζουν ένα κέρδος >1 σε αντίθεση με τις αντίστοιχες PIN.

Στην περιοχή αραίωσης μίας διόδου χιονοστιβάδας εφαρμόζεται ένα ηλεκτρικό πεδίο πολύ υψηλής έντασης. Το πεδίο αυτό επιταχύνει τους φορείς που δημιουργούνται κατά την πρόσπτωση φωτονίων στον δέκτη με αποτέλεσμα να αποκτήσουν αρκετή ενέργεια ώστε να διεγείρουν τη δημιουργία νέων ζευγών οπών-ηλεκτρονίων. Η διαδικασία που περιγράφηκε επαναλαμβάνεται διαρκώς λόγω του εξωτερικά επιβαλλόμενου ηλεκτρικού πεδίου. Οι ανιχνευτές αυτού του είδους ανάλογα με το υλικό κατασκευής τους απαιτούν υψηλότερες τιμές της ανάστροφης τάσης πόλωσης από τις αντίστοιχες PIN. Ενδεικτικά αναφέρεται ότι για APDs οι τιμές της τάσης πόλωσης εντοπίζονται στην περιοχή των 20-40V (Ge), 20-30V (InGaAs) ή ακόμα και 200-250V (Si) ενώ για τις αντίστοιχες PIN η τάση πόλωσης είναι 6-10V (Ge), 5-6V (InGaAs) και 50-100V (Si) [65].

Στα δίκτυα οπτικών ινών η ενίσχυση που παρέχουν οι APDs βελτιώνει την ευαισθησία του δέκτη επιτρέποντας την αύξηση της απόστασης μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Στα ασύρματα οπτικά συστήματα το φωτόρευμα που αναπτύσσεται στον δέκτη οφείλεται όχι μόνο στην οπτική ισχύ του απεσταλμένου σήματος αλλά και στην ισχύ των οπτικών πηγών του περιβάλλοντος. Επομένως η χρήση APDs σε ασύρματα οπτικά συστήματα θα έχει ως αποτέλεσμα εκτός από την ενίσχυση του ωφέλιμου σήματος και την ενίσχυση του περιβαλλοντικού θορύβου.



Εικόνα 19: Δομή APD φωτοδιόδου Si. Στην περιοχή αραίωσης εφαρμόζεται ηλεκτρικό πεδίο πολύ υψηλής έντασης. Η πρόσπτωση φωτός στην ανάστροφα πολωμένη δίοδο προκαλεί την απελευθέρωση ηλεκτρονίων τα οποία κατά τη διέλευσή τους από την περιοχή αραίωσης διεγείρουν και άλλα ηλεκτρόνια και με αυτόν τον τρόπο ενισχύουν το παραγόμενο φωτόρευμα.

Το κέρδος της APD είναι μη-γραμμικό και συνάρτηση της τάσης πόλωσης και της θερμοκρασίας. Οι διατάξεις αυτές λόγω της ισχυρής μη γραμμικής συμπεριφοράς απαιτούν επιπλέον κυκλώματα σταθεροποίησης γεγονός που αυξάνει σημαντικά τόσο το κόστος κατασκευής όσο και την πολυπλοκότητα σχεδίασης.

2.4.5 Σύγκριση φωτοδιόδων PIN και APDs

Οι φωτοδιόδοι APD ενισχύουν το φωτόρευμα ενώ οι φωτοδιόδοι PIN παράγουν το πολύ ένα ζεύγος ηλεκτρονίου – οπής ανά φωτόνιο. Απουσία περιβαλλοντικού θορύβου οι APDs μπορούν να οδηγήσουν σε σημαντική βελτίωση της ευαισθησίας του δέκτη. Όταν ο περιβαλλοντικός θόρυβος είναι κυρίαρχος, λόγω της τυχαίας φύσης του εσωτερικού κέρδους της APD, η χρήση της οδηγεί σε ενίσχυση της ισχύος του θορύβου. Στην περίπτωση οπτικών ασύρματων συνδέσεων που λειτουργούν υπό συνθήκες έντονου περιβαλλοντικού φωτός, η χρήση APD μπορεί να οδηγήσει ακόμα και σε υποβάθμιση της ευαισθησίας του δέκτη [85].

Στις APDs παρατηρείται μη γραμμική εξάρτηση του κέρδους από την τάση και τη θερμοκρασία. Το γεγονός αυτό απαιτεί την προσθήκη επιπλέον κυκλωμάτων ρύθμισης της θερμοκρασίας και της τάσης και έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του κόστους και τη

μείωση της αξιοπιστίας του συστήματος. Οι τιμές της τάσης οδήγησης κυμαίνονται μεταξύ 30V για APD InGaAs και έως 300V για APD Si. Λαμβάνοντας υπόψη ότι αυτές οι διατάξεις προορίζονται για χρήση σε φορητές συσκευές με περιορισμένη παροχή ισχύος οι APD δεν είναι κατάλληλες για τέτοιου είδους εφαρμογές.

Πίνακας 4: Χαρακτηριστικά διαφόρων φωτοδιόδων.

Χαρακτηριστικά διαφόρων φωτοδιόδων			
Υλικά και Δομή	Μήκος κύματος [nm]	Απόκριση [A/W]	Κέρδος
Si PIN	300-1100	0.5	1
Ge PIN	500-1800	0.7	1
InGaAs PIN	1000-1700	0.9	1
Si APD	400-1000	77	150
Ge APD	800-1300	7	10
InGaAs APD	1000-1700	9	10

Οι φωτοδιόδοι PIN είναι διαθέσιμες σε σχετικά χαμηλό κόστος και σε μια σχετικά μεγάλη ποικιλία μηκών κύματος. Σε αντίθεση με τις APDs, οι PIN παρουσιάζουν γραμμικά οπτο-ηλεκτρονικά χαρακτηριστικά, οδηγούνται με χαμηλότερες τάσεις αλλά εμφανίζουν αυξημένη χωρητικότητα. Η χωρητικότητα της φωτοδιόδου καθορίζει σε μεγάλο βαθμό το εύρος ζώνης (B_{3dB}) αυτής σύμφωνα με τη σχέση $B_{3dB} = (2\pi RC)^{-1}$, όπου R και C η εσωτερική αντίσταση και χωρητικότητα της φωτοδιόδου. Επομένως, σε εφαρμογές υψηλών ρυθμών μετάδοσης απαιτείται η χρήση φωτοδιόδων μικρής χωρητικότητας. Ο Πίνακας 4 παρουσιάζει το συντελεστή απόκρισης και το κέρδος φωτοδιόδων PIN και APDs που έχουν κατασκευαστεί από διάφορα υλικά. Προκύπτει ότι σε αντίθεση με τις APDs στις οποίες ο συντελεστής απόκρισης είναι πολύ μεγαλύτερος από τη μονάδα λόγω του μηχανισμού εσωτερικού κέρδους που διαθέτουν, οι φωτοδιόδοι PIN παρουσιάζουν πολύ μικρότερες τιμές του συντελεστή απόκρισης.

Οι πιο ευρέως διαδεδομένες φωτοδιόδοι είναι οι PIN Si οι οποίες χρησιμοποιούνται στην πλειονότητα των υπέρυθρων συνδέσεων. Οι φωτοδιόδοι PIN Si είναι ιδανικές για υπέρυθρες ασύρματες επικοινωνίες λόγω της υψηλής κβαντικής απόδοσης και του χαμηλού κόστους. Αντίθετα, οι APDs δε χρησιμοποιούνται σε αυτήν τη ζώνη επειδή η κυρίαρχη πηγή θορύβου είναι το περιβαλλοντικό φως και όχι ο θερμικός θόρυβος του κυκλώματος. Ο πίνακας 5 συνοψίζει τα χαρακτηριστικά των φωτοδιόδων PIN και των APDs.

Η επιλογή της κατάλληλης φωτοδιόδου εξαρτάται από την εκάστοτε εφαρμογή. Έτσι σε συστήματα όπου απαιτείται υψηλή ευαισθησία και μεγάλο εύρος ζώνης ευνοείται η χρήση φωτοδιόδων με μικρή επιφάνεια. Τέτοια συστήματα είναι για παράδειγμα οι δέκτες που χρησιμοποιούνται σε δίκτυα οπτικών ινών. Η μικρή επιφάνεια αυτών των φωτοδιόδων αντιστοιχεί σε μικρή χωρητικότητα και επομένως σε μεγάλο εύρος ζώνης επιτρέποντας τη λειτουργία σε υψηλές ταχύτητες μετάδοσης. Αντίθετα, σε ασύρματες εφαρμογές απαιτείται η χρήση φωτοδιόδων με μεγάλη επιφάνεια ώστε να αντισταθμίσουν τις υψηλές απώλειες που υφίσταται το σήμα κατά τη διάδοσή του στον αέρα. Ωστόσο, αυξάνοντας την επιφάνεια του δέκτη αυξάνεται και η χωρητικότητα και άρα και ο χρόνος απόκρισης του συστήματος. Επιπλέον, η μεγαλύτερη επιφάνεια του δέκτη οδηγεί στην πρόσληψη μεγαλύτερου μέρους όχι μόνο του «ωφέλιμου» σήματος αλλά και της ακτινοβολίας από εξωτερικές πηγές φωτός. Περιορίζεται με τον τρόπο αυτό

ο μέγιστος ρυθμός δεδομένων που μπορεί να υποστηρίξει. Γι αυτόν το λόγο σε εφαρμογές όπου απαιτείται μεγάλη επιφάνεια συλλογής, χρησιμοποιούνται κατάλληλες συστοιχίες και διατάξεις φακών ώστε να επιτυγχάνεται αύξηση της ενεργού επιφάνειας της φωτοδιόδου χωρίς να συνοδεύεται από αντίστοιχη αύξηση της χωρητικότητας.

Πίνακας 5: Σύγκριση φωτοδιόδων PIN και APDs.

Σύγκριση φωτοδιόδων PIN και APDs		
Χαρακτηριστικά	PIN	APD
Εύρος ζώνης διαμόρφωσης (modulation bandwidth)	Δεκάδες MHz – Μερικά GHz	Εκατοντάδες MHz – Δεκάδες GHz
Κέρδος	1	10^2 - 10^4
Απαιτήση επιπλέον κυκλωμάτων	Όχι	Ναι
Γραμμικότητα	Υψηλή	Μη γραμμική
Κόστος	Χαμηλό	Μετριο-Υψηλό
Τάση πόλωσης	5 V	30-300 V

Το γεγονός ότι οι δέκτες APD έχουν υψηλότερο κόστος και απαιτούν πολύ υψηλή τάση οδήγησης σε σχέση με τις φωτοδιόδους PIN, δεν ευνοεί τη χρήση τους σε εμπορικά συστήματα. Αντίθετα η χρήση των φωτοδιόδων PIN είναι αρκετά διαδεδομένη σε ασύρματα οπτικά συστήματα εσωτερικού χώρου.

2.4.6 Οπτικοί συγκεντρωτές

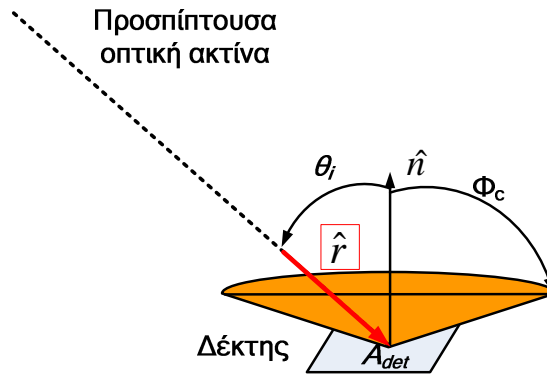
Τα ασύρματα οπτικά συστήματα χαρακτηρίζονται από πολύ υψηλές απώλειες διάδοσης και για τον λόγο αυτό είναι πολύ σημαντικό η φωτοδίοδος να συλλέγει τη μέγιστη δυνατή από τη μεταδιδόμενη οπτική ακτινοβολία. Η λαμβανόμενη οπτική ισχύς μπορεί να ενισχυθεί με τη χρήση φωτοδεκτών πολύ μεγάλης επιφάνειας. Όπως προαναφέρθηκε οι δέκτες αυτής της μορφής παρουσιάζουν πολύ υψηλή χωρητικότητα που μειώνει σημαντικά τον χρόνο απόκρισης και την ευαισθησία της φωτοδιόδου. Εναλλακτικά, προτείνεται η χρήση οπτικού συγκεντρωτή στην είσοδο του δέκτη πριν τη φωτοδίοδο. Έτσι είναι δυνατή η αύξηση της ενεργού επιφάνειας του δέκτη, δηλαδή της επιφάνειας συλλογής ακτινοβολίας, χωρίς αύξηση της φυσικής του επιφάνειας και άρα και της χωρητικότητας. Ο οπτικός συγκεντρωτής επιτρέπει τη χρήση πηγών χαμηλότερης ισχύος καθώς και την αύξηση της εμβέλειας του συστήματος.

Περαιτέρω βελτίωση της ευαισθησίας του δέκτη πραγματοποιείται με εισαγωγή κατάλληλων οπτικών φίλτρων σε συνδυασμό με τον οπτικό συγκεντρωτή. Το οπτικό φίλτρο απορρίπτει σημαντικό ποσοστό της ακτινοβολίας που προέρχεται από εξωγενείς οπτικές πηγές, όπως ο ήλιος και οι λαμπτήρες φθορισμού και πυρακτώσεως. Ζωνοπερατά οπτικά φίλτρα με πολύ στενό εύρος ζώνης, μόλις 1nm, είναι πλέον εμπορικά διαθέσιμα. Η απόκριση αυτών των φίλτρων εξαρτάται από τη γωνία πρόσπτωσης, δηλαδή τη γωνία με την οποία εισέρχονται οι οπτικές ακτίνες στον δέκτη. Τα ασύρματα οπτικά συστήματα με LD πηγές χρησιμοποιούν τέτοια φίλτρα στον δέκτη ώστε να είναι εφικτή η σύνδεση παρά τα χαμηλά επίπεδα της ισχύος εκπομπής και το ισχυρό περιβαλλοντικό φως.

Η ληφθείσα οπτική ισχύς ανά μονάδα επιφάνειας του δέκτη υπολογίζεται από την:

$$|S \cdot \hat{n}| = P|\hat{r} \cdot \hat{n}| = P \cdot \cos(\theta_i) \quad (2.9)$$

όπου S το διάνυσμα Poynting που αντιστοιχεί στην οπτική ισχύ P που προσπίπτει στην επιφάνεια του δέκτη, \hat{n} το μοναδιαίο διάνυσμα κάθετο στην επιφάνεια του δέκτη και \hat{r} το μοναδιαίο διάνυσμα πρόσπτωσης της οπτικής ακτίνας στην επιφάνεια του δέκτη και θ_i η γωνία με την οποία προσπίπτει η οπτική ακτίνα στην επιφάνεια του δέκτη. Η γωνία πρόσπτωσης θ_i παίρνει τιμές μεταξύ 0 και Φ_c , όπου Φ_c η μέγιστη γωνία πρόσπτωσης που «βλέπει» ο δέκτης και ονομάζεται πεδίο όρασης (FOV – Field of View). Τα διανύσματα \hat{n} και \hat{r} καθώς και οι γωνίες θ_i και Φ_c απεικονίζονται στο Σχήμα 5.

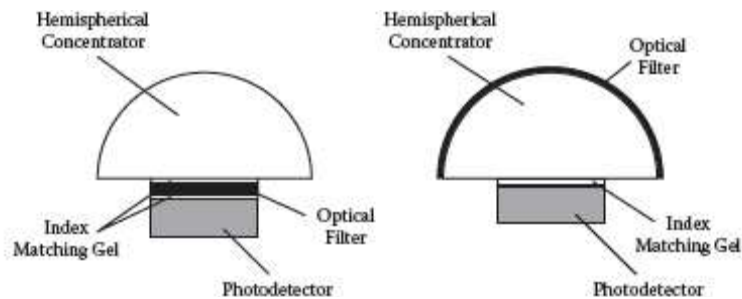


Σχήμα 5: Ακτίνα πρόσπτωσης στην επιφάνεια του δέκτη. Απεικονίζονται το μοναδιαίο διάνυσμα \hat{r} που αντιστοιχεί στην προσπίπτουσα οπτική ακτίνα, το μοναδιαίο διάνυσμα \hat{n} που είναι κάθετο στην επιφάνεια του δέκτη καθώς και η γωνία πρόσπτωσης θ_i και το πεδίο όρασης Φ_c του δέκτη.

Η συνολική ισχύς που λαμβάνει ο δέκτης προκύπτει ολοκληρώνοντας τη (2.9) επάνω στη φυσική επιφάνεια A_{det} του δέκτη και είναι επομένως ίση με $PA_{det}\cos(\theta_i)$. Ο λόγος της ληφθείσας οπτικής ισχύος προς εκείνη που προσπίπτει στην επιφάνεια του δέκτη ορίζει την ενεργό επιφάνεια A_{eff} του δέκτη, δηλαδή $A_{eff} = A_{det}\cos(\theta_i)$. Για τη γωνία θ_i ισχύει ο περιορισμός $0 \leq \theta_i \leq \Phi_c$. Με άλλα λόγια, ο δέκτης δε «βλέπει» ακτίνες που προσπίπτουν με γωνία μεγαλύτερη από Φ_c , δηλαδή στην περίπτωση $\theta_i > \Phi_c$ η ληφθείσα ισχύς είναι μηδέν.

Σε περίπτωση που χρησιμοποιηθεί κατάλληλος συγκεντρωτής κέρδους $g(\theta_i)$ σε συνδυασμό με οπτικό φίλτρο με χαρακτηριστική $T_s(\theta_i)$, η ενεργός επιφάνεια του δέκτη δίνεται από την εξίσωση:

$$A_{eff} = A_{det} g(\theta_i) T_s(\theta_i) \cos(\theta_i) \quad (2.10)$$

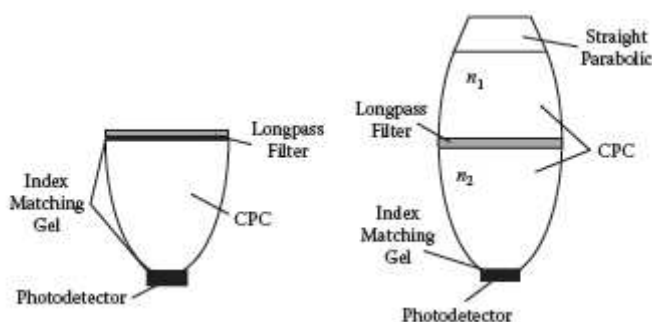


Εικόνα 20: Ημισφαιρική διάταξη οπτικού συγκεντρωτή α) με επίπεδο υψιπερατό φίλτρο και β) με φίλτρο λεπτού στρώματος τοποθετημένο στην κυρτή πλευρά της επιφάνειας του συγκεντρωτή.

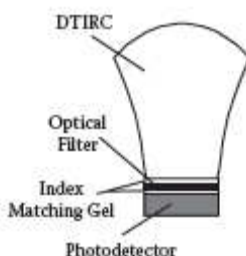
Η πιο διαδεδομένη μορφή οπτικού συγκεντρωτή φαίνεται στην Εικόνα 20. Η διάταξη αυτή αποτελείται από έναν ημισφαιρικό φακό και ένα φίλτρο το οποίο μπορεί να

τοποθετηθεί είτε πάνω στην κυρτή επιφάνεια του συγκεντρωτή είτε μεταξύ του συγκεντρωτή και του φωτοδέκτη. Η χρήση ημισφαιρικών συγκεντρωτών είναι ευρύτατα διαδεδομένη στις θύρες υπερύθρων που απαντώνται σε κινητά τηλέφωνα, ηλεκτρονικούς υπολογιστές και PDAs (Personal Digital Assistant) και έχει αποδειχθεί ότι διευρύνει το FOV του δέκτη. Ωστόσο επιτυγχάνουν μικρή συγκέντρωση της ακτινοβολίας με κέρδος $g(\theta_i)=n^2$, όπου n ο δείκτης διάθλασης του υλικού του συγκεντρωτή στο επιλεγμένο μήκος κύματος και $0 \leq \theta_i \leq 90^\circ$.

Στην Εικόνα 21 παρουσιάζεται μία άλλη διάταξη συγκεντρωτή ο σύνθετος παραβολικός συγκεντρωτής (CPC – Compound Parabolic Concentrator). Οι CPCs επιτυγχάνουν μεγαλύτερο κέρδος $g(\theta_i)=n^2/\sin(\Phi_c)$. Επιπλέον χρησιμοποιούν επίπεδα φίλτρα λεπτού στρώματος η κατασκευή των οποίων είναι πολύ πιο απλή από αυτή των ημισφαιρικών φίλτρων που χρησιμοποιούνται στους ημισφαιρικούς συγκεντρωτές. Το γεγονός ότι οι διαστάσεις των CPCs είναι ιδιαίτερα μεγάλες έχει ως αποτέλεσμα να μην επιλέγονται για πρακτικές εφαρμογές.



Εικόνα 21: Διάταξη σύνθετου παραβολικού συγκεντρωτή α) με επίπεδο υψιπερατό φίλτρο και β) με υψιπερατό φίλτρο τοποθετημένο μεταξύ δύο διηλεκτρικών [11].



Εικόνα 22: Διάταξη διηλεκτρικού συγκεντρωτή ολικής εσωτερικής ανάκλασης με επίπεδο φίλτρο λεπτού στρώματος [11].

Οι συγκεντρωτές διηλεκτρικού ολικής εσωτερικής ανάκλασης (DTIRC – Dielectric Total Internal Reflection Concentrator) παρουσιάζουν υψηλότερο κέρδος συγκέντρωσης από τους αντίστοιχους ημισφαιρικούς και CDCs διατηρώντας τις μικρές τους διαστάσεις. Ένας τέτοιος συγκεντρωτής απεικονίζεται στην Εικόνα 22. Στην είσοδο ενός συγκεντρωτή DTIRC είναι τοποθετημένη μία κυρτή επιφάνεια, ακολουθεί μία κοιλότητα ολικής ανάκλασης η οποία σχηματίζεται από δύο διαφορετικές κυρτές επιφάνειες και ένα οπτικό φίλτρο. Η χρήση συστοιχίας από συγκεντρωτές DTIRC είναι δυνατό να αυξήσει σημαντικά το FOV του δέκτη χωρίς να συνοδεύεται από μείωση του κέρδους.

2.5 Σχήματα Διαμόρφωσης

Οι βασικοί παράγοντες υποβάθμισης ενός συστήματος ασύρματων οπτικών επικοινωνιών είναι η χαμηλή ισχύς εκπομπής και ο υψηλός περιβαλλοντικός θόρυβος. Όπως προαναφέρθηκε, η χρήση διατάξεων διάχυσης επιτρέπει την αύξηση της ισχύος εκπομπής και, σε συνδυασμό με διατάξεις οπτικών συγκεντρωτών στο δέκτη επιτυγχάνεται αύξηση του SNR. Περαιτέρω βελτίωση του SNR και άρα και του ρυθμού

μετάδοσης δεδομένων είναι δυνατή με την επιλογή του κατάλληλου σχήματος διαμόρφωσης.

Η πλειονότητα των ασύρματων οπτικών συστημάτων χρησιμοποιεί διαμόρφωση έντασης με άμεση ανίχνευση (IM/DD – Intensity Modulation/ Direct Detection). Η ένταση (intensity) μίας φωτεινής πηγής ορίζεται ως η οπτική ισχύς που εκπέμπεται ανά μονάδα στερεάς γωνίας [Watt/steradian]. Σε ένα σύστημα IM/DD η ένταση της πηγής διαμορφώνεται μεταβάλλοντας το ρεύμα που τη διαρρέει γύρω από κάποια τιμή πόλωσης ανάλογα με το σήμα της πληροφορίας. Με τον τρόπο αυτό το σήμα μεταδίδεται απ' ευθείας στη βασική ζώνη (baseband). Η πληροφορία που αποστέλλεται δεν περιέχεται στο πλάτος, τη φάση ή τη συχνότητα αλλά στην ένταση του οπτικού κύματος. Το μεταδιδόμενο σήμα $x(t)$ εκφράζει την ισχύ της φωτεινής πηγής και επομένως παίρνει πάντα θετικές τιμές και η μέση τιμή του P_t πρέπει να είναι μικρότερη από τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή P της ισχύος που εκπέμπει η πηγή. Οι περιορισμοί αυτοί συνοψίζονται στις παρακάτω σχέσεις:

$$\begin{aligned} x(t) &\geq 0 \\ P_t &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt \leq P \end{aligned} \quad (2.11)$$

Από τη (2.11) προκύπτει ότι η μέση ισχύς εκπομπής υπολογίζεται ολοκληρώνοντας το μεταδιδόμενο σήμα στο χρόνο, σε αντίθεση με τα συνηθισμένα RF συστήματα στα οποία η ισχύς δίνεται από το ολοκλήρωμα του τετραγώνου του προς μετάδοση σήματος, δηλαδή $P_t = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T |x|^2(t) dt$.

Κατά την άμεση ανίχνευση DD, το οπτικό σήμα που προσπίπτει στο δέκτη μετατρέπεται όπως προαναφέρθηκε σε φωτόρευμα το οποίο είναι ανάλογο της ισχύος ακτινοβολίας (irradiance) του οπτικού σήματος. Το παραγόμενο φωτόρευμα δίνεται από:

$$y(t) = Rx(t) \otimes h(t) + n(t) \quad (2.12)$$

όπου με το σύμβολο \otimes παριστάνεται η πράξη της συνέλιξης, R ο συντελεστής απόκρισης του φωτοδέκτη, $x(t)$ το μεταδιδόμενο οπτικό σήμα, $h(t)$ η κρουστική απόκριση που περιγράφει το συνδυασμό των κρουστικών αποκρίσεων $h_{ch}(t)$ και $h_{rec}(t)$ του καναλιού διάδοσης και του δέκτη αντίστοιχα ($h(t) = h_{ch}(t) \otimes h_{rec}(t)$) και $n(t)$ λευκός προσθετικός Gaussian θόρυβος. Αν κανένας λάβει υπόψη του ότι η μέγιστη ταχύτητα με την οποία μπορεί να κινείται ένα τερματικό σε εσωτερικούς χώρους είναι 10m/sec, η κρουστική απόκριση του καναλιού μπορεί να θεωρηθεί χρονικά αμετάβλητη για μερικά msec. Επομένως για ρυθμούς μετάδοσης >100Mb/s που εξετάζονται στην παρούσα διατριβή, το κανάλι θεωρείται σταθερό κατά τη διάρκεια πολλών χιλιάδων bits [86]. Ο θόρυβος $n(t)$ υπολογίζεται ως το άθροισμα του θορύβου φωτεινού υποβάθρου, του θερμικού θορύβου που εισάγει το κύκλωμα του δέκτη και του θορύβου βολής που προκύπτει κατά τη μετατροπή φωτονίων σε ηλεκτρόνια, δηλαδή: $n(t) = n_{amb}(t) + n_{th}(t) + n_{sh}(t)$. Η PSD του θερμικού θορύβου και του θορύβου βολής δίνονται από τις (2.5) και (2.6) αντίστοιχα. Ο θόρυβος φωτεινού υποβάθρου είναι και αυτός θόρυβος βολής και δίνεται σε αναλογία με την (2.6) από την:

$$S_{background} = 2q_e \bar{I}_{background} \quad (2.13)$$

όπου $\bar{I}_{background}$ το φωτόρευμα που αναπτύσσεται στη φωτοδίοδο κατά την πρόσπτωση του περιβαλλοντικού φωτός.

Η μεγάλη επιφάνεια του φωτοδέκτη σε σχέση με το μήκος κύματος της προσπίπτουσας οπτικής ακτινοβολίας έχει ως αποτέλεσμα να ολοκληρώνεται πάνω στον δέκτη η ισχύς των προσπιπτόντων οπτικών κυμάτων, αντί για το ηλεκτρικό τους πεδίο όπως συμβαίνει με τα RF συστήματα. Έτσι, τα οπτικά ασύρματα συστήματα IM/DD δεν υποφέρουν από φαινόμενα διαλείψεων. Η μεγάλη επιφάνεια του φωτοδέκτη, από την άλλη πλευρά έχει ως αποτέλεσμα τη λήψη, όχι μόνο του απεσταλμένου οπτικού σήματος αλλά και ισχυρής ακτινοβολίας από φυσικές ή τεχνητές πηγές φωτός η οποία αποτελεί θόρυβο (θόρυβος φωτεινού υποβάθρου) για το σύστημα και μειώνει την ευαισθησία του δέκτη.

Εναλλακτικά, αντί για IM/DD μπορεί να χρησιμοποιηθεί σύμφωνη ανίχνευση (CD – Coherent Detection). Τα CD συστήματα χρησιμοποιούν σύμφωνες πηγές φωτός όπως οι LDs και η πληροφορία που μεταδίδεται μπορεί να περιέχεται είτε στη φάση, είτε στη συχνότητα είτε στο πλάτος του οπτικού σήματος. Στο δέκτη, η ανάκτηση της πληροφορίας πραγματοποιείται με μίξη του προσπίπτοντος κύματος με το σήμα μίας LD αναφοράς που ονομάζεται τοπικός ταλαντωτής (LO – Local Oscillator). Το παραγόμενο φωτόρευμα στη CD περίπτωση δίνεται από τη:

$$y(t) = R|x(t) \otimes h(t) + x_{LO}(t) + n_{amb}(t)|^2 + n_{th}(t) + n_{sh}(t) \quad (2.14)$$

όπου R ο συντελεστής απόκρισης του δέκτη, $x(t)$ το ηλεκτρικό πεδίο που αντιστοιχεί στη μεταδιδόμενη κυματομορφή, $h(t)$ η κρουστική απόκριση του καναλιού, $x_{LO}(t)$ το ηλεκτρικό πεδίο του LO και $n_{amb}(t)$ το ηλεκτρικό πεδίο που αντιστοιχεί στο θόρυβο φωτεινού υποβάθρου, $n_{th}(t)$ ο θερμικός θόρυβος και $n_{sh}(t)$ ο θόρυβος βολής. Σε αντίθεση με την (2.12) το σήμα $x(t)$ δεν εκφράζει πλέον την ισχύ αλλά το ηλεκτρικό πεδίο του οπτικού σήματος. Το οπτικό σήμα που προσπίπτει στο CD δέκτη προστίθεται στο σήμα αναφοράς του τοπικού ταλαντωτή και στη συνέχεια υπολογίζεται η ισχύς του. Από την ισχύ του συνδυασμένου σήματος θα προκύψει τελικά το φωτόρευμα που διαρρέει το δέκτη.

Στην ιδανική περίπτωση που η φάση και η συχνότητα του σήματος του LO συμπίπτει με αυτή του μεταδιδόμενου σήματος η ισχύς λήψης είναι μέγιστη και επιτυγχάνεται βελτιστοποίηση της ευαισθησίας του δέκτη. Για να συμβαίνει αυτό, μέχρι πρόσφατα ήταν απαραίτητα οπτικά κυκλώματα κλειδώματος φάσης (OPLL – Optical Phase Locked Loops) που καθιστούσαν το κόστος των CD συστημάτων απαγορευτικό. Η πρόοδος που έχει σημειωθεί τα τελευταία χρόνια στα κυκλώματα μετατροπής αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (A/D – Analog to Digital converter) επιτρέπει την εφαρμογή τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP – Digital Signal Processing) για την αποδιαμόρφωση του οπτικού σήματος. Η χρήση DSP τεχνικών περιορίζει σημαντικά το κόστος και απλουστεύει την υλοποίηση των CD συστημάτων.

2.5.1 Μέθοδοι διαμόρφωσης έντασης

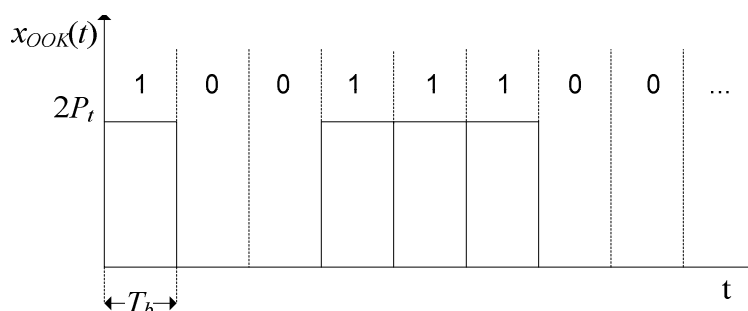
Τα πιο διαδεδομένα σχήματα διαμόρφωσης στα IM/DD οπτικά ασύρματα συστήματα είναι οι, (α) διαμόρφωση πλάτους (OOK – On Off Keying και PAM – Pulse Amplitude Modulation), (β) διαμόρφωση παλμού κατά θέση (PPM – Pulse Position Modulation) και (γ) διακριτή πολυτονική διαμόρφωση (DMT – Discrete Multi Tone). Οι περιορισμοί στη

μέγιστη τιμή της ισχύος εκπομπής, η τοπολογία του καναλιού και οι απαιτήσεις σε ρυθμό μετάδοσης, περιοχή κάλυψης, αξιοπιστία κτλ., της εκάστοτε εφαρμογής καθορίζουν το είδος του σχήματος διαμόρφωσης που θα χρησιμοποιηθεί.

2.5.1.α Δυαδική διαμόρφωση πλάτους ΟΟΚ

Η δυαδική διαμόρφωση πλάτους ΟΟΚ αποτελεί ειδική περίπτωση της M -αδικής διαμόρφωσης πλάτους (M -PAM) που περιγράφεται στην ενότητα 2.5.1.γ για $M=2$. Αποτελεί το πιο διαδεδομένο σχήμα διαμόρφωσης όχι μόνο στα ασύρματα οπτικά αλλά και σε άλλα συστήματα μετάδοσης δεδομένων λόγω της ευκολίας στην υλοποίηση αλλά και της αποδοτικής χρήσης του διαθέσιμου εύρους ζώνης.

Τα ΟΟΚ συστήματα χρησιμοποιούν δυαδική σηματοδότηση δηλαδή μετάδοση κάθε φορά ενός μόνο bit («0» ή «1»). Η μετάδοση των δυαδικών ψηφιακών δεδομένων πραγματοποιείται οδηγώντας την οπτική πηγή σε κατάσταση «εντός» (On) ή «εκτός» (Off) λειτουργίας, αναβοσβήνοντάς τη δηλαδή, με ρυθμό ίσο με το ρυθμό μετάδοσης. Με τον τρόπο αυτό, η δυαδική πληροφορία αντιπροσωπεύεται από την παρουσία ή απουσία ενός οπτικού παλμού διάρκειας T_b και ισχύος $2P_t$ όπως φαίνεται στην κυματομορφή στο Σχήμα 6. Η ισχύς του οπτικού παλμού λαμβάνεται ίση με $2P_t$ ώστε η μέση ισχύς του συστήματος να παραμένει ίση με P_t .



Σχήμα 6: Οπτικό σήμα που χρησιμοποιεί διακοπτική διαμόρφωση ΟΟΚ. Διακρίνεται η διάρκεια T_b του κάθε bit και η μέγιστη τιμή της οπτικής ισχύος $2P_t$ που εκπέμπεται κατά τη διάδοση ενός «1».

Μία κυματομορφή ΟΟΚ περιγράφεται από την:

$$x_{OOK}(t) = 2P_t \sum_k s_k p(t - kT_b) \quad (2.15)$$

όπου s_k τα bits της πληροφορίας που μπορούν να πάρουν τιμές από το σύνολο $\{0, 1\}$, και $p(t)$ τετραγωνικός παλμός χρονικής διάρκειας T_b και πλάτους 1. Η διάρκεια T_b του κάθε bit καθορίζει τον ρυθμό μετάδοσης πληροφορίας, R_b , του συστήματος σύμφωνα με τη σχέση $R_b=1/T_b$. Σε ένα IM σύστημα η κυματομορφή που δίνεται από την (2.15) εκφράζει ισχύ με αποτέλεσμα να πρέπει να ικανοποιούνται οι περιορισμοί της (2.11). Οι παλμοί που χρησιμοποιούνται στην κυματομορφή που φαίνεται στο Σχήμα 6 χαρακτηρίζονται ως NRZ (Non Return to Zero) και περιγράφονται από την:

$$p(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{αλλού} \end{cases} \quad (2.16)$$

Στις μη κατευθυντικές ζεύξεις η χρονική διασπορά προκαλεί διαπλάτυνση των παλμών και δημιουργεί ISI περιορίζοντας το μέγιστο δυνατό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων. Αυτό το πρόβλημα μπορεί να περιοριστεί σε μεγάλο βαθμό με τη χρήση RZ (Return to Zero) παλμών οι οποίοι περιγράφονται από την:

$$p(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq \frac{T_b}{d} \\ 0 & \frac{T_b}{d} \leq t \leq T_b \end{cases} \quad (2.17)$$

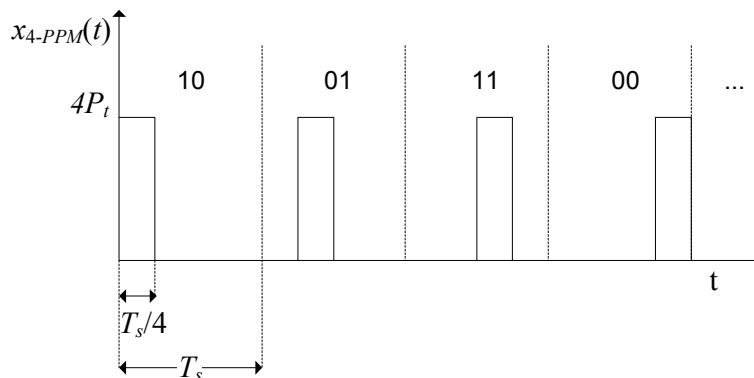
όπου d ο λόγος της χρονικής διάρκειας ενός παλμού προς τη χρονική διάρκεια ενός bit, που καλείται κύκλος εργασίας (duty cycle) και παίρνει τιμές >1 . Η ανίχνευση των σημάτων OOK που χρησιμοποιούν RZ παλμούς είναι ευκολότερη από αυτή των OOK-NRZ λόγω της απλούστερης διαδικασίας συγχρονισμού (clock recovery) που απαιτείται στα RZ συστήματα. Από την άλλη μεριά όμως, η μη αποδοτική διαχείριση του διαθέσιμου εύρους ζώνης (π.χ, σε σύγκριση με το NRZ-OOK για $d=2$ μόνο το 50% του διαθέσιμου εύρους ζώνης χρησιμοποιείται για τη μετάδοση ενός παλμού) δεν επιτρέπει τη χρήση τους σε συστήματα που υποστηρίζουν πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Η απόδοση ως προς το εύρος ζώνης της μεθόδου OOK-NRZ είναι 1 [bit/sec/Hertz].

Στο δέκτη η απόφαση σχετικά με το σύμβολο s_k που έχει σταλεί λαμβάνεται χρησιμοποιώντας κατάλληλα κριτήρια. Ενδεικτικά αναφέρονται η μέθοδος ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (MMSE – Minimum Mean Square Error) και το κριτήριο μέγιστης πιθανοφάνειας (ML – Maximum Likelihood) [87].

2.5.1.β Διαμόρφωση παλμών κατά θέση PPM

Η διαμόρφωση παλμών κατά θέση αποτελεί μία ελκυστική μέθοδο διαμόρφωσης για ασύρματα συστήματα οπτικών επικοινωνιών, εξαιτίας της αποτελεσματικής χρήσης της ισχύος (power efficiency) που παρουσιάζει. Το πρότυπο της IrDA για ασύρματα υπέρυθρα κανάλια που υποστηρίζουν ρυθμούς 4Mb/s χρησιμοποιεί 4-PPM [50].

Η M -αδική διαμόρφωση παλμών κατά θέση (M -PPM) όπως και το σχήμα OOK χρησιμοποιεί δύο στάθμες για το πλάτος των εκπεμπόμενων παλμών: 0 και MP_t . Η προς μετάδοση πληροφορία μπορεί να είναι είτε δυαδικά ψηφία bits στην περίπτωση που $M=2$, είτε σύμβολα, δηλαδή συνδυασμοί bits, σε περίπτωση που $M>2$. Το κάθε σύμβολο προκύπτει από το συνδυασμό $\log_2 M$ bits και έχει διάρκεια T_s η οποία σχετίζεται με το ρυθμό μετάδοσης R_b του συστήματος σύμφωνα με τη $T_s = \log_2 M / R_b$.



Σχήμα 7: Οπτικό σήμα που χρησιμοποιεί διαμόρφωση 4-PPM. Διακρίνεται η διάρκεια T_s του κάθε συμβόλου και $T_s/4$ η διάρκεια κάθε slot. Η μέγιστη τιμή της οπτικής ισχύος είναι $4P_t$ και εκπέμπεται κατά τη διάρκεια ενός slot.

Η διάρκεια του κάθε συμβόλου T_s διαιρείται σε M διακριτά μη επικαλυπτόμενα χρονικά διαστήματα (time slots). Η μετάδοση των συμβόλων πληροφορίας πραγματοποιείται οδηγώντας την πηγή σε κατάσταση «On» κατά τη διάρκεια ενός time slot και σε κατάσταση «Off» σε όλα τα υπόλοιπα slots. Όταν η οπτική πηγή βρίσκεται σε κατάσταση «On» αποστέλλεται ένας τετραγωνικός παλμός διάρκειας T_s/M και ισχύος MP_t ώστε η μέση ισχύς εκπομπής του συστήματος να διατηρείται σταθερή και ίση με P_t .

Το κάθε ένα από τα M σύμβολα του σχήματος PPM αναπαρίσταται εκπέμποντας έναν παλμό σε κάθε ένα από τα M διαφορετικά time slots. Με άλλα λόγια το κάθε σύμβολο αντιστοιχεί σε μία συγκεκριμένη θέση του παλμού στη διάρκεια T_s . Στο δέκτη η απόφαση σχετικά με το σύμβολο s_k που έχει σταλεί λαμβάνεται χρησιμοποιώντας κατάλληλα κριτήρια όπως τα MMSE και ML [87].

Στο Σχήμα 7 παριστάνεται μία 4-PPM κυματομορφή η οποία αντιστοιχεί στην εκπομπή της ίδιας πληροφορίας με αυτή της ΟΟΚ κυματομορφής που φαίνεται στο Σχήμα 6. Μία κυματομορφή M -PPM περιγράφεται από τη σχέση:

$$x_{M-PPM}(t) = MP_t \sum_{k=0}^{M-1} s_k p_{i[k]}(t - kT_s) \quad (2.18)$$

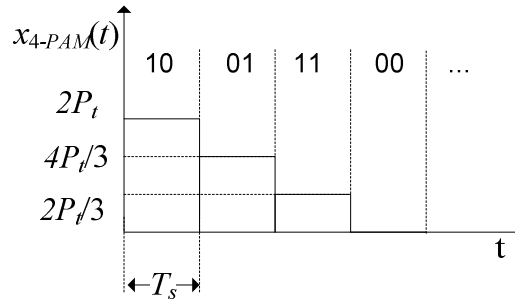
όπου s_k τα σύμβολα πληροφορίας και $p_{i[k]}(t)$ τετραγωνικός παλμός χρονικής διάρκειας T_s/M και πλάτους 1. Σε ένα IM/DD σύστημα η κυματομορφή που δίνεται από την (2.18) εκφράζει ισχύ με αποτέλεσμα να πρέπει να ικανοποιεί τους περιορισμούς της (2.11). Οι παλμοί $p_{i[k]}(t)$, όπου το $i[k] \in \{1, 2, \dots, M\}$ αναπαριστά τη θέση του παλμού (On) κατά τη διάρκεια του k -ιοστού διαστήματος, δίνονται από την εξίσωση:

$$p_{i[k]}(t) = \begin{cases} 1 & t \in [(i-1)T_s / M, iT_s / M] \\ 0 & \text{αλλού} \end{cases} \quad (2.19)$$

Συγκρίνοντας το Σχήμα 6 με το Σχήμα 7 μπορεί κανένας να συμπεράνει ότι η PPM διαμόρφωση επιτρέπει υψηλότερες τιμές της μέγιστης ισχύος εκπομπής σε σύγκριση με την ΟΟΚ περίπτωση χωρίς όμως να χρησιμοποιεί αποδοτικά το διαθέσιμο εύρος ζώνης αφού μόνο για $T_s/4$ μεταδίδεται πληροφορία ενώ το υπόλοιπο διάστημα $3T_s/4$ παραμένει ανεκμετάλλευτο. Μάλιστα, για σταθερή τιμή του R_b το M -PPM απαιτεί $M/\log_2 M$ φορές μεγαλύτερο εύρος ζώνης από το ΟΟΚ. Με άλλα λόγια η απόδοση ως προς το εύρος ζώνης της M -PPM διαμόρφωσης είναι $\log_2 M/M$ [bit/sec/Hertz]. Τέλος, τα συστήματα που χρησιμοποιούν διαμόρφωση PPM απαιτούν κυκλώματα συγχρονισμού τόσο για την ανίχνευση των συμβόλων όσο και για τον διαχωρισμό των time slots με αποτέλεσμα η υλοποίησή τους να είναι πολυπλοκότερη από αυτή των ΟΟΚ συστημάτων.

2.5.1.γ Διαμόρφωση παλμών κατά πλάτος PAM

Αντίθετα με τις μεθόδους ΟΟΚ και PPM που χρησιμοποιούν δύο στάθμες για το πλάτος των παλμών, η M -αδική διαμόρφωση παλμών κατά πλάτος (M -PAM) χρησιμοποιεί M στάθμες. Για το M ισχύει $M=2^L$ και έτσι το πλάτος των παλμών μπορεί να πάρει τιμές που ανήκουν στο σύνολο $\{0, 1/(M-1), 2/(M-1), \dots, 1\}$. Κάθε μία από τις M στάθμες του πλάτους των εκπεμπόμενων παλμών αντιστοιχεί σε ένα σύμβολο. Η προς μετάδοση πληροφορία μπορεί να είναι είτε δυαδικά ψηφία bits στην περίπτωση που $M=2$ (οπότε εμπίπτει στη δυαδική διαμόρφωση πλάτους που αναλύθηκε προηγουμένως), είτε σύμβολα, δηλαδή συνδυασμοί bits, σε περίπτωση που $M>2$. Το κάθε σύμβολο προκύπτει από το συνδυασμό $\log_2 M$ bits και έχει διάρκεια T_s η οποία σχετίζεται με το ρυθμό μετάδοσης R_b του συστήματος σύμφωνα με τη $T_s = \log_2 M / R_b$.



Σχήμα 8: Οπτικό σήμα που χρησιμοποιεί διαμόρφωση 4-PAM. Διακρίνεται η διάρκεια T_s του κάθε συμβόλου. Η μέγιστη τιμή της οπτικής ισχύος είναι $2P_t$ και ενώ η μέση ισχύς διατηρείται σταθερή και ίση με P_t .

Στη διάρκεια T_s εκπέμπεται ένας παλμός το πλάτος του οποίου αντιστοιχεί στο σύμβολο που μεταδίδεται. Για να ικανοποιούνται οι συνθήκες της (2.11) πρέπει οι M στάθμες του πλάτους των παλμών να επιλεγούν έτσι ώστε η μέση ισχύς του συστήματος να παραμένει σταθερή και η κάθε μία στάθμη να έχει θετική τιμή. Μία PAM κυματομορφή δίνεται από την:

$$x_{M-PAM}(t) = \frac{2P_t}{M-1} \sum_k s_k (A[k]-1)p(t-kT_s) \quad (2.20)$$

όπου το $A[k]$ παίρνει τιμές από το σύνολο $\{1, 2, \dots, M\}$, s_k τα σύμβολα πληροφορίας και $p(t)$ τετραγωνικός παλμός διάρκειας T_s και μοναδιαίου πλάτους που δίνεται από την (2.16). Η μέση ισχύς του συστήματος διατηρείται σταθερή και ίση με P_t . Στο δέκτη όπως και στην περίπτωση του PPM η απόφαση σχετικά με το σύμβολο s_k που έχει σταλεί λαμβάνεται χρησιμοποιώντας κριτήρια όπως το MMSE ή ML [87].

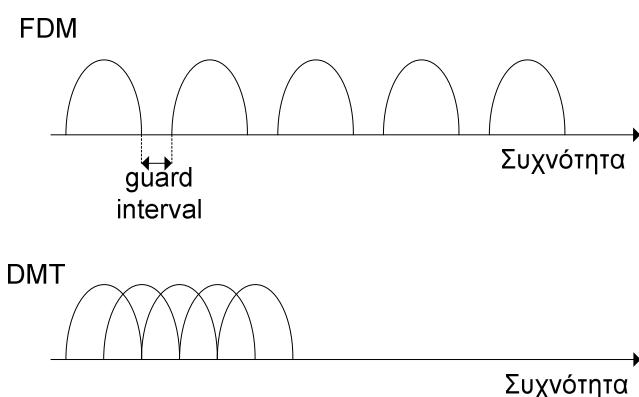
Στο Σχήμα 8 παριστάνεται μία 4-PAM κυματομορφή η οποία αντιστοιχεί στην εκπομπή της ίδιας πληροφορίας με αυτή της OOK κυματομορφής που φαίνεται στο Σχήμα 6 και της PPM στο Σχήμα 7. Η μέθοδος αυτή παρουσιάζει απόδοση ως προς το εύρος ζώνης ίση με $\log_2 M$ [bit/sec/Hertz] δηλαδή μεγαλύτερη από αυτή των OOK και PPM, αλλά απαιτεί δέκτες υψηλής ευαισθησίας ώστε να είναι δυνατός ο διαχωρισμός των διαφορετικών επιπέδων της ισχύος παρουσία ισχυρού περιβαλλοντικού θορύβου.

Τα σχήματα διαμόρφωσης που προαναφέρθηκαν, OOK, PPM και PAM, χρησιμοποιούν ένα μόνο φέρον κύμα (single carrier) για την αποστολή της πληροφορίας. Σε περίπτωση ενός μη κατευθυντικού ασύρματου οπτικού συστήματος η χρήση των μεθόδων αυτών δε μπορεί να αντιμετωπίσει αποτελεσματικά την ISI που εμφανίζεται λόγω του φαινομένου της πολυδιάθρυσης με αποτέλεσμα να απαιτούνται κατάλληλες διατάξεις ισοσταθμιστών (equalizers) για την εξασφάλιση αξιόπιστης μετάδοσης. Κατά συνέπεια αυξάνεται το κόστος και η πολυπλοκότητα του συστήματος. Ένας άλλος τρόπος να εξαλειφθεί η χρονική διασπορά σε ένα κανάλι είναι η χρήση μεθόδων που χρησιμοποιούν πολλαπλά φέροντα (multicarrier) για τη μετάδοση. Πιο συγκεκριμένα η μέθοδος διακριτής πολυτονικής διαμόρφωσης (DMT), που είναι μια παραλλαγή της ορθογωνίας πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing), είναι ευρέως διαδεδομένη σε ασύρματα οπτικά κανάλια. Το κυριότερο πλεονέκτημα αυτής της τεχνικής είναι ότι η πολυπλοκότητα του αποδιαμορφωτή είναι πολύ μικρότερη σε σχέση με αυτή του ισοσταθμιστή που χρησιμοποιούν τα συστήματα απλού φέροντος (single carrier). Μάλιστα, όταν διπλασιάζεται ο ρυθμός μετάδοσης, η πολυπλοκότητά του ισοσταθμιστή αυξάνεται ανάλογα με την τέταρτη δύναμη του ρυθμού, ενώ η πολυπλοκότητα του DMT αυξάνεται ελαφρώς γρηγορότερα από γραμμικά [88].

2.5.1.δ Διακριτή πολυτονική διαμόρφωση DMT

Η μέθοδος DMT είναι μια τεχνική διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων η οποία έχει υιοθετηθεί σε ένα μεγάλο αριθμό τηλεπικοινωνιακών εφαρμογών όπως οι γραμμές ADSL καθώς και σε συστήματα VLC. Όπως προαναφέρθηκε χρησιμοποιείται για την αντιμετώπιση της ISI σε κανάλια που υποστηρίζουν πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης ώστε να μην είναι απαραίτητη η χρήση πολύπλοκων κυκλωμάτων ισοστάθμισης.

Η βασική ιδέα της μεθόδου DMT στηρίζεται στη μέθοδο πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (FDM – Frequency Division Multiplexing) κατά την οποία το διαθέσιμο φάσμα χωρίζεται σε μικρότερα διαστήματα που ονομάζονται υποφέροντα (subcarriers). Τα δεδομένα χωρίζονται σε παράλληλα κανάλια, κάθε ένα από τα οποία στη συνέχεια θα «φορτωθεί» και θα μεταδοθεί σε ένα υποφέρον. Έτσι ο ρυθμός δεδομένων που καλείται να υποστηρίξει το κάθε υποφέρον θα είναι μικρότερος από αυτόν που υποστηρίζει ένα αντίστοιχο σύστημα απλού φέροντος (single carrier) με αποτέλεσμα να περιορίζεται η επίδραση της ISI. Μάλιστα αυξάνοντας τον αριθμό των υποφερόντων, αυξάνεται και ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων του συστήματος.



Εικόνα 23: Σύγκριση διαχείρισης διαθέσιμου φάσματος σε συμβατικά FDM και DMT συστήματα.

Στις συμβατικές μεθόδους FDM οι κεντρικές συχνότητες των υποφερόντων επιλέγονται έτσι ώστε μία μικρή περιοχή συχνοτήτων (guard interval) να παραμένει ελεύθερη μεταξύ τους για να αποφεύγεται η παρεμβολή μεταξύ των υποφερόντων (ICI – Inter Carrier Interference). Από την άλλη μεριά, η μέθοδος DMT χρησιμοποιεί υποφέροντα, ορθογώνια στη συχνότητα, γεγονός που εμποδίζει την μεταξύ τους παρεμβολή. Με τον τρόπο αυτό διαχειρίζεται αποδοτικότερα το διαθέσιμο εύρος ζώνης αφού τα ορθογώνια υποφέροντα μπορούν να επικαλύπτονται στη συχνότητα χωρίς να δημιουργείται ICI. Στην Εικόνα 23 παρουσιάζεται ο τρόπος με τον οποίο διαχειρίζεται το διαθέσιμο φάσμα κάθε μία από τις μεθόδους FDM και DMT.

Στην περίπτωση που χρησιμοποιούνται N υποφέροντα, κάθε ένα από τα οποία χρησιμοποιεί M -αδική ορθογώνια διαμόρφωση πλάτους (QAM – Quadrature Amplitude Modulation), η DMT κυματομορφή εκφράζεται ως εξής:

$$x_{DMT}(t) = A \operatorname{Re} \left\{ \sum_k \sum_{n=1}^{N-1} s_{k,n} e^{j2\pi f_n t} p(t - kT_s) \right\} + P_{DC} \quad (2.21)$$

όπου A το πλάτος της κυματομορφής, $s_{k,n}$ το k -ιστό QAM σύμβολο που μεταδίδεται πάνω στο n -ιστό υποφέρον, f_n η κεντρική συχνότητα του n -ιστού υποφερόντος και $p(t)$ ένας τετραγωνικός παλμός διάρκειας T_s και μοναδιαίου πλάτους που δίνεται από την (2.16). Η κυματομορφή της (2.21) πρέπει να ικανοποιεί τους περιορισμούς που περιγράφονται στη (2.11). Ο όρος P_{DC} που εμφανίζεται στο δεξί μέλος της (2.21) αποτελεί μία DC τιμή της ισχύος που έχει προστεθεί ώστε σύμφωνα με την (2.11) να

Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου

εξασφαλίζεται ότι $x_{DMT}(t) > 0$. Η τιμή της P_{DC} είναι ίση με τη μέση τιμή της ισχύος εκπομπής του συστήματος. Τα μιγαδικά M -QAM σύμβολα μπορούν να γραφούν ως:

$$s_{k,n} = a_{k,n} + jb_{k,n} \quad (2.22)$$

όπου τα πλάτη $a_{k,n}$ και $b_{k,n}$ υπολογίζονται από την:

$$a, b = 2u - (\sqrt{M} + 1) \quad (2.23)$$

με $1 \leq u \leq M^{1/2}$ και M το πλήθος των δυνατών QAM συμβόλων το οποίο είναι δύναμη του 2, δηλαδή $M=2^L$. Συνήθως το L είναι άρτιος αριθμός. Η διάρκεια ενός QAM συμβόλου είναι $T_s = \log_2(M)/R_b$ όπου R_b ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων. Στην (2.21) μπορεί κανένας να παρατηρήσει ότι το υποφέρον με κεντρική συχνότητα $f_0=0$ δε διαμορφώνεται. Αυτό γίνεται για την αποφυγή παρεμβολής με ηλεκτρονικά ballasts [89].

Το πλάτος A της DMT κυματομορφής που δίνεται από την (2.21) επιλέγεται έτσι ώστε η ελάχιστη τιμή της κυματομορφής $x_{DMT}(t)$ να είναι θετική. Λαμβάνοντας υπόψη την ανισότητα:

$$\left| \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=1}^{N-1} s_{k,n} e^{j2\pi f_n t} \right\} \right| \leq \left| \sum_{n=1}^{N-1} s_{k,n} e^{j2\pi f_n t} \right| \leq \sum_{n=1}^{N-1} |s_{k,n}| \quad (2.24)$$

και ότι το μέγιστο πλάτος των συμβόλων $s_{k,n}$ είναι $2^{1/2}[(M)^{1/2}-1]$, η τιμή του A δίνεται από:

$$A = \frac{P_{DC}}{\sqrt{2}(\sqrt{M} - 1)(N - 1)} \quad (2.25)$$

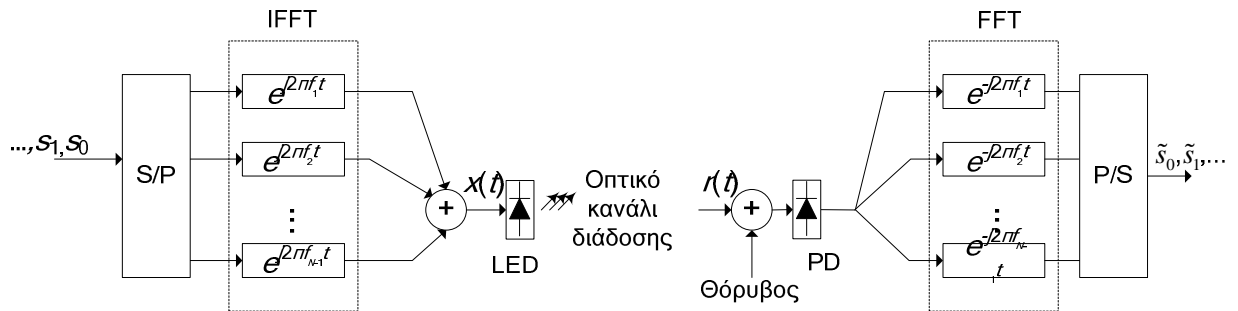
Ένας άλλος τρόπος για να εξασφαλίσει κανένας ότι $x_{DMT}(t) > 0$, είναι με την ανόρθωση ημίσειου κύματος (half wave rectifying), που είναι γνωστή και ως ψαλίδισμα (clipping), του κάθε υποφέροντος. Κατά τη διαδικασία του clipping πραγματοποιείται έλεγχος της τιμής του σήματος $x_{DMT}(t)$ έτσι ώστε όποτε ξεπερνάει κάποια μέγιστη τιμή $+x_{clip}$ θα τίθεται ίσο με $+x_{clip}$ ενώ όποτε είναι μικρότερο από μία ελάχιστη τιμή $-x_{clip}$ θα τίθεται ίσο με $-x_{clip}$. Στην προκειμένη περίπτωση η ελάχιστη τιμή που μπορεί να λάβει το σήμα λόγω της IM/DD είναι 0. Το βασικό πλεονέκτημα του clipping είναι ότι περιορίζει την απόκλιση της μέγιστης από την ελάχιστη τιμή του $x_{DMT}(t)$ γεγονός που θα μπορούσε να οδηγήσει σε μείωση της μέσης ισχύος του σήματος που τροφοδοτεί την LED [86]. Το ψαλιδισμένο $x_{DMT}(t)$ σήμα δίνεται από:

$$x_{DMT}(t) = A \operatorname{Re} \left\{ \sum_k \sum_{n=1}^{N-1} \max[\operatorname{Re}\{s(t)\}, 0] + \max[\operatorname{Im}\{s(t)\}, 0] \right\} \quad (2.26)$$

όπου $s(t) = s_{k,n} e^{j2\pi f_n t} p(t - kT_s)$. Σύμφωνα με τη (2.26) η $x_{DMT}(t) > 0$ ισχύει χωρίς να είναι απαραίτητη η εισαγωγή κατάλληλου DC όρου. Σε αντίθεση με την κυματομορφή της (2.21) στην οποία ο DC όρος P_{DC} αυξάνεται με τον αριθμό των υποφερόντων, η απουσία του DC όρου από το ανορθωμένο σήμα της (2.26) επιτρέπει την αποδοτικότερη χρήση της οπτικής ισχύος. Από την άλλη μεριά όμως, το ψαλίδισμα της

κυματομορφής μπορεί να οδηγήσει στην παραμόρφωσή της και στη δημιουργία θορύβου, υποβαθμίζοντας την απόδοση του συστήματος [90].

Το μπλοκ διάγραμμα ενός ασύρματου οπτικού συστήματος που χρησιμοποιεί DMT/QAM διαμόρφωση φαίνεται στο Σχήμα 9. Τα σύμβολα QAM εισέρχονται σειριακά σε ένα μετατροπέα σειριακού σε παράλληλο (S/P – Serial to Parallel), στη συνέχεια χωρίζονται σε $N-1$ παράλληλα κανάλια και «φορτώνονται» στο κάθε υποφέρων $e^{j2\pi f_n t}$. Τέλος, αθροίζονται τα διαμορφωμένα υποφέροντα και η προκύπτουσα DMT κυματομορφή οδηγείται στην είσοδο της οπτικής πηγής. Η διαδικασία που μόλις περιγράφηκε υλοποιείται λαμβάνοντας τον αντίστροφο ταχύ μετασχηματισμό Fourier (IFFT – Inverse Fast Fourier Transformation) των QAM συμβόλων. Στην πλευρά του αποδιαμορφωτή, λαμβάνει χώρα ο ταχύς μετασχηματισμός Fourier (FFT) της ληφθείσας κυματομορφής για την ανάκτηση των σταλθέντων συμβόλων.



Σχήμα 9: Μπλοκ διάγραμμα ενός ασύρματου οπτικού συστήματος που χρησιμοποιεί DMT.

Όπως προαναφέρθηκε τα υποφέροντα πρέπει να είναι ορθογώνια μεταξύ τους. Τίθεται λοιπόν το ερώτημα πώς θα επιλεγούν οι κεντρικές συχνότητες των υποφερόντων ώστε να εξασφαλίζεται η ορθογωνιότητα. Από τη (2.21) προκύπτει ότι η κεντρική συχνότητα του κάθε υποφερόντος είναι $f_n = n/T$ όπου $T = NT_s$ η διάρκεια του συμβόλου DMT. Επομένως, το κάθε υποφέρων περιέχει ακέραιο αριθμό περιόδων μέσα στο χρονικό διάστημα T και ο αριθμός των περιόδων ανάμεσα σε γειτονικά υποφέροντα διαφέρει κατά ένα. Αυτή είναι η ιδιότητα που εξασφαλίζει την ορθογωνιότητα (orthogonality) ανάμεσα στα υποφέροντα. Έτσι κατά την αποδιαμόρφωση του q -ιοστού υποφερόντος η κυματομορφή που δίνεται στη (2.21) πολλαπλασιάζεται επί $e^{-j2\pi f_q t}$ και στη συνέχεια ολοκληρώνεται στο διάστημα από 0 έως T :

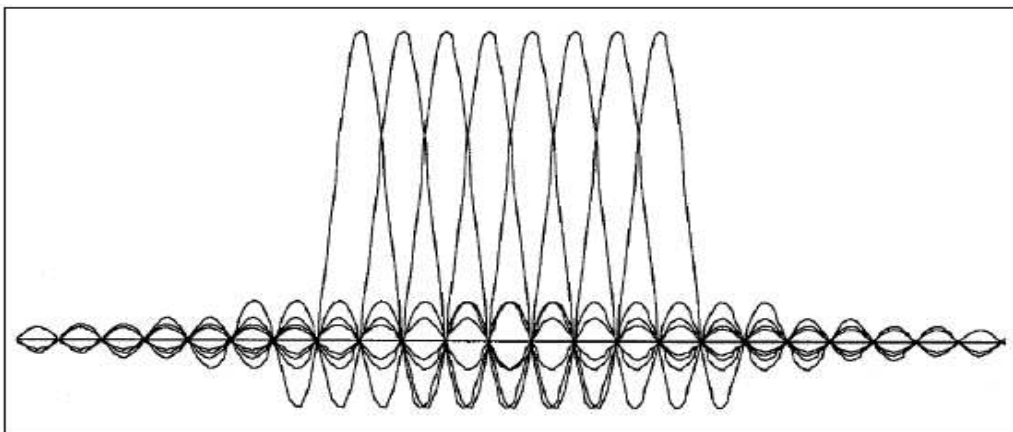
$$\int_0^T dt e^{-j2\pi f_q t} x_{DMT}(t) = \dots = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^{N-1} s_n \int_0^{T_s} dt e^{-j2\pi(f_q - f_n)t} \right\} = \begin{cases} AT_s s_q & \text{για } f_q = f_n \\ 0 & \text{για } f_q \neq f_n \end{cases} \quad (2.27)$$

Από την (2.27) προκύπτει ότι κατά την ανίχνευση του συμβόλου που μεταδόθηκε στο q -ιοστό υποφέρων δε δημιουργείται παρεμβολή από γειτονικά υποφέροντα. Στο ίδιο συμπέρασμα μπορεί κανένας να καταλήξει υπολογίζοντας το φάσμα ενός DMT συμβόλου:

$$X_{DMT}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} dt x_{DMT}(t) e^{-j2\pi ft} = \dots = AT_s \sum_{n=1}^{N-1} s_{k,n} \text{sinc}[(f - f_n)T_s] \quad (2.28)$$

όπου $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x) / (\pi x)$. Δηλαδή, όπως παρουσιάζεται στην Εικόνα 24 το φάσμα ενός DMT συμβόλου αποτελείται από το άθροισμα $N-1$ sinc συναρτήσεων. Το μέγιστο κάθε συνάρτησης sinc αντιστοιχεί στο σημείο όπου όλες οι άλλες sinc συναρτήσεις μηδενίζονται. Η συνάρτηση sinc (sine cardinal – πρωτεύον ημίτονο) καλείται επίσης και Γ. Ντόγαρη

συνάρτηση δειγματοληψίας (sampling function). Στην ουσία το φάσμα ενός DMT συμβόλου εκπληρώνει το κριτήριο Nyquist αλλά στο πεδίο της συχνότητας, επομένως δεν δημιουργείται ICI (αντίστοιχα ISI στο πεδίο του χρόνου).



Εικόνα 24: Φάσμα DMT σήματος.

Η αποδοτική διαχείριση του φάσματος με τη μέθοδο DMT, καθιστά την τελευταία ιδιαίτερα ελκυστική για την επίτευξη πολύ υψηλών ρυθμών μετάδοσης σε συστήματα με περιορισμένο εύρος ζώνης. Ειδικότερα σε συστήματα VLC, όπου το διαθέσιμο εύρος ζώνης διαμόρφωσης περιορίζεται στα 25-35MHz λόγω της απόκρισης της LED, η χρήση DMT/QAM επιτρέπει ρυθμούς >500Mb/s [91].

Ωστόσο, ο ισχυρός περιβαλλοντικός θόρυβος, που παρατηρείται σε όλα τα συστήματα διαμόρφωσης έντασης, δυσχεραίνει την επίτευξη υψηλότερων ρυθμών μετάδοσης. Αντίθετα, τα CD συστήματα χαρακτηρίζονται από μικρότερη ευαισθησία στο θόρυβο και επιτρέπουν ρυθμούς >1Gb/s [92].

2.5.2 Συστήματα σύμφωνης ανίχνευσης

Τα CD συστήματα χρησιμοποιούν σύμφωνες πηγές φωτός που εκπέμπουν σχεδόν μονοχρωματική ακτινοβολία όπως είναι οι LDs που περιγράφηκαν στην προηγούμενη ενότητα. Για την ανίχνευση της μονοχρωματικής ακτινοβολίας απαιτούνται δέκτες με μικρή επιφάνεια συλλογής και μικρό εύρος ζώνης γεγονός που οδηγεί στην απόρριψη του μεγαλύτερου μέρους της ακτινοβολίας του περιβαλλοντικού φωτός και κατά συνέπεια στην ενίσχυση της ευρωστίας των CD συστημάτων σε περιβάλλον υψηλού θορύβου. Επιπλέον, η χρήση σύμφωνων πηγών φωτός επιτρέπει τη μετάδοση της πληροφορίας διαμορφώνοντας όχι μόνο την ένταση αλλά και τη φάση ή/και τη συχνότητα του οπτικού κύματος αυξάνοντας την αποδοτικότητα ως προς το εύρος ζώνης σε σχέση με τα αντίστοιχα IM.

Η ανάκτηση της πληροφορίας στα CD συστήματα πραγματοποιείται με μίξη του κύματος που προσπίπτει στο δέκτη με το σήμα ενός τοπικού ταλαντωτή. Για τη δημιουργία του σήματος αυτού χρησιμοποιείται μία σύμφωνη πηγή, συνήθως μία LD. Ανάλογα με την τεχνική που χρησιμοποιείται για την ανίχνευση διακρίνονται δύο κατηγορίες CD συστημάτων, τα ομόδυνα (homodyne) και τα ετερόδυνα (heterodyne).

Μεγαλύτερη κβαντική αποδοτικότητα παρουσιάζουν οι ομόδυνοι δέκτες. Ωστόσο, η ετερόδυνη φώραση αποτελούσε την επικρατέστερη τεχνική ανίχνευσης στα CD συστήματα μέχρι πρόσφατα λόγω της απλής της υλοποίησης. Κατά την ετερόδυνη φώραση, η συχνότητα του ληφθέντος σήματος f_0 είναι διαφορετική από αυτή του τοπικού ταλαντωτή f_{LO} , με αποτέλεσμα κατά τη μίξη των δύο σημάτων να δημιουργείται ένα ζωνοπερατό σήμα κεντραρισμένο στη συχνότητα $f_h = |f_{LO} - f_0|$. Η συχνότητα f_{LO} του τοπικού ταλαντωτή επιλέγεται με τέτοιο τρόπο ώστε η συχνότητα f_h να βρίσκεται στην

μικροκυματική περιοχή και να καθίσταται δυνατή η εφαρμογή εξειδικευμένων μεθόδων επεξεργασίας σήματος για την ανίχνευση της φάσης και της συχνότητας στο ηλεκτρικό πλέον σήμα.

Αντίθετα, για την ομόδυνη φώραση είναι απαραίτητο η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή να είναι η ίδια με αυτή του ληφθέντος σήματος, $f_{LO}=f_0$, ώστε κατά τη μίξη των δύο σημάτων να δημιουργείται ένα χαμηλοπερατό σήμα βασικής ζώνης. Η ανίχνευση της φάσης μέχρι πρόσφατα απαιτούσε τη χρήση ενός σύνθετου κυκλώματος OPLL γεγονός που έκανε απαγορευτικό το κόστος αυτών των διατάξεων για εμπορικές εφαρμογές. Η εξέλιξη όμως των συστημάτων A/D σήμερα επιτρέπει την ανάκτηση της φάσης χωρίς τη χρήση OPLL αλλά με εφαρμογή κατάλληλων μεθόδων DSP στο οπτικό σήμα, μειώνοντας σημαντικά το κόστος και την πολυπλοκότητα ενός ομόδυνου CD συστήματος. Έτσι, για ασύρματα οπτικά συστήματα όπου απαιτούνται πολύ υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης σε περιβάλλον πολύ υψηλού περιβαλλοντικού θορύβου, η ιδανική επιλογή είναι η χρήση ομόδυνων δεκτών λόγω της μεγάλης κβαντικής αποδοτικότητας και της δυνατότητας να απορρίπτουν το μεγαλύτερο μέρος του περιβαλλοντικού θορύβου. Στην παρούσα ανάλυση το ενδιαφέρον εστιάζεται σε ομόδυνα συστήματα CD που χρησιμοποιούν διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (PSK – Phase Shift Keying).

2.5.3 Διαμόρφωση μετατόπισης φάσης PSK

Στη διαμόρφωση μετατόπισης φάσης, η πληροφορία που μεταδίδεται εμπεριέχεται στη φάση του οπτικού κύματος. Με άλλα λόγια η τιμή της φάσης του οπτικού κύματος μεταβάλλεται σύμφωνα με τα προς μετάδοση δεδομένα. Σε κάθε τιμή της φάσης αντιστοιχίζεται μία μοναδική διάταξη από δυαδικά δεδομένα, η οποία μπορεί να περιέχει 1 ή περισσότερα bits. Κάθε τέτοια διάταξη δυαδικών ψηφίων αποτελεί το σύμβολο που αναπαρίσταται από τη συγκεκριμένη φάση. Στον αποδιαμορφωτή πραγματοποιείται μίξη του προσπίπτοντος οπτικού σήματος με το οπτικό σήμα που παράγεται τοπικά από έναν ταλαντωτή LO. Στην περίπτωση της ομόδυνης φώρασης, όπως προαναφέρθηκε, η συχνότητα του σήματος του LO πρέπει να είναι ακριβώς η ίδια με αυτή του ληφθέντος σήματος. Το σύνθετο σήμα βασικής ζώνης που προκύπτει από τη μίξη του LO και του προσπίπτοντος οπτικού σήματος θα χρησιμοποιηθεί για την ανάκτηση της φάσης και κατά συνέπεια της πληροφορίας που μεταδόθηκε.

Η δυαδική PSK (BPSK – Binary PSK) είναι η πιο απλή περίπτωση της διαμόρφωσης μετατόπισης φάσης. Κατά τη διαμόρφωση ενός σήματος κατά BPSK η φάση του μπορεί να λάβει δύο τιμές σε κάθε μία από τις οποίες αντιστοιχίζεται ένα bit. Όταν το bit που μεταδίδεται είναι το «1» η φάση του φέροντος είναι 0° , ενώ η φάση του σήματος για μετάδοση δυαδικού «0» διαφέρει κατά 180° από αυτή που αντιστοιχεί στο δυαδικό «1».

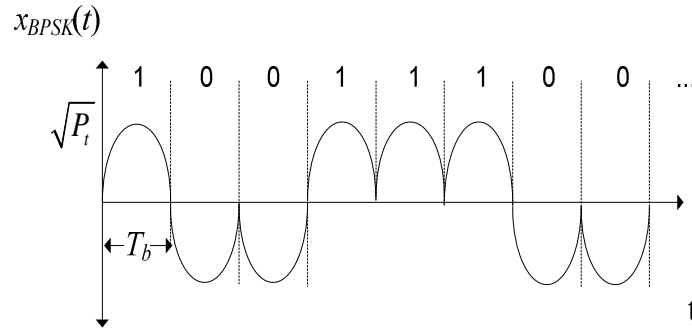
Η μαθηματική περιγραφή ενός σήματος BPSK είναι:

$$x_{BPSK}(t) = \sqrt{P_t} \sum_k s_k \exp\{j2\pi f_0 t\} \quad (2.29)$$

όπου f_0 η συχνότητα του οπτικού σήματος, P_t η μέση ισχύς εκπομπής της οπτικής πηγής και s_k τα BPSK σύμβολα τα οποία παίρνουν τιμές στο σύνολο $\{-1,1\}$ σύμφωνα με:

$$s_k = e^{j\phi_k} \quad (2.30)$$

όπου ϕ_k οι δυνατές τιμές που μπορεί να πάρει η φάση οι οποίες στην BPSK περίπτωση ανήκουν στο σύνολο $\{0, \pi\}$. Μία BPSK κυματομορφή που αναπαριστά την ίδια πληροφορία με αυτή των κυματομορφών OOK, PPM και PAM στα σχήματα 5, 6 και 7 φαίνεται στο Σχήμα 10.



Σχήμα 10: Κυματομορφή BPSK. Διακρίνεται η διάρκεια T_b του κάθε bit.

Η μέγιστη φασματική απόδοση της τεχνικής BPSK είναι 1 [bit/sec/Hertz] ίδια με την OOK περίπτωση. Χρησιμοποιώντας υψηλότερης τάξης M -PSK είναι δυνατή η περαιτέρω αύξηση της απόδοσης στα $\log_2 M$ [bit/sec/Hertz]. Η πληροφορία στην BPSK περίπτωση εμπεριέχεται στη φάση του οπτικού σήματος αντί για την ισχύ του, όπως συμβαίνει στα OOK συστήματα. Έτσι η παρουσία ισχυρού περιβαλλοντικού θορύβου δε δυσχεραίνει την ανίχνευση του BPSK σήματος.

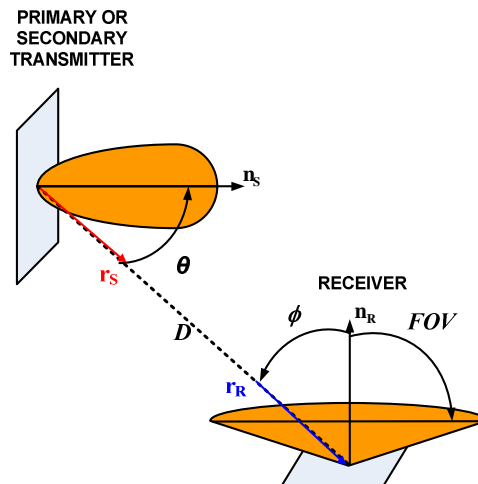
Η επιλογή ενός συστήματος CD έναντι ενός DD έγκειται στις απαιτήσεις σε ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων, εμβέλεια, αξιοπιστία, κτλ. του εκάστοτε συστήματος. Η επίδραση του καναλιού στη διάδοση του σήματος από τον πομπό στο δέκτη είναι αυτή που καθορίζει σε μεγάλο βαθμό το μέγιστο ρυθμό μετάδοσης και την εμβέλεια του συστήματος. Συνεπώς, για τη σχεδίαση ενός ασύρματου οπτικού συστήματος κρίνεται απαραίτητο να προσδιοριστεί αρχικά η κρουστική απόκριση του ασύρματου οπτικού καναλιού.

2.6 Υπολογισμός κρουστικής απόκρισης

Σε περίπτωση που υπάρχει LOS μεταξύ πομπού και δέκτη η ισχύς στο δέκτη δίνεται από [93]:

$$P_{LOS} = P_t \frac{m+1}{2\pi D^2} \cdot \cos^m(\theta) \cdot \cos(\phi) \cdot A \cdot K(FOV) \quad (2.31)$$

όπου οι γωνίες θ και ϕ και η απόσταση D μεταξύ πομπού και δέκτη φαίνονται στο Σχήμα 11, A είναι η φυσική επιφάνεια του δέκτη, P_t η οπτική ισχύς που εκπέμπει η πηγή και $K(FOV)$ συνάρτηση που έχει την τιμή 1 αν $|\phi| \leq FOV$ και την τιμή 0 σε οποιαδήποτε άλλη περίπτωση.



Σχήμα 11: LOS συνεισφορά στην κρουστική απόκριση.

Οι οπτικές ακτίνες που προσπίπτουν στην επιφάνεια του δέκτη μπορεί να προέρχονται είτε απ' ευθείας από τον πομπό σε περίπτωση που υπάρχει LOS είτε από ανακλάσεις στις επιφάνειες του υπό μελέτη χώρου. Έτσι η κρουστική απόκριση καθορίζεται από τις LOS συνιστώσες καθώς και από τις συνιστώσες ανάκλασης. Αρχικά λοιπόν εξετάζεται η ύπαρξη LOS μεταξύ του πομπού S και του δέκτη R και σύμφωνα με τη (2.31) υπολογίζεται η συνεισφορά της LOS συνιστώσας από την:

$$h^{(0)}(t;S,R) \approx \frac{m+1}{2\pi} P_s \cos^m(\theta) d\Omega \operatorname{rect}\left(\frac{\phi}{FOV}\right) \delta(t - D/c) \quad (2.32)$$

Όπου D η απόσταση μεταξύ του πομπού και του δέκτη, $c = 3 \times 10^8$ m/sec η ταχύτητα του φωτός στο κενό, ϕ η γωνία πρόσπτωσης στο δέκτη δηλαδή η γωνία που σχηματίζει η προσπίπτουσα ακτίνα με το μοναδιαίο διάνυσμα \mathbf{n}_R που είναι κάθετο στην επιφάνεια του δέκτη, δ η συνάρτηση Dirac και $d\Omega$ η στερεά γωνία που ορίζεται από την επιφάνεια του δέκτη και δίνεται από:

$$d\Omega = \cos(\phi) A_R / D^2 \quad (2.33)$$

Η ισχύει για $A_R \ll D^2$. Η απόσταση D μεταξύ του πομπού και του δέκτη είναι:

$$D = \|\mathbf{r}_S - \mathbf{r}_R\| \quad (2.34)$$

Επομένως, ο παράγοντας $\cos(\phi)$ στην (2.33) υπολογίζεται ως εξής:

$$\cos(\phi) = \mathbf{n}_R \cdot (\mathbf{r}_S - \mathbf{r}_R) / D \quad (2.35)$$

Η γωνία θ είναι η γωνία που σχηματίζει η εκπεμπόμενη ακτίνα με το μοναδιαίο διάνυσμα \mathbf{n}_S που είναι κάθετο στην επιφάνεια του πομπού. Έτσι, ο παράγοντας $\cos(\theta)$ στην (2.32) υπολογίζεται ως εξής:

$$\cos(\theta) = \mathbf{n}_S \cdot (\mathbf{r}_R - \mathbf{r}_S) / D \quad (2.36)$$

Τα διανύσματα \mathbf{n}_S , \mathbf{n}_R , \mathbf{r}_R , \mathbf{r}_S φαίνονται στο Σχήμα 11. Η συνάρτηση $\operatorname{rect}(x)$ ορίζεται ως:

$$\operatorname{rect}(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 1 \\ 0, & |x| > 1 \end{cases} \quad (2.37)$$

Για τιμές του λόγου A_R/D^2 κοντά στο μηδέν, η (2.32) προσεγγίζει με μεγαλύτερη ακρίβεια τη συνεισφορά της LOS συνιστώσας στον υπολογισμό της κρουστικής απόκρισης. Στην περίπτωση αυτή η ληφθείσα οπτική ισχύς είναι σταθερή στην επιφάνεια του δέκτη και μπορεί να θεωρηθεί ότι όλες οι ακτίνες φθάνουν στο δέκτη την ίδια χρονική στιγμή t .

Μετά τον υπολογισμό της LOS συνεισφοράς, εφαρμόζουμε τον αλγόριθμο Monte Carlo που περιγράφεται παρακάτω για να υπολογίσουμε τη συνεισφορά των συνιστωσών ανάκλασης. Έστω λοιπόν ότι σε ένα δωμάτιο η ακτινοβολία που εκπέμπει μια οπτική πηγή φθάνει στο δέκτη έχοντας υποστεί K ανακλάσεις. Στην περίπτωση αυτή η κρουστική απόκριση δίνεται από το άθροισμα:

$$h(t;S,R) = \sum_{k=0}^K h^{(k)}(t;S,R) \quad (2.38)$$

Όπου $h^{(k)}$ η συνεισφορά μίας ακτίνας που έχει υποστεί k ανακλάσεις. Η $h^{(0)}(t;S,R)$ υπολογίζεται από την (2.32), ενώ οι συνιστώσες $h^{(k)}$ από:

$$h^{(k)}(t;S,R) = \frac{m+1}{2\pi} \sum_{i=1}^N \frac{\rho_i P_s \cos^m(\theta) \cos(\phi)}{D^2} \cdot \text{rect}(2\phi/\pi) h^{(k-1)}(t-R/c;S,R) dA \quad (2.39)$$

Στη συμβατική μέθοδο Monte Carlo (MC) [94] κάθε φορά που μία ακτίνα ανακλάται από μία επιφάνεια παράγεται ένας πολύ μεγάλος αριθμός ανακλώμενων ακτινών ώστε κάποια από αυτές να φτάσει τελικά και στο δέκτη. Στην τροποποιημένη μέθοδο Monte Carlo (MMC – Modified Monte Carlo) [95] όπως θα δούμε και παρακάτω, η διαδικασία αυτή απλοποιείται και απαιτείται μικρότερος αριθμός ανακλώμενων ακτινών. Πιο συγκεκριμένα, κάθε φορά που προσπίπτει μία ακτίνα σε μία επιφάνεια εξετάζεται εάν υπάρχει LOS με το δέκτη. Σε περίπτωση που ισχύουν τα προηγούμενα προστίθεται η συνεισφορά της ακτίνας στον υπολογισμό του $h(t)$. Με τον τρόπο αυτό παράγονται μόνο τόσες ακτίνες όσες λαμβάνονται τελικά από το δέκτη και επιτυγχάνεται μεγάλη ακρίβεια στον υπολογισμό της κρουστικής απόκρισης χωρίς να απαιτείται μεγαλύτερη υπολογιστική ισχύς. Στην παρούσα διατριβή αναπτύχθηκε κατάλληλο υπολογιστικό εργαλείο στο MATLAB που χρησιμοποιεί την τροποποιημένη μέθοδο MC για τον ακριβή υπολογισμό της κρουστικής απόκρισης του καναλιού των υπό μελέτη διατάξεων.

2.7 Μοντελοποίηση ασύρματου οπτικού καναλιού

Τα μοντέλα που χρησιμοποιούνται για τον καθορισμό της κρουστικής απόκρισης ενός ασύρματου οπτικού καναλιού εσωτερικού χώρου υλοποιούνται είτε τη μέθοδο ray tracing με προσομοιώσεις MC [94] είτε με στατιστικά δεδομένα που προέρχονται από πειραματικές μετρήσεις [96]. Η μέθοδος ray tracing απαιτεί μεγάλη υπολογιστική ισχύ αλλά μπορεί να εφαρμοστεί σε οποιοδήποτε σύστημα, σε οποιοδήποτε χώρο, για οποιαδήποτε διάταξη πομποδέκτη και να υπολογίσει με ακρίβεια την κρουστική απόκριση του καναλιού. Αντίθετα, τα στατιστικά μοντέλα δεν είναι απαιτητικά ως προς την υπολογιστική ισχύ αλλά το γεγονός ότι βασίζονται σε μετρήσεις σε ένα μεγάλο αλλά πεπερασμένο εύρος διατάξεων εσωτερικού χώρου περιορίζει την ακρίβειά τους και την προσαρμοστικότητά τους σε διαφορετικούς εσωτερικούς χώρους. Στην ανάλυση που θα πραγματοποιηθεί στη συνέχεια της διατριβής θα χρησιμοποιηθεί μία μέθοδος ray tracing με MMC [95] ώστε να μειωθούν οι απαιτήσεις σε υπολογιστική ισχύ και ταυτόχρονα να καθοριστεί με ακρίβεια η κρουστική απόκριση των υπό μελέτη διατάξεων.

Η μέθοδος MC [94] αποτελείται από τρεις φάσεις: 1) παραγωγή της δέσμης ακτινών που εκπέμπει ο πομπός (ray generation), 2) ανάκλαση στις επιφάνειες του δωματίου και 3) υπολογισμός της κρουστικής απόκρισης. Κάθε επιφάνεια στον υπό μελέτη χώρο ορίζεται από τον αντίστοιχο συντελεστή ανάκλασης ρ . Ο πομπός ορίζεται από τη θέση και τον προσανατολισμό του και εκπέμπει ακτινοβολία που ακολουθεί Lambertian κατανομή όπως αυτή που φαίνεται στο Σχήμα 4. Η τάξη m της Lambertian κατανομής σύμφωνα με την (2.3) καθορίζει την κατευθυντικότητα της εκπεμπόμενης ακτινοβολίας. Η μέθοδος αυτή μπορεί πολύ εύκολα να προσαρμοστεί και σε άλλες κατανομές ακτινοβολίας όπως Gaussian κ.α. Ο δέκτης είναι μία φωτοδίοδος και ορίζεται από τη θέση, τον προσανατολισμό του, την ενεργό του επιφάνεια και το FOV.

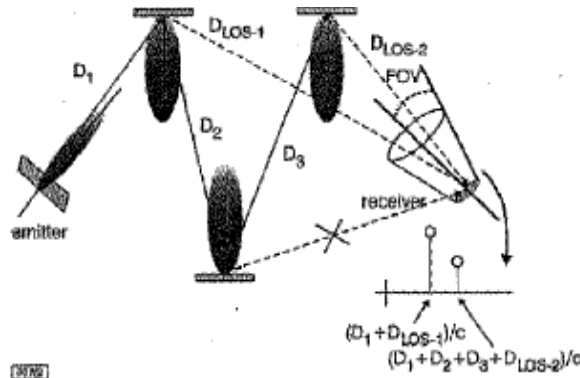
Για την παραγωγή της δέσμης ακτίνων με Lambertian διάγραμμα ακτινοβολίας λαμβάνεται ένα τυχαίο σημείο ομοιόμορφα κατανεμημένο στο εσωτερικό ενός κύκλου ακτίνας 1 στο επίπεδο που είναι κάθετο στην κατεύθυνση του πομπού και κεντραρισμένο στον πομπό. Οι συντεταγμένες του σημείου αυτού είναι (x_1, y_1, z_1) . Η τιμή του z_1 υπολογίζεται θεωρώντας ότι το διάνυσμα (x_1, y_1, z_1) είναι μοναδιαίο. Σε περίπτωση που η τάξη της Lambertian κατανομής είναι >1 , υπολογίζεται το μοναδιαίο διάνυσμα (x_2, y_2, z_2) το οποίο ακολουθεί ένα διάγραμμα ακτινοβολίας της μορφής $\cos^m\theta$ χρησιμοποιώντας τις:

$$\begin{aligned} z_2 &= \sqrt[m]{z_1} \\ x_2 &= k \cdot x_1 \\ y_2 &= k \cdot y_1 \end{aligned} \quad (2.40)$$

όπου το k δίνεται από:

$$k = \frac{1 - z_2^2}{1 - z_1^2} \quad (2.41)$$

Στο επόμενο βήμα λαμβάνει χώρα ο καθορισμός των ανακλάσεων που θα υποστεί κάθε ακτίνα. Αρχικά υπολογίζεται το σημείο πρόσπτωσης της κάθε ακτίνας και διευκρινίζεται εάν αυτό βρίσκεται πάνω στο δέκτη, στην περίπτωση που υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη, ή εάν βρίσκεται σε κάποια άλλη επιφάνεια οπότε καθορίζεται και ποια είναι η επιφάνεια αυτή. Αυτό γίνεται με τη βοήθεια κατάλληλου πίνακα που συσχετίζει τη θέση του πομπού και την κατεύθυνση της εκπεμπόμενης ακτίνας με τις απόλυτες συντεταγμένες του υπό μελέτη χώρου.



Εικόνα 25: Μέθοδος ray tracing με προσομοιώσεις Monte Carlo για τον υπολογισμό της κρουστικής απόκρισης οπτικού ασύρματου καναλιού εσωτερικού χώρου [95].

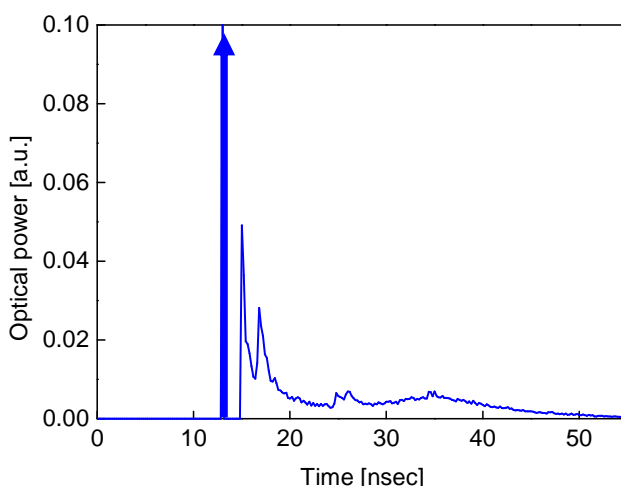
Για τον υπολογισμό της ισχύος της ανακλώμενης ακτίνας θεωρείται ότι στο σημείο πρόσπτωσης βρίσκεται ένας δέκτης με στοιχειώδη επιφάνεια dA ο οποίος προσλαμβάνει την προσπίπτουσα ισχύ dP η τιμή της οποίας υπολογίζεται από την (2.31). Στη συνέχεια το ίδιο σημείο λειτουργεί ως πομπός που εκπέμπει ισχύ ρdP με Lambertian κατανομή πρώτης τάξης ($m=1$), όπου ρ είναι ο συντελεστής ανάκλασης της επιφάνειας όπου προσπίπτει η ακτίνα. Ταυτόχρονα καταγράφεται και η συνολική απόσταση που διανύει η ακτίνα κατά τη μετάδοσή της ώστε να υπολογιστεί και η χρονική καθυστέρηση με την οποία φθάνει η κάθε ακτίνα στο δέκτη. Η διεύθυνση της ανακλώμενης ακτίνας υπολογίζεται όμοια με τον τρόπο που υπολογίζεται η διεύθυνση της εκπεμπόμενης ακτίνας, δηλαδή σύμφωνα με τη (2.40) αλλά για $m=1$ αυτή τη φορά. Σε περίπτωση που η επιφάνεια πρόσπτωσης προκαλεί κατευθυνόμενη ανάκλαση

(specular reflection), π.χ. μία γυάλινη επιφάνεια όπως ένα παράθυρο, η διεύθυνση \mathbf{n}_0 της ανακλώμενης ακτίνας υπολογίζεται από [97]:

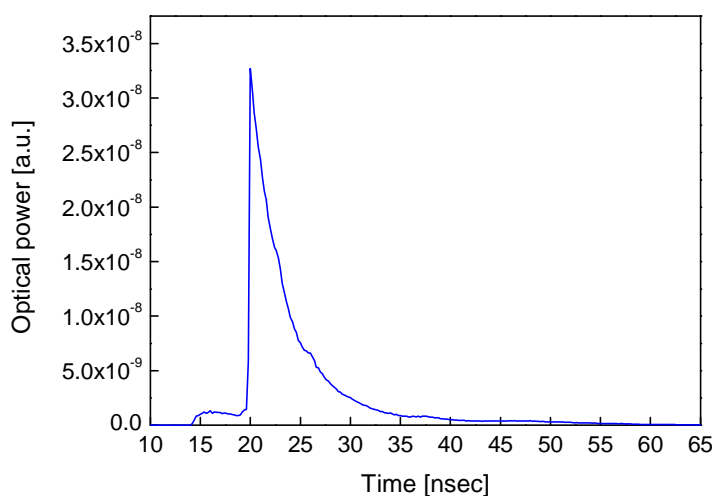
$$\mathbf{n}_0 = \mathbf{r}_S - 2(\mathbf{r}_S \cdot \mathbf{n}_R)\mathbf{n}_R \quad (2.42)$$

Η διαδικασία επαναλαμβάνεται με τον ίδιο ακριβώς τρόπο έως ότου η χρονική καθυστέρηση υπερβεί μία προκαθορισμένη τιμή ή η ακτίνα φθάσει στην επιφάνεια του δέκτη. Τότε εάν η γωνία πρόσπτωσης βρίσκεται εντός του FOV του δέκτη υπολογίζεται, από το άθροισμα των dP , η συνολική οπτική ισχύς που φθάνει στο δέκτη. Η ισχύς dP για τον υπολογισμό των ανακλάσεων δεύτερης ή μεγαλύτερης τάξης υπολογίζεται από την (2.31) για $m=1$ και $P_i = \rho dP$.

Η μέθοδος MMC [95] παριστάνεται σχηματικά στην Εικόνα 25 και ακολουθεί ακριβώς την ίδια συλλογιστική, με τη διαφορά ότι παράγονται τόσες ακτίνες όσες τελικά συνεισφέρουν στην κρουστική απόκριση του συστήματος. Κάθε φορά που προσπίπτει μία ακτίνα σε μία επιφάνεια, εξετάζεται αν από το σημείο εκείνο υπάρχει LOS με το δέκτη, και αν ναι τότε προστίθεται η συνεισφορά αυτή στην κρουστική απόκριση του συστήματος. Έτσι, κάθε παραγόμενη ακτίνα συνεισφέρει περισσότερες από μία φορές στον υπολογισμό της κρουστικής απόκρισης με αποτέλεσμα να αυξάνεται η ακρίβεια της μεθόδου και να μειώνεται ο απαιτούμενος χρόνος για την προσομοίωση.



Σχήμα 12: Κρουστική απόκριση του υπέρυθρου καναλιού που αντιστοιχεί στην διάταξη A του [93].



Σχήμα 13: : Κρουστική απόκριση του υπέρυθρου καναλιού που αντιστοιχεί στην διάταξη D του [93].

Η ακρίβεια της μεθόδου επαληθεύτηκε υπολογίζοντας την κρουστική απόκριση των καναλιών για τις ασύρματες οπτικές διατάξεις που παρουσιάζονται στο [93]. Ενδεικτικά, στο Σχήμα 12 και στο Σχήμα 13 απεικονίζεται η κρουστική απόκριση των διατάξεων A και D αντίστοιχα, τα χαρακτηριστικά των οποίων αναφέρονται στο [93]. Η διάταξη A εξασφαλίζει την ύπαρξη LOS μεταξύ του πομπού και του δέκτη, ενώ κάτι τέτοιο δεν ισχύει στη διάταξη D που είναι ένα σύστημα διάχυσης. Στη θέση του πομπού βρίσκεται μια IR LED μήκους κύματος $\lambda = 805\text{nm}$ και στη μεριά του δέκτη μία p-i-n φωτοδίοδος εμβαδού $A_R = 1\text{cm}^2$. Επιπλέον χρησιμοποιείται οπτικό φίλτρο εύρους ζώνης ίσο με $\Delta\lambda = 50\text{nm}$ για την απόρριψη της οπτικής ακτινοβολίας με φάσμα εκτός της περιοχής μεταξύ 780–830nm.

Η διάταξη A είναι τοποθετημένη σε ένα δωμάτιο διαστάσεων 5x5x3m. Ο πομπός βρίσκεται στο κέντρο της οροφής του δωματίου, δηλαδή στο σημείο με συντεταγμένες $(x, y, z) = (2.5, 2.5, 3)$ και ο δέκτης στο δάπεδο, στο σημείο με συντεταγμένες $(x, y, z) = (0.5, 1.0, 0)$. Ο πομπός στοχεύει κατακόρυφα προς τα κάτω (-z κατεύθυνση) ενώ ο δέκτης κατακόρυφα προς τα πάνω (+z κατεύθυνση). Το πεδίο όρασης (FOV) του δέκτη έχει ληφθεί ίσο με 85° και θεωρήθηκε ότι το μεταδιδόμενο οπτικό σήμα μπορεί να υποστεί έως και τρεις ανακλάσεις μέχρι να φτάσει στο δέκτη. Ο συντελεστής ανάκλασης όλων των επιφανειών στο δωμάτιο (τοίχοι και οροφή) είναι 0.8, ενώ για το δάπεδο 0.3.

Η διάταξη D είναι τοποθετημένη σε ένα δωμάτιο διαστάσεων 7.5x5.5x3.5m. Ο πομπός βρίσκεται σε απόσταση ενός μέτρου από το δάπεδο, στο σημείο με συντεταγμένες $(x, y, z) = (3.75, 2.75, 1)$ και ο δέκτης στο σημείο με συντεταγμένες $(x, y, z) = (6.0, 0.8, 0.8)$. Ο πομπός και ο δέκτης στοχεύουν κατακόρυφα προς τα πάνω (+z κατεύθυνση). Το πεδίο όρασης του δέκτη έχει ληφθεί ίσο με 70° . Οι συντελεστές ανάκλασης για την βόρεια, νότια, ανατολική και δυτική πλευρά του δωματίου είναι 0.58, 0.56, 0.3 και 0.12 αντίστοιχα ενώ για την οροφή και το δάπεδο 0.69 και 0.09 αντίστοιχα.

Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα που προέκυψαν χρησιμοποιώντας την τροποποιημένη μέθοδο MC παρατηρούμε ότι τόσο η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος όσο και η μορφή της κρουστικής απόκρισης των διατάξεων είναι ίδια με αυτά που προέκυψαν από τη μελέτη των [93]. Στο Σχήμα 12 μπορεί κανένας να παρατηρήσει ότι η κρουστική απόκριση της διάταξης A αποτελείται από μία LOS συνιστώσα καθώς και από μία συνιστώσα διάχυσης η οποία είναι 1-2 τάξεις μεγέθους μικρότερη από τη LOS και εισάγει μία χρονική διασπορά (time spread) περίπου 30 nsec. Στο Σχήμα 13 φαίνεται ότι με τη διάταξη D δεν υπάρχει LOS μεταξύ πομπού και δέκτη. Η χρονική διασπορά που εισάγει η κρουστική απόκριση του καναλιού στην περίπτωση αυτή είναι περίπου 20 nsec. Όταν η χρονική διασπορά που εισάγει το κανάλι είναι μεγαλύτερη από τη χρονική διάρκεια ενός συμβόλου, διευρύνεται η διάρκεια των μεταδιδόμενων παλμών με αποτέλεσμα να δημιουργείται αλληλοπαρεμβολή μεταξύ των συμβόλων (ISI) και να είναι απαραίτητη η χρήση κατάλληλων διατάξεων ισοστάθμισης όπως θα μελετηθεί εκτενέστερα στο Κεφάλαιο 3.

Η μέθοδος αυτή θα χρησιμοποιηθεί στη συνέχεια για τον ακριβή υπολογισμό της κρουστικής απόκρισης σε έναν υπό μελέτη χώρο όπου βρίσκεται εγκατεστημένο ένα ασύρματο οπτικό σύστημα διάχυσης, για διάφορες πιθανές διατάξεις του πομπού και του δέκτη. Η ακριβής γνώση της επίδρασης του καναλιού στο μεταδιδόμενο σήμα επιτρέπει την επιλογή κατάλληλων μεθόδων διαμόρφωσης και ενδεχομένως διατάξεων ισοστάθμισης για την αντιμετώπιση της πολυδιάδευσης και την επίτευξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης σε συστήματα διάχυσης.

3. Μελέτη τεχνικών ισοστάθμισης για μη κατευθυντικά ασύρματα οπτικά συστήματα

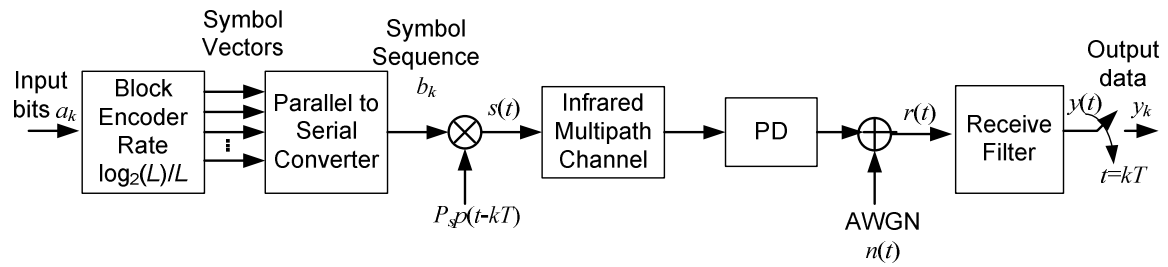
Τα ασύρματα οπτικά δίκτυα που υλοποιούνται με μη κατευθυντικές IM/DD διατάξεις χαρακτηρίζονται, όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 2.2.2, από αυξημένη εμβέλεια και κινητικότητα εφόσον η ζεύξη δε βασίζεται στην ύπαρξη οπτικής επαφής μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Το οπτικό σήμα λαμβάνεται στο δέκτη αφού υποστεί ανακλάσεις και έχοντας ακολουθήσει διαφορετικές διαδρομές με αποτέλεσμα να υφίσταται ισχυρή εξασθένηση κατά τη διάδοσή του και παρουσία υψηλού περιβαλλοντικού ή θερμικού θορύβου να είναι αδύνατη η ανίχνευσή του. Με μία πρώτη ματιά, η χρήση πομπών υψηλότερης ισχύος εκπομπής θα μπορούσε να μειώσει την επίδραση των γεωμετρικών απωλειών (path loss). Ωστόσο, το αυξημένο κόστος και οι κανονισμοί που έχουν επιβληθεί για την ασφάλεια οφθαλμού και του δέρματος δεν επιτρέπουν την περεταίρω αύξηση της ισχύος εκπομπής. Επιπλέον, το φαινόμενο της πολυδιόδευσης που παρατηρείται στο οπτικό κανάλι, εισάγει χρονική διασπορά στο μεταδιδόμενο σήμα γεγονός που οδηγεί στην εμφάνιση ISI υποβαθμίζοντας την ποιότητα της ζεύξης ιδιαίτερα σε συστήματα που υποστηρίζουν υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης >100Mb/s.

Στο Κεφάλαιο αυτό εξετάζονται οι επιδόσεις δύο μη κατευθυντικών ασύρματων οπτικών IM/DD συστημάτων τοποθετημένων στο εσωτερικό ενός δωματίου και προτείνονται κατάλληλες μέθοδοι ισοστάθμισης (equalization) για την αντιμετώπιση της ISI. Για το σκοπό αυτό καθορίζεται αρχικά η κρουστική απόκριση του καναλιού χρησιμοποιώντας προσομοιώσεις MMC όπως περιγράφηκε στην παράγραφο 2.7. Η ακριβής περιγραφή του καναλιού θα παρέχει πληροφορία σχετικά με τους περιορισμούς και τα χαρακτηριστικά του, η οποία είναι πολύ χρήσιμη για το σχεδιασμό των δομικών στοιχείων του ασύρματου οπτικού συστήματος. Η χρονική διασπορά που εισάγει το κανάλι είναι αυτή που θα καθορίσει το είδος της τεχνικής ισοστάθμισης που θα χρησιμοποιηθεί. Στη συνέχεια πραγματοποιείται συγκριτική μελέτη των μεθόδων εμπροσθόδοτης ισοστάθμισης (FFE – Feed Forward Equalization) και με ανατροφοδότηση απόφασης (DFE – Decision Feedback Equalization).

3.1 Περιγραφή του υπό μελέτη συστήματος

Η εμφάνιση ISI λόγω της χρονικής διασποράς που παρατηρείται σε ένα μη κατευθυντικό οπτικό ασύρματο κανάλι οδηγεί στην παραμόρφωση του οπτικού σήματος περιορίζοντας το μέγιστο ρυθμό μετάδοσης που μπορεί να υποστηρίξει το σύστημα. Το μέγεθος της χρονικής διασποράς εξαρτάται από το μήκος του μονοπατιού διάδοσης και επομένως διαφέρει για διαφορετικές τοπολογίες συστήματος. Έτσι στην περίπτωση πομπών με ευρεία δέσμη ακτινοβολίας και δέκτων με μεγάλη ενεργό επιφάνεια, οι οπτικές ακτίνες ακολουθούν πολλές διαφορετικές διαδρομές με αποτέλεσμα να φθάνουν στο δέκτη σε διαφορετικές χρονικές στιγμές οδηγώντας σε μεγάλη χρονική διασπορά. Αντίθετα, όταν το εύρος της δέσμης ακτινοβολίας είναι μικρό, οι διαδρομές που ακολουθούν οι οπτικές ακτίνες κατά τη διάδοσή τους από τον πομπό στο δέκτη, δε διαφέρουν σημαντικά και έτσι φθάνουν στο δέκτη με μικρή χρονική καθυστέρηση.

Για καθορισμένες θέσεις του πομπού και του δέκτη η διασπορά λόγω της πολυδιόδευσης (multipath dispersion) καθορίζει την κρουστική απόκριση $h(t)$ του καναλιού. Η ένταση του οπτικού σήματος στο δέκτη υπολογίζεται από τη συνέλιξη της κρουστικής απόκρισης με την ένταση ακτινοβολίας του μεταδιδόμενου σήματος. Η μετακίνηση του πομπού ή του δέκτη οδηγεί κατά κανόνα σε χρονικά μεταβαλλόμενο κανάλι αλλά στην περίπτωση των δικτύων εσωτερικού χώρου το φαινόμενο αυτό μπορεί να αγνοηθεί επειδή το κανάλι μεταβάλλεται πολύ αργά σε σχέση με τη διάρκεια ενός συμβόλου.



Σχήμα 14: Μπλοκ διάγραμμα ασύρματου οπτικού συστήματος. Με PD συμβολίζεται η φωτοδίοδος.

Σε μία προσπάθεια να κατανοήσουμε την επίδραση της διάταξης και των χαρακτηριστικών του πομποδέκτη στην παραμόρφωση που εισάγει το κανάλι θα υπολογίσουμε στη συνέχεια (ενότητα 3.1.3) την κρουστική απόκριση δύο διαφορετικών ασύρματων οπτικών συστημάτων τοποθετημένων στο ίδιο δωμάτιο. Στη θέση του πομπού βρίσκεται μια IR LED μήκους κύματος $\lambda = 805\text{nm}$ και στη μεριά του δέκτη μία p-i-n φωτοδίοδος εμβαδού $A_R = 1\text{cm}^2$. Επιπλέον χρησιμοποιείται οπτικό φίλτρο εύρους ζώνης ίσο με $\Delta\lambda = 50\text{nm}$ για την απόρριψη της οπτικής ακτινοβολίας με φάσμα εκτός της περιοχής μεταξύ 780–830 nm.

Το μπλοκ διάγραμμα του οπτικού ασύρματου συστήματος που θα μελετηθεί στο Κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται στο Σχήμα 14. Τα bits a_k της προς μετάδοση πληροφορίας αντιστοιχίζονται στα σύμβολα b_k σύμφωνα με το επιλεγμένο σχήμα διαμόρφωσης, OOK ($L=2$), L-PPM ή L-PAM, στη συνέχεια μεταδίδονται με τη μορφή παλμών οπτικής ισχύος $s(t)$ στο υπέρυθρο κανάλι και τελικά προσπίπτουν πάνω σε μία φωτοδίοδο (PD) που βρίσκεται στη θέση του δέκτη. Το λαμβανόμενο σήμα μαζί με το θόρυβο εισέρχονται σε κατάλληλες διατάξεις φίλτρων που υπάρχουν στο δέκτη, οι οποίες αποσκοπούν στη μείωση της επίδρασης του θορύβου και της ISI ώστε να καθίσταται δυνατή η σωστή ανίχνευση των απεσταλμένων συμβόλων.

3.1.1 Χαρακτηριστικά πομποδέκτη

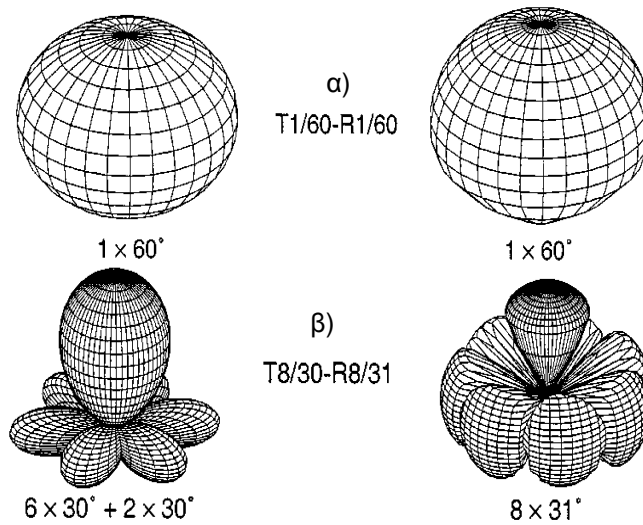
Για τον υπολογισμό της κρουστικής απόκρισης, η οπτική πηγή χαρακτηρίζεται από ένα διάνυσμα θέσης \mathbf{r}_S , ένα μοναδιαίο διάνυσμα κατεύθυνσης \mathbf{n}_S , μία ισχύ οπτικής ακτινοβολίας P_S και ένα διάγραμμα ακτινοβολίας $R(\theta, \varphi)$ το οποίο ορίζεται ως η οπτική ισχύς που εκπέμπεται ανά μονάδα στερεάς γωνίας προς την κατεύθυνση (θ, φ) σε σχέση με το διάνυσμα \mathbf{n}_S . Η οπτική πηγή όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 2.3.3 ακολουθεί ένα γενικευμένο Lambertian διάγραμμα ακτινοβολίας συμμετρικό ως προς φ που δίνεται από την εξίσωση (2.2) η οποία επαναλαμβάνεται στο σημείο αυτό για λόγους ευκολίας:

$$R(\theta) = \frac{m+1}{2\pi} P_S \cos^m(\theta), \quad -\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2 \quad (3.1)$$

όπου η σταθερά m είναι η τάξη της ακτινοβολίας της πηγής και καθορίζει το πόσο κατευθυντική είναι αυτή. Ο συντελεστής $(m+1)/2\pi$ εξασφαλίζει ότι ολοκληρώνοντας την $R(\theta)$ επάνω σε μία ημισφαιρική επιφάνεια προκύπτει η ισχύς P_S .

Ακολουθώντας την ίδια λογική ο δέκτης χαρακτηρίζεται με τη σειρά του από ένα διάνυσμα θέσης \mathbf{r}_R , ένα μοναδιαίο διάνυσμα κατεύθυνσης \mathbf{n}_R , μία επιφάνεια A_R και γωνία αποδοχής FOV . Ο δέκτης μπορεί να λαμβάνει μόνο εκείνες τις οπτικές ακτίνες των οποίων η γωνία πρόσπτωσης (σε σχέση με το διάνυσμα \mathbf{n}_R) είναι μικρότερη από FOV . Η χρήση μικρού FOV επιτρέπει τη μείωση του λαμβανόμενου περιβαλλοντικού

θορύβου από εξωγενείς οπτικές πηγές, όπως ο ήλιος και οι λαμπτήρες πυρακτώσεως ή φθορισμού.



Εικόνα 26: Διαγράμματα ακτινοβολίας του πομπού και ενεργός επιφάνεια του δέκτη για την τοπολογία (α) T_1R_1 και (β) T_8R_8 [98].

Στην πρώτη διάταξη, T_1R_1 , ο πομπός εκπέμπει κατακόρυφα με κατεύθυνση προς την οροφή του δωματίου μία δέσμη με $HPSA = 60^\circ$, η οποία ακολουθεί ένα Lambertian διάγραμμα ακτινοβολίας τάξης $m = 1$ σύμφωνα με την εξίσωση (2.3). Στη μεριά του δέκτη χρησιμοποιήθηκε ένας σύνθετος παραβολικός οπτικός συγκεντρωτής με $FOV = 60^\circ$ και δείκτη διάθλασης $n_c = 1.44$ [98]. Το διάγραμμα ακτινοβολίας του πομπού και η ενεργός επιφάνεια του δέκτη παρουσιάζονται στην Εικόνα 26(α). Λαμβάνοντας υπόψη την (2.10) η ενεργός επιφάνεια του δέκτη που χρησιμοποιεί σύνθετο παραβολικό οπτικό συγκεντρωτή δίνεται από την [98]:

$$A_{eff} = \frac{A_R n_c^2 \cos(\varphi)}{\sin^2(FOV)} \quad (3.2)$$

όπου φ η γωνία που σχηματίζει η προσπίπτουσα οπτική ακτίνα στην επιφάνεια του δέκτη με την κάθετο στην επιφάνεια του δέκτη όπως φαίνεται στο Σχήμα 11. Στη δεύτερη τοπολογία, T_8R_8 , ο πομπός εκπέμπει συνολικά οχτώ δέσμες με $HPSA = 30^\circ$ η καθεμία, οι οποίες χαρακτηρίζονται από ένα πιο κατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας τάξης $m \approx 4.8$. Οι έξι από τις οχτώ δέσμες ακτινοβολίας είναι ομοιόμορφα κατανομημένες στο οριζόντιο επίπεδο ενώ οι δύο έχουν κατακόρυφη κατεύθυνση προς την οροφή του δωματίου. Στο δέκτη χρησιμοποιούνται αντίστοιχα οχτώ ημισφαιρικοί οπτικοί συγκεντρωτές με $FOV = 31^\circ$ και δείκτη διάθλασης $n_c = 1.44$ ο καθένας. Οι εφτά από αυτούς είναι ομοιόμορφα τοποθετημένοι στο οριζόντιο επίπεδο σε ίσες αποστάσεις μεταξύ τους ενώ ο όγδοος «στοχεύει» κατακόρυφα προς τα πάνω. Το διάγραμμα ακτινοβολίας του πομπού και η ενεργός επιφάνεια του δέκτη της τοπολογίας T_8R_8 απεικονίζονται στην Εικόνα 26(β).

Οι παραπάνω διατάξεις προτείνονται στο [98] και παρουσιάζουν τα πλεονεκτήματα των συστημάτων με διαφορετικότητα γωνίας (angle diversity) στον πομπό και στο δέκτη έναντι των συμβατικών διατάξεων διάχυσης. Η διαφορετικότητα γωνίας επιτρέπει την εκπομπή της οπτικής ακτινοβολίας υπό διαφορετικές γωνίες, με αποτέλεσμα οι οπτικές ακτίνες να ακολουθούν διαφορετικές διαδρομές που αντιστοιχούν σε κανάλια μετάδοσης με διαφορετικές γεωμετρικές απώλειες και χρονική διασπορά. Η εκμετάλλευση δύο ή περισσότερων καναλιών με διαφορετικά χαρακτηριστικά και η συλλογή δύο ή

περισσότερων αντιγράφων του σήματος στο δέκτη οδηγεί σε αύξηση της λαμβανόμενης ισχύος του σήματος. Η κεντρική ιδέα της τεχνικής αυτής είναι ότι ενώ κάποια αντίγραφα του μεταδιδόμενου σήματος θα έχουν υποστεί ισχυρή εξασθένηση, δε θα ισχύει το ίδιο για κάποια άλλα, ώστε, με κατάλληλες τεχνικές συνδυασμού των ληφθέντων αντιγράφων του σήματος να ενισχυεται το σήμα στο δέκτη. Οι τεχνικές αυτές θα μελετηθούν αναλυτικά στο Κεφάλαιο 4.2.

Συγκρίνοντας τα διαγράμματα ακτινοβολίας στην Εικόνα 26 παρατηρούμε ότι η τοπολογία T_1R_1 αποτελεί ένα αντιπροσωπευτικό παράδειγμα ενός συμβατικού ασύρματου οπτικού συστήματος διάχυσης ενώ το διάγραμμα ακτινοβολίας της διάταξης T_8R_8 χρησιμοποιεί διαφορετικότητα (diversity) γωνίας τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη. Το γεγονός ότι οι λοβοί του πομπού καθώς και οι οπτικοί συγκεντρωτές του δέκτη βρίσκονται στο οριζόντιο επίπεδο, οδηγεί στο συμπέρασμα ότι για ορισμένες θέσεις στο δωμάτιο θα υπάρχει και LOS μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Αντίθετα, στην περίπτωση της τοπολογίας T_1R_1 δε θα περιμέναμε κάτι ανάλογο αφού τόσο ο πομπός όσο και ο δέκτης είναι προσανατολισμένοι κατακόρυφα προς τα πάνω αποκλείοντας την ύπαρξη LOS μεταξύ τους. Τα παραπάνω συμπεράσματα μπορούν να επιβεβαιωθούν υπολογίζοντας την κρουστική απόκριση του καναλιού που αντιστοιχεί στα δύο συστήματα.

3.1.2 Χαρακτηριστικά του υπό μελέτη χώρου

Ο υπολογισμός της κρουστικής απόκρισης πραγματοποιήθηκε με την ανάπτυξη κατάλληλου εργαλείου στο MATLAB το οποίο βασίζεται στη μέθοδο με προσομοιώσεις MMC όπως περιγράφηκε στην παράγραφο 2.7. Για το σκοπό αυτό θεωρήθηκε ένα δωμάτιο μεγέθους αντιπροσωπευτικού για έναν εργασιακό χώρο όπως φαίνεται στο ένθετο στο Σχήμα 15. Το δωμάτιο μοντελοποιήθηκε ως ένα ορθογώνιο παραλληλεπίπεδο με έξι συνολικά επιφάνειες που αντιστοιχούν, στο δάπεδο, στην οροφή και σε τέσσερις περιμετρικές επιφάνειες, τρεις εκ των οποίων είναι τοίχοι και μία είναι παράθυρο. Στον Πίνακα 6, με ρ_{north} , ρ_{south} , ρ_{east} , ρ_{window} , $\rho_{ceiling}$ και ρ_{floor} συμβολίζονται οι συντελεστές ανάκλασης της κάθε επιφάνειας του δωματίου, με L_x , L_y και L_z οι διαστάσεις του δωματίου κατά τη διεύθυνση του άξονα x , y και z αντίστοιχα θεωρώντας το ορθογώνιο σύστημα συντεταγμένων που φαίνεται στο ένθετο στο Σχήμα 15.

Οι ακτίνες που εκπέμπει ο πομπός ενδεχομένως να ανακλώνται σε μία ή και σε περισσότερες από τις επιφάνειες του δωματίου (με τον όρο «επιφάνεια» εννοούμε το ταβάνι, το πάτωμα ή τους τέσσερις τοίχους). Στην πραγματικότητα η ανάκλαση μίας οπτικής ακτίνας σε μία επιφάνεια μπορεί να οδηγήσει στην εμφάνιση συνιστωσών τόσο διάχυτης όσο και κατευθυνόμενης ακτινοβολίας. Στην παρούσα ανάλυση θεωρήθηκε ότι η πρόσπτωση των οπτικών ακτινών σε κάθε επιφάνεια του δωματίου προκαλεί ανάκλαση διάχυσης, επομένως η ακτινοβολία που ανακλάται από όλες τις επιφάνειες μπορεί να περιγραφεί από ένα Lambertian διάγραμμα με $m = 1$. Άλλωστε, σύμφωνα με πειραματικές μετρήσεις τα υλικά που χρησιμοποιούνται συνήθως για τη βαφή τοίχων, τα χαλιά καθώς και οι ξύλινες επιφάνειες προκαλούν ανακλάσεις που προσεγγίζονται με μεγάλη ακρίβεια από ένα Lambertian διάγραμμα ακτινοβολίας τάξης $m = 1$ [66], [99], [100]. Σε ό,τι αφορά στην επιφάνεια όπου υπάρχει το παράθυρο, η ακτινοβολία υπόκειται σε κατευθυνόμενη ανάκλαση (specular reflection) οπότε η κατεύθυνση της ανακλώμενης ακτίνας υπολογίζεται σύμφωνα με τη (2.42).

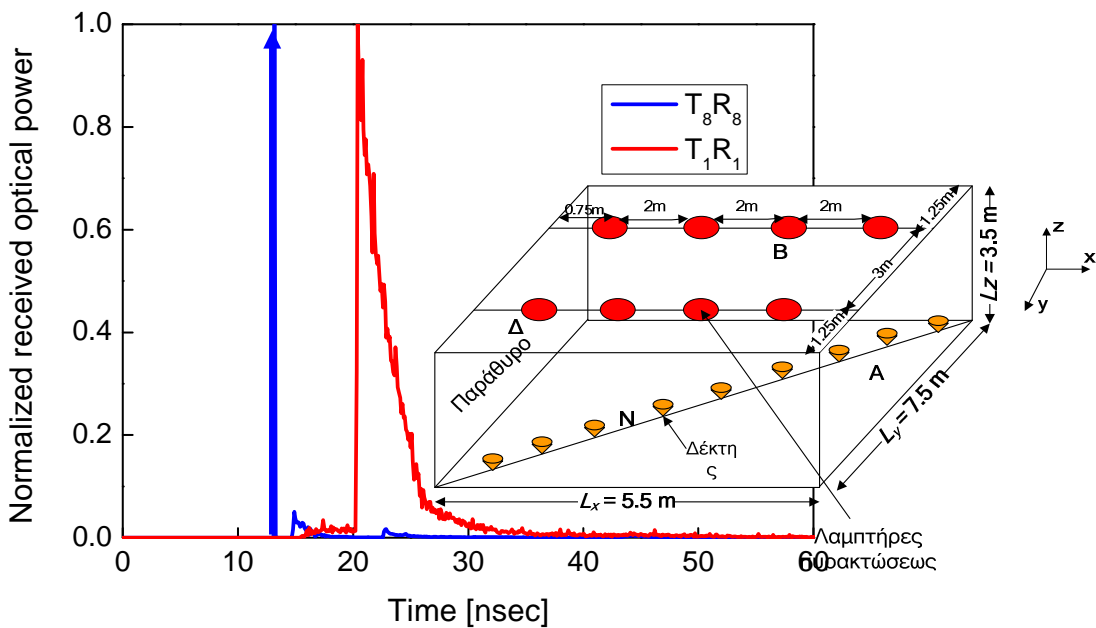
Το διάγραμμα ακτινοβολίας που προκύπτει κατά την ανάκλαση σε μία Lambertian επιφάνεια είναι ανεξάρτητο της γωνίας πρόσπτωσης και ισοτροπικό δηλαδή ομοιόμορφο προς όλες τις κατευθύνσεις. Το γεγονός αυτό διευκολύνει πολύ τους υπολογισμούς επιτρέποντας τη μοντελοποίηση της διαδικασίας της ανάκλασης με τη βοήθεια δύο ξεχωριστών διαδικασιών: αρχικά θεωρούμε το σημείο της επιφάνειας όπου

προσπίπτει η οπτική ακτινοβολία ως δέκτη, στοιχειώδους επιφάνειας dA και υπολογίζουμε τη ληφθείσα οπτική ισχύ dP στο σημείο αυτό. Στη συνέχεια, θεωρούμε την ίδια στοιχειώδη επιφάνεια ως οπτική πηγή που ακολουθεί Lambertian κατανομή με $m = 1$ και ισχύ εκπομπής ρdP όπου ρ ο συντελεστής ανάκλασης της επιφάνειας.

3.1.3 Κρουστική απόκριση διατάξεων T_1R_1 και T_8R_8

Ο Πίνακας 6 παρουσιάζει τα δεδομένα που χρησιμοποιήθηκαν για τις προσομοιώσεις [98]. Το κάθε σύστημα αποτελείται από έναν πομπό και ένα δέκτη που βρίσκονται τοποθετημένοι πάνω από το δάπεδο σε ύψος 1.5 m και 0.8 m αντίστοιχα. Σε μια απόπειρα να εκτιμηθεί η έκταση της περιοχής κάλυψης του υπό εξέταση συστήματος θεωρήθηκαν διαφορετικές θέσεις του δέκτη σε ύψος 0.8 m πάνω στην κύρια διαγώνιο του δωματίου BA – ΝΔ όπως φαίνεται στο ένθετο στο Σχήμα 15. Η κρουστική απόκριση των δύο καναλιών που αντιστοιχούν στις τοπολογίες T_1R_1 και T_8R_8 αντίστοιχα, υπολογίστηκε με την τροποποιημένη μέθοδο των Monte Carlo προσομοιώσεων για όλες τις θέσεις του δέκτη πάνω στην κύρια διαγώνιο BA – ΝΔ.

Για τις προσομοιώσεις λήφθηκαν υπόψη μόνο εκείνες οι οπτικές ακτίνες που φθάνουν στο δέκτη αφού έχουν υποστεί μέχρι και τρεις ανακλάσεις. Η θεώρηση μεγαλύτερου αριθμού ανακλάσεων οδηγεί σε μεγαλύτερες απαιτήσεις σε υπολογιστική ισχύ χωρίς σημαντική συνεισφορά στον υπολογισμό της κρουστικής απόκρισης λόγω του ότι η ληφθείσα οπτική ισχύς των ακτινών που υπόκεινται περισσότερες από τρεις ανακλάσεις είναι τόσο χαμηλή ώστε να θεωρείται αμελητέα [93]. Στο Σχήμα 15 απεικονίζεται ενδεικτικά η κρουστική απόκριση του καναλιού που αντιστοιχεί στις τοπολογίες T_1R_1 και T_8R_8 στην περίπτωση που ο δέκτης βρίσκεται στο σημείο $(x, y, z) = (2.25, 3.75, 0.8)$ του δωματίου.



Σχήμα 15: Κρουστική απόκριση του καναλιού που αντιστοιχεί στις τοπολογίες T_1R_1 και T_8R_8 . Στο ένθετο παρουσιάζεται ο υπό μελέτη χώρος.

Σύμφωνα με το Σχήμα 15 η κρουστική απόκριση που έχει υπολογισθεί για το σύστημα T_8R_8 παρουσιάζει μία κορυφή τη χρονική στιγμή $t_0 \approx 12\text{nsec}$ που μπορεί να περιγραφεί από μία χρονικά μετατοπισμένη κρουστική συνάρτηση παλμού Dirac $\alpha\delta(t - t_0)$ με α το πλάτος του παλμού. Ο παλμός αυτός αντιστοιχεί στη LOS σύνδεση του πομπού και του δέκτη. Διακρίνονται τρεις ακόμα κορυφές στις χρονικές στιγμές $t_1 \approx 15\text{nsec}$ και $t_2 \approx 25\text{nsec}$ οι οποίες έχουν στενό εύρος και πολύ χαμηλότερο πλάτος από την πρώτη. Σε περίπτωση που το εκπεμπόμενο σήμα δίνεται από:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k p(t - kT) \quad (3.3)$$

όπου $\{b_k\}$ η μεταδιδόμενη ακολουθία συμβόλων, $p(t)$ τετραγωνικός παλμός που αντιστοιχεί σε κάθε σύμβολο και δίνεται από τη (2.16) και $1/T$ ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων, το ληφθέν σήμα θα είναι:

$$r(t) = s(t) \otimes h_{T_g R_g}(t) = \int_{-\infty}^{\tau} \left(\sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k p(t - kT) \right) h_{T_g R_g}(t - \tau) d\tau \quad (3.4)$$

όπου $h_{T_g R_g}(t)$ η κρουστική απόκριση του καναλιού. Στην (3.4) αγνοήθηκε η επίδραση του θορύβου γιατί στο σημείο αυτό το ενδιαφέρον επικεντρώνεται στη μελέτη της επίδρασης του καναλιού πολυδιόδευσης στο μεταδιδόμενο σήμα. Θεωρώντας μόνο τη LOS συνιστώσα και η συνέλιξη του σήματος που εκπέμπει ο πομπός με την κρουστική απόκριση του καναλιού, οδηγεί σε χρονική μετατόπιση του απεσταλμένου σήματος χωρίς επιπλέον παραμόρφωση. Αυτό συμβαίνει επειδή η κρουστική απόκριση του καναλιού χωρίς τις δευτερεύουσες ανακλάσεις μπορεί να προσεγγιστεί από τη μετατοπισμένη κρουστική συνάρτηση $\delta(t - t_0)$. Πράγματι στην περίπτωση αυτή η (3.4) μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$r(t) \approx \int_{-\infty}^{\tau} \left(\sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k p(t - kT) \right) a \delta(t - t_0 - \tau) d\tau = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a b_k p(t - kT + t_0) \quad (3.5)$$

Για την ανάκτηση της ακολουθίας $\{b_k\}$, η έξοδος $r(t)$ δειγματοληπτείται τις χρονικές στιγμές $t = nT$, $n = 0, 1, 2, \dots$ οπότε η (3.5) γράφεται ως εξής:

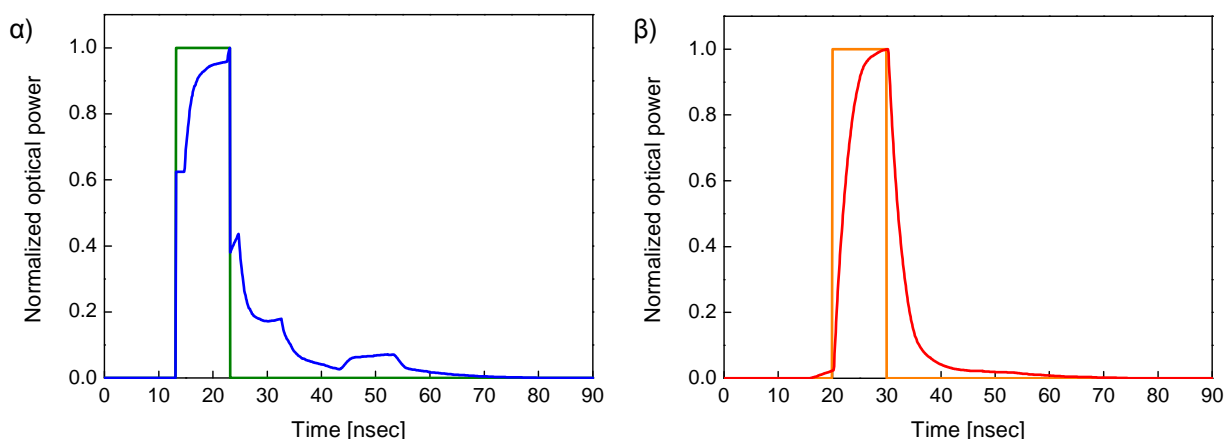
$$r(nT) = a \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k p(nT - kT + t_0) \quad (3.6)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τον ορισμό της $p(t)$ στην (2.16) προκύπτει ότι η (3.6) έχει μη μηδενική τιμή μόνο στην περίπτωση που $k = n$. Επομένως, το ληφθέν σήμα δεν είναι παρά το αρχικό σήμα μετατοπισμένο χρονικά κατά t_0 και πολλαπλασιασμένο με μία σταθερά a που εκφράζει τις γεωμετρικές απώλειες που εισάγει το κανάλι.

Στην περίπτωση που ληφθούν υπόψη και οι υπόλοιπες συνιστώσες που σχετίζονται με τις ανακλάσεις στους τοίχους του δωματίου, το κανάλι δεν περιγράφεται πια μόνο από ένα $\delta(t)$ οπότε από τη δειγματοληψία της (3.4) προκύπτει:

$$r(nT) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k h(nt - kT) = b_n h_0 + \sum_{k=-\infty, k \neq n}^{+\infty} b_k h(nt - kT) \quad (3.7)$$

όπου $h(t)$ η συνδυαστική κρουστική απόκριση του καναλιού που προκύπτει από τη συνέλιξη $p(t - kT) \otimes h_{T_g R_g}(t)$. Σύμφωνα με τη (3.7) η ανίχνευση του n -ιοστού συμβόλου δεν καθορίζεται μόνο από το ίδιο το σύμβολο b_n αλλά και από τα b_k γειτονικά σύμβολα. Με άλλα λόγια δημιουργείται ISI με αποτέλεσμα να εισάγεται παραμόρφωση κατά τη διάδοση του οπτικού σήματος στο κανάλι $T_g R_g$.



Σχήμα 16: Διεύρυνση του παλμού ενός συμβόλου ΟΟΚ κατά τη μετάδοση του στα κανάλια α) T_8R_8 όπου η πράσινη κυματομορφή απεικονίζει τον αρχικά απεσταλμένο παλμό και η μπλε τον διευρυμένο παλμό στο δέκτη και β) T_1R_1 όπου η πορτοκαλί κυματομορφή απεικονίζει τον αρχικά απεσταλμένο παλμό και η κόκκινη τον διευρυμένο παλμό στο δέκτη.

Ομοίως, στην περίπτωση της τοπολογίας T_1R_1 η κρουστική απόκριση του καναλιού παρουσιάζει χρονική διασπορά (delay spread, τ_d) περίπου ίση με 12nsec όπως φαίνεται από την κόκκινη κυματομορφή στο Σχήμα 15. Σε περίπτωση που επιλεγεί ρυθμός μετάδοσης $R_b = 100\text{Mb/s}$ η χρονική διάρκεια ενός παλμού στην περίπτωση διαμόρφωσης ΟΟΚ θα είναι $T = 1/R_b = 10\text{nsec}$ στην περίπτωση 4-PPM είναι $T/2 = 5\text{nsec}$ και στην περίπτωση του 4-PAM $2T = 20\text{nsec}$. Η ISI είναι ισχυρότερη όταν η χρονική διάρκεια ενός παλμού είναι μικρότερη ή συγκρίσιμη με τη χρονική διασπορά που εισάγει το κανάλι διάδοσης και οδηγεί σε παραμόρφωση του ληφθέντος σήματος στον πομπό σε περίπτωση που δεν υπάρχει κατάλληλη διάταξη ισοστάθμισης. Σε αναλογία με την (3.4) το οπτικό σήμα μετά τη διάδοσή του στο κανάλι T_1R_1 θα δίνεται από:

$$r(t) = s(t) \otimes h_{T_1R_1}(t) = \int_{-\infty}^{\tau} \left(\sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k p(t-kT) \right) h_{T_1R_1}(t-\tau) d\tau \quad (3.8)$$

όπου $h_{T_1R_1}(t)$ η κρουστική απόκριση του καναλιού. Στη (3.8) όπως και στη (3.4) αγνοήθηκε η επίδραση του θορύβου γιατί στο σημείο αυτό το ενδιαφέρον εστιάζεται στην επίδραση του καναλιού πολυδιάδοσης στο μεταδιδόμενο σήμα. Η ανάκτηση της αρχικής ακολουθίας πληροφορίας $\{b_k\}$ πραγματοποιείται με δειγματοληψία του ληφθέντος σήματος $r(t)$ στις χρονικές στιγμές $t=nT$, $n=0,1,2,\dots$.

$$r(nT) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k h(nT - kT) = b_n h_0 + \sum_{k=-\infty, k \neq n}^{+\infty} b_k h(nT - kT) \quad (3.9)$$

όπου $h(t)$ η συνδυαστική κρουστική απόκριση του καναλιού που προκύπτει από τη συνέλιξη $p(t-kT) \otimes h_{T_1R_1}(t)$.

Από την (3.9) συμπεραίνουμε ότι η ανίχνευση του n -ιστού συμβόλου δεν καθορίζεται μόνο από το ίδιο το σύμβολο b_n αλλά και από γειτονικά σύμβολα. Επομένως δημιουργείται και στην περίπτωση αυτή ISI η οποία παραμορφώνει το οπτικό σήμα κατά τη διάδοσή του στο κανάλι T_1R_1 . Στο Σχήμα 16 απεικονίζεται η επίδραση της χρονικής διασποράς που εισάγει το κάθε κανάλι στον απεσταλμένο παλμό που αντιστοιχεί σε ένα σύμβολο ΟΟΚ. Στο σχήμα αυτό μπορεί κανένας να παρατηρήσει ότι στην περίπτωση του συστήματος T_8R_8 η χρονική διασπορά που εισάγει το κανάλι έχει ως συνέπεια τη διεύρυνση του παλμού κατά 20nsec περίπου δηλαδή διπλάσιο της Γ. Ντόγαρη

περιόδου T του συμβόλου ΟΟΚ b_n . Με άλλα λόγια ο παλμός θα εκτείνεται σε τρεις περιόδους συμβόλου ΟΟΚ, δηλαδή θα επηρεάζει την ανίχνευση τόσο του b_{n+1} όσο και του b_{n+2} . Στην περίπτωση του T_1R_1 η παραμόρφωση είναι μικρότερη εφόσον η χρονική διασπορά που εισάγει το κανάλι διευρύνει τη διάρκεια του παλμού κατά 10nsec περίπου δηλαδή ο παλμός που λαμβάνεται στο δέκτη θα εκτείνεται σε δύο περιόδους συμβόλου. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει το γεγονός ότι το κανάλι με LOS παρουσιάζει μεγαλύτερη χρονική διασπορά και ISI από το κανάλι διάχυσης. Με PPM και PAM διαμόρφωση τα αποτελέσματα που προκύπτουν είναι ανάλογα, αλλά στην περίπτωση PPM διαμόρφωσης η ISI εμφανίζεται ισχυρότερη λόγω του στενότερου εύρους παλμού και ασθενέστερη στην περίπτωση PAM διαμόρφωσης λόγω του μεγαλύτερου εύρους παλμού. Είναι φανερό ότι αύξηση του ρυθμού μετάδοσης οδηγεί σε ακόμα μεγαλύτερη ISI αφού συνεπάγεται μείωση του εύρους των παλμών.

Πίνακας 6: Παράμετροι για την προσομοίωση της κρουστικής απόκρισης.

Παράμετροι για την προσομοίωση της κρουστικής απόκρισης		
	T_1R_1	T_8R_8
Δωμάτιο		
$(L_x \times L_y \times L_z)$	(5.5 × 7.5 × 3.5)	(5.5 × 7.5 × 3.5)
ρ_{east}	0.3	0.3
ρ_{south}	0.56	0.56
ρ_{north}	0.58	0.58
ρ_{window}	0.04	0.04
$\rho_{ceiling}$	0.69	0.69
ρ_{floor}	0.09	0.09
Πομπός		
HPSA	1×60°	6 × 30° + 2 × 30°
Διαχωρισμός στο αζιμούθιο	0	6 × 45°
Γωνία ανύψωσης	1 × 90°	6 × 0° + 2 × 90°
Θέση (x,y,z)	(2, 4, 1.5)	(2, 4, 1.5)
Δέκτης		
FOV(φ_c)	1 × 60°	8 × 31°
Θέση	Κατά μήκος της διαγωνίου ΒΔ-ΝΑ σε ύψος 0.8 m	Κατά μήκος της διαγωνίου ΒΔ-ΝΑ σε ύψος 0.8 m

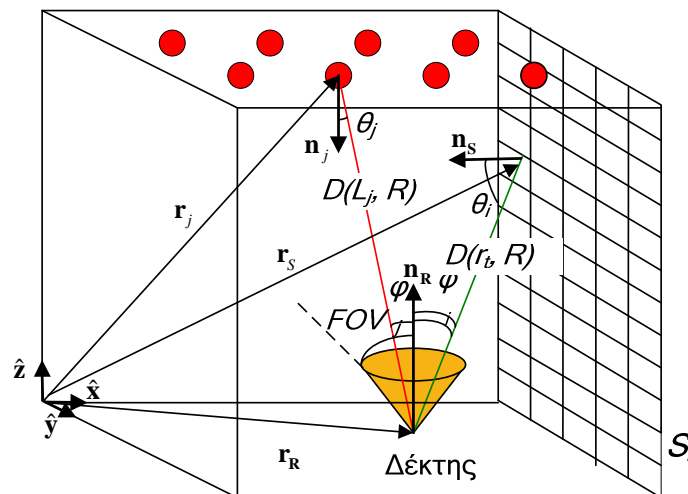
Η εξασθένιση του μεταδιδόμενου σήματος λόγω των ανακλάσεων σε διαφορετικές επιφάνειες και της μεγαλύτερης απόστασης διάδοσης σε σχέση με τη LOS, σε συνδυασμό με το περιβάλλον υψηλού θορύβου όπου καλούνται να λειτουργήσουν τα ασύρματα οπτικά συστήματα, υποβαθμίζει σημαντικά την απόδοσή τους. Πριν προχωρήσει κανένας στην ανάλυση των μεθόδων ισοστάθμισης που χρησιμοποιούνται για την αντιμετώπιση της ISI θα πρέπει να υπολογιστεί ο θόρυβος που υφίσταται σε αυτά τα συστήματα ώστε να έχουμε μία πιο ρεαλιστική εικόνα των ρυθμών που μπορούν αυτά να υποστηρίξουν.

3.1.4 Υπολογισμός θορύβου

Σύμφωνα με πειραματικές μετρήσεις κάθε επιφάνεια εκπέμπει φωτεινή ακτινοβολία δηλαδή λειτουργεί ως πηγή φωτός [101]. Η ακτινοβολία της κάθε επιφάνειας προέρχεται από την ανάκλαση των προσπίπτοντων σε αυτή οπτικών ακτίνων που οφείλονται στο περιβαλλοντικό φως υποβάθρου στον υπό εξέταση χώρο. Ο Πίνακας 7 παρουσιάζει τη φασματική ένταση ακτινοβολίας (spectral radiant emittance) της κάθε επιφάνειας του υπό εξέταση δωματίου όπως αυτή προέκυψε από πειραματικές μετρήσεις στο [101]. Η φασματική ένταση ακτινοβολίας ορίζεται ως το πηλίκο της ακτινοβολουμένης οπτικής ισχύος προς το μήκος κύματος και προς την στοιχειώδη επιφάνεια εκπομπής. Παρατηρούμε ότι το παράθυρο έχει τη μεγαλύτερη φασματική ένταση ακτινοβολίας επειδή έχουμε θεωρήσει ότι φωτίζεται από τον ήλιο και άρα εμφανίζεται πιο φωτεινό. Το ίδιο ισχύει και για το τμήμα των επιφανειών που βρίσκονται πλησίον του παραθύρου δηλαδή προς τη δυτική πλευρά του δωματίου.

Πίνακας 7: Φασματική ένταση ακτινοβολίας του υπό μελέτη χώρου.

Φασματική ένταση ακτινοβολίας των επιφανειών του υπό μελέτη χώρου	
Επιφάνεια	Φασματική ένταση ακτινοβολίας [W/nm/mm ²]
Παράθυρο	0.20
Ανατολή	0.01
Βόρεια, Νότια, Δάπεδο (Ανατολικά)	0.01
Βόρεια, Νότια, Δάπεδο (Δυτικά)	0.02
Οροφή (Ανατολικά)	0.01
Οροφή (Δυτικά)	0.03



Σχήμα 17: Σχετικές θέσεις δέκτη και πηγών θορύβου φωτός υποβάθρου στον υπό μελέτη χώρο. Οι κόκκινες κουκίδες αναπαριστούν τις θέσεις των λαμπτήρων πυρακτώσεως στην οροφή του δωματίου. Κάθε μία από τις έξι επιφάνειες S_i του δωματίου χωρίζεται σε περισσότερες στοιχειώδεις επιφάνειες κάθε μία εκ των οποίων λειτουργεί ως πηγή οπτικής ακτινοβολίας με φασματική πυκνότητα ισχύος που δίνεται στον Πίνακα 7.

Ο υπολογισμός του περιβαλλοντικού φωτός που λαμβάνει ο δέκτης ως θόρυβο πραγματοποιείται με τον ίδιο τρόπο όπως υπολογίστηκε και η κρουστική απόκριση του καναλιού με τη διαφορά ότι στην περίπτωση αυτή δε λαμβάνονται υπόψη ανακλάσεις

αλλά μόνο οι LOS συνιστώσες επειδή οι συνιστώσες που προέρχονται από ανακλάσεις είναι πολύ ασθενέστερες. Η κάθε επιφάνεια του δωματίου χωρίστηκε σε μικρές στοιχειώδεις επιφάνειες κάθε μία από τις οποίες λειτουργεί ως σημειακή πηγή φωτός η ακτινοβολία της οποίας περιγράφεται από ένα Lambertian διάγραμμα ακτινοβολίας πρώτης τάξης ($m=1$). Υπολογίστηκαν οι LOS συνεισφορές της ακτινοβολίας κάθε μίας στοιχειώδους επιφάνειας και αθροίστηκαν στο δέκτη.

Θεωρήθηκαν επίσης οκτώ λαμπτήρες πυρακτώσεως ισχύος 100 Watt ο καθένας, τοποθετημένοι στο ταβάνι όπως φαίνεται στο ένθετο στο Σχήμα 15. Το διάγραμμα ακτινοβολίας των λαμπτήρων πυρακτώσεως όπως αυτό προέκυψε πειραματικά είναι Lambertian δεύτερης τάξης ($n_{lamp} = 2$) και η φασματική πυκνότητα ισχύος για τον κάθε λαμπτήρα είναι $p_{lamp} = 0.037\text{Watt/nm}$ [101]. Στην προκειμένη περίπτωση που θεωρήθηκε ρυθμός μετάδοσης δεδομένων της τάξης των 100Mb/s, ο θόρυβος βολής που δημιουργείται από το περιβαλλοντικό φως είναι στατικός με φασματική πυκνότητα ισχύος (PSD – Power Spectral Density) $S_{shot} = qA_{eff}Ri_{bg}$, όπου A_{eff} η ενεργός επιφάνεια του δέκτη η οποία δίνεται από την (3.2), q το φορτίο ενός ηλεκτρονίου, R η απόκριση του δέκτη και i_{bg} η ληφθείσα ένταση ακτινοβολίας του περιβαλλοντικού φωτός η οποία υπολογίζεται σύμφωνα με:

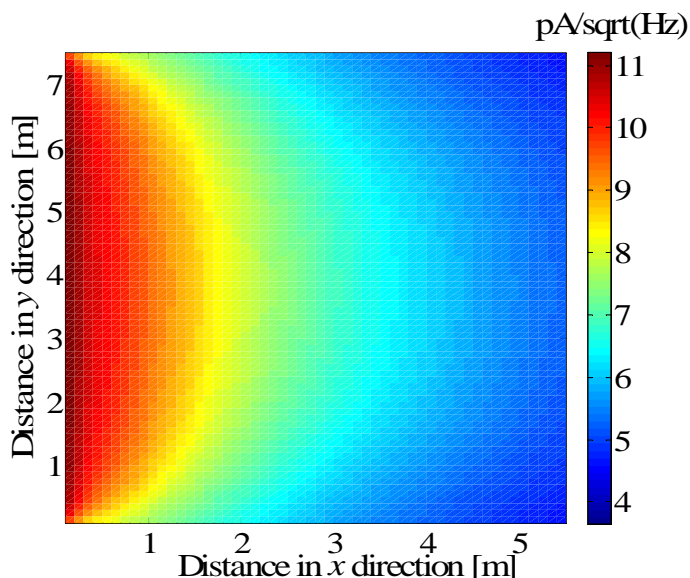
$$i_{bg} = \Delta\lambda \sum_{c_i} \int_{c_i} S_i(\mathbf{r}_i) \frac{\cos \theta_i(\mathbf{r}_i, \mathbf{R})}{\pi D^2(\mathbf{r}_i, \mathbf{R})} \frac{A(\phi_i(\mathbf{r}_i, \mathbf{R}))}{A_R} d\mathbf{r}_i + \Delta\lambda p_{lamp} \frac{n_{lamp} + 1}{2\pi} \sum_j \frac{\cos^{n_{lamp}} \theta_j(\mathbf{L}_j, \mathbf{R})}{D^2(\mathbf{L}_j, \mathbf{R})} \frac{A(\phi_j(\mathbf{L}_j, \mathbf{R}))}{A_R} \quad (3.10)$$

όπου $S_i(\mathbf{r}_i)$ η φασματική ένταση ακτινοβολίας στο σημείο της επιφάνειας i που περιγράφεται από το διάνυσμα θέσης $\mathbf{r}_i = (\mathbf{r}_s, \mathbf{n}_s)$, θ_i η γωνία που σχηματίζει η κάθετος στον πομπό \mathbf{n}_s με το διάνυσμα με αρχή τη θέση του πομπού και τέλος τη θέση του δέκτη, ϕ_i η γωνία μεταξύ του καθέτου στο δέκτη διανύσματος \mathbf{n}_R με το διάνυσμα που έχει αρχή τη θέση του δέκτη και τέλος τη θέση του πομπού. Το διάνυσμα $\mathbf{R} = (\mathbf{r}_R, \mathbf{n}_R)$ περιγράφει τη θέση και τον προσανατολισμό του δέκτη [93] και το $\mathbf{L}_j = (\mathbf{r}_j, \mathbf{n}_j)$ παριστάνει τη θέση και τον προσανατολισμό ενός λαμπτήρα πυρακτώσεως που λειτουργεί ως σημειακή πηγή περιβαλλοντικού θορύβου j , και $D(\bullet)$ η απόσταση μεταξύ δέκτη και πηγής. Τα διανύσματα \mathbf{R} , \mathbf{L}_j , \mathbf{r}_R , \mathbf{n}_R , \mathbf{n}_s , \mathbf{r}_s και \mathbf{r}_i και η γεωμετρία της διάταξης που θα χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό του θορύβου παρουσιάζεται στο Σχήμα 17. Στο δεξί μέρος της (3.10) ο πρώτος όρος εκφράζει τη συνεισφορά της εκπεμπόμενης οπτικής ακτινοβολίας από τις επιφάνειες του δωματίου στο συνολικό θόρυβο περιβαλλοντικού φωτός ενώ ο δεύτερος όρος τη συνεισφορά των λαμπτήρων πυρακτώσεως.

Εκτός όμως από το θόρυβο που προκαλείται από εξωγενείς πηγές φωτός θα πρέπει να ληφθεί υπόψη και ο θερμικός θόρυβος που αναπτύσσεται στο κύκλωμα του δέκτη. Στην είσοδο του δέκτη βρίσκεται ένας προενισχυτής διαγωγιμότητας (transimpedance preamplifier) σε συνδυασμό με ένα διπολικό τρανζίστορ επαφής. Η χωρητικότητα της φωτοδιόδου είναι ίση με αυτή ενός επιπέδου πυκνωτή, δηλαδή $C_R = \epsilon_0 \epsilon_r A_R / d_R$ όπου ϵ_0 και ϵ_r η διηλεκτρική σταθερά του κενού και του υλικού κατασκευής της φωτοδιόδου, A_R η επιφάνεια και d_R το πλάτος της περιοχής αραίωσης της φωτοδιόδου. Για την περίπτωση μίας p-i-n διόδου πυριτίου, με $\epsilon_r = 12$ και $d_R = 3\text{mm}$ η χωρητικότητα θα είναι $C_R = 30A_R \text{ pF}$ [101]. Η PSD του θερμικού θορύβου δίνεται από [101]:

$$S_{thermal}(f) = \frac{2kT}{R_f} + qI_b + 2kT(2\pi f)^2 \times \left[C_R^2 R_{base} + (C_R + C_\pi)^2 \left(\frac{1}{2g_m} + \frac{1}{R_c g_m^2} \right) \right] \quad (3.11)$$

όπου R_f η αντίσταση ανάδρασης (feedback resistor), R_{base} και R_c οι αντιστάσεις στη βάση και στο συλλέκτη του τρανζίστορ αντίστοιχα, I_b το ρεύμα βάσης (base current) του τρανζίστορ, g_m η διαγωγιμότητα (transconductance) του τρανζίστορ και C_π η χωρητικότητα συλλέκτη-βάσης (collector-base). Η θερμοκρασία, T , είναι σε Kelvin, q είναι το ηλεκτρικό φορτίο ενός ηλεκτρονίου και k η σταθερά του Boltzmann. Στην παρούσα ανάλυση θεωρήθηκε $I_b = 19.5\mu\text{A}$, $R_f = 2.5\text{k}\Omega$, $C_\pi = 1.7\text{pF}$, $R_c = 146\Omega$, $R_{base} = 68\Omega$ and $g_m = 70\text{mS}$.



Σχήμα 18: Κατανομή της PSD του θορύβου σε ένα επίπεδο παράλληλο με το δάπεδο του δωματίου, σε απόσταση 0.8m επάνω από αυτό. Η PSD του θορύβου υπολογίστηκε από το άθροισμα του θορύβου λόγω του περιβαλλοντικού φωτός και του θερμικού θορύβου.

Ο θόρυβος βολής που αναπτύσσεται στη φωτοδίοδο, λόγω της διακριτής φύσης της διαδικασίας της ανίχνευσης των φωτονίων, είναι 10^2 έως 10^4 φορές μικρότερος από το θόρυβο του περιβαλλοντικού φωτός [102], και για το λόγο αυτό μπορεί να αγνοηθεί. Για τον υπολογισμό του θορύβου στις διάφορες διατάξεις πομποδεκτών και δωματίων που εξετάστηκαν στην παρούσα διατριβή αναπτύχθηκε κατάλληλο εργαλείο προσομοίωσης στο MATLAB. Το εργαλείο αυτό δέχεται ως είσοδο τα χαρακτηριστικά του δέκτη (π.χ. FOV, συντεταγμένες θέσης, προσανατολισμός κοκ.), των λαμπτήρων πυρακτώσεως (θέση και φασματική πυκνότητα ισχύος) ή φθορισμού που τυχόν υπάρχουν στον υπό εξέταση χώρο καθώς και την ακτινοβολία των διαφόρων επιφανειών του δωματίου. Στη συνέχεια, υπολογίζει την PSD του θορύβου στη θέση του δέκτη καθώς και την κατανομή του θορύβου στο επίπεδο όπου είναι τοποθετημένος ο δέκτης. Με τον τρόπο αυτό είναι δυνατό να εντοπιστούν οι πιο ευνοϊκές θέσεις στο χώρο για την τοποθέτηση του δέκτη ώστε να δέχεται τη μικρότερη επίδραση από τον περιβαλλοντικό θόρυβο. Στην περίπτωση της διάταξης που απεικονίζεται στο ένθετο στο Σχήμα 15 η κατανομή του θορύβου που οφείλεται στο περιβαλλοντικό φως και στο θερμικό θόρυβο παρουσιάζεται στο Σχήμα 18. Από το Σχήμα 18 μπορεί κανένας να συμπεράνει ότι η πιο «θορυβώδης» περιοχή στο δωμάτιο είναι η δυτική, αυτή δηλαδή που είναι κοντά στο παράθυρο και εμφανίζει τον υψηλότερο θόρυβο λόγω της ηλιακής ακτινοβολίας. Επομένως στα σημεία

Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου

που βρίσκονται πλησίον του παραθύρου αναμένεται χαμηλότερο SNR λόγω της υψηλότερης ισχύος θορύβου.

3.2 Ανίχνευση συμβόλου

Πριν προχωρήσουμε στη μελέτη διατάξεων ισοστάθμισης για τα υπό μελέτη συστήματα ας θεωρήσουμε ένα απλό οπτικό ασύρματο σύστημα IM/DD. Ο λόγος σήματος προς θόρυβο, SNR, στο δέκτη θα δίνεται από την [103]:

$$SNR = \min_{(i,j)} \left\{ \left\langle \frac{(m_i - m_j)^2}{2N_0} \right\rangle \right\} \quad (3.12)$$

όπου m_i η το φωτόρρευμα που αναπτύσσεται στο δέκτη κατά κατά τη λήψη του συμβόλου i και $N_0 = (S_{\text{shot}} + S_{\text{thermal}}) \cdot (1/T)$ η ισχύς του θορύβου που υπολογίζεται ως το άθροισμα του θορύβου βολής από το περιβαλλοντικό φως και του θερμικού θορύβου. Σύμφωνα με την (3.12) σε περίπτωση που το κανάλι διάδοσης εισάγει ISI, για ένα σύμβολο που μεταδόθηκε στη χρονική στιγμή $t_0 = 0$, είναι απαραίτητο να ληφθεί υπόψη κατά τον υπολογισμό του SNR και η επίδραση των γειτονικών συμβόλων που μεταδίδονται στις χρονικές στιγμές $\pm kT$, $k \neq 0$. Επομένως η μέση τιμή του φωτορεύματος m_i υπολογίζεται ως εξής:

$$m_i = RP_S \sum_k b_k \left(\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} h(\tau - kT) d\tau \right) \quad (3.13)$$

όπου P_S η μέγιστη τιμή της εκπεμπόμενης οπτικής ισχύος, R ο συντελεστής απόκρισης του δέκτη, b_k είναι η μεταδιδόμενη ακολουθία συμβόλων, $h(t)$ είναι η συνδυασμένη κρουστική απόκριση που προκύπτει από τη συνέλιξη της κυματομορφής $p(t)$ που εκπέμπει η πηγή με την κρουστική απόκριση του οπτικού καναλιού διάδοσης. Η μέγιστη τιμή του SNR που μπορεί να επιτευχθεί στο κάθε σύστημα δεν μπορεί να ξεπεράσει το όριο προσαρμοσμένου φίλτρου (MFB – Matched Filter Bound) που υπολογίζεται από [87]:

$$SNR_{MFB} = \frac{P_S}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} M(f) df \quad (3.14)$$

όπου

$$M(f) = \frac{1}{S_n(f)} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{j2\pi ft} dt \right|^2 \quad (3.15)$$

Με $M(f)$ συμβολίζεται το φάσμα του σήματος στην έξοδο του προσαρμοσμένου φίλτρου. Η κρουστική απόκριση του προσαρμοσμένου φίλτρου είναι $h_{MF}(t) = h^*(T-t)$ και μεγιστοποιεί το SNR στο δέκτη (MFB) [87]. Στην πράξη το όριο MFB προσεγγίζεται χρησιμοποιώντας τη μέθοδο εκτίμησης μέγιστης πιθανοφάνειας (MLSE – Maximum Likelihood Sequence Estimation) με κατάλληλο αλγόριθμο Viterbi η οποία όμως είναι πολύ σύνθετη στην υλοποίηση και οδηγεί σε μεγάλη καθυστέρηση στην επεξεργασία του σήματος, γεγονός που την καθιστά ακατάλληλη για ασύρματα οπτικά συστήματα.

Εναλλακτικά, θα μπορούσαν να εξετασθούν μέθοδοι ισοστάθμισης για την αντιμετώπιση της ISI, των οποίων η υλοποίηση είναι πολύ απλούστερη.

3.3 Επιδόσεις συστημάτων ισοστάθμισης

Στην περίπτωση ενός καναλιού διάχυσης, που εισάγει χρονική διασπορά μεγαλύτερη της χρονικής διάρκειας του συμβόλου, εμφανίζεται ISI η οποία διευρύνει τη διάρκεια των παλμών και παραμορφώνει το λαμβανόμενο σήμα υποβαθμίζοντας τελικά την απόδοση του συστήματος. Για την αντιμετώπιση της ISI έχουν προταθεί μέχρι σήμερα διάφορες διατάξεις ισοστάθμισης των οποίων η απόδοση θα εξεταστεί στη συνέχεια για την περίπτωση των οπτικών ασύρματων συστημάτων.

Οι διατάξεις ισοστάθμισης χρησιμοποιούνται για να αντιστρέψουν την επίδραση του καναλιού στο οπτικό σήμα κατά τη διάδοσή του σε αυτό. Συνήθως, πρόκειται για ψηφιακά φίλτρα πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (Finite Impulse Response, FIR) με ρυθμιζόμενους συντελεστές (tap weights), όπως για παράδειγμα αυτό που παρουσιάζεται στο Σχήμα 19, τα οποία χρησιμοποιούν κατάλληλους αλγόριθμους για τον υπολογισμό των βέλτιστων συντελεστών. Ανάλογα με το αν το φίλτρο είναι γραμμικό ή όχι, οι ισοσταθμιστές χωρίζονται σε γραμμικούς (linear equalizers) και σε μη γραμμικούς (non – linear equalizers).

Οι γραμμικοί ισοσταθμιστές αποτελούνται από ένα γραμμικό εγκάρσιο (FIR – Finite Impulse Response) φίλτρο με ρυθμιζόμενους συντελεστές. Η απόδοσή τους καθορίζεται σε μεγάλο βαθμό από την επιλογή των βέλτιστων τιμών για τα βάρη (tap weights), δηλαδή τους βέλτιστους συντελεστές. Ο υπολογισμός των συντελεστών πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας είτε το κριτήριο παραμόρφωσης κορυφής (peak distortion criterion) είτε το κριτήριο μέσου τετραγωνικού σφάλματος (MSE – Mean Square Error) [87]. Οι ισοσταθμιστές που χρησιμοποιούν το κριτήριο peak distortion χαρακτηρίζονται ως ισοσταθμιστές με επιβολή μηδενισμών (ZFE – Zero Forcing Equalizer) και εξαλείφουν ολοκληρωτικά την ISI αλλά ενισχύουν σημαντικά το θόρυβο και γι αυτόν το λόγο επιλέγονται οι ισοσταθμιστές MSE. Στη συνέχεια της παρούσας ενότητας θα πραγματοποιηθεί λεπτομερής περιγραφή των χαρακτηριστικών καθενός από τους προαναφερθέντες γραμμικούς ισοσταθμιστές.

Ο ισοσταθμιστής αναδραστικής απόκρισης DFE είναι ένας μη γραμμικός ισοσταθμιστής. Αποτελείται από ένα εμπροσθόδοτο φίλτρο (FF – Feedforward Filter), και από ένα φίλτρο ανάδρασης. Η μη γραμμικότητα του DFE αποδίδεται στο γεγονός ότι το φίλτρο ανάδρασης προσαρμόζει τους συντελεστές του με βάση τις αποφάσεις του φωρατή για προηγούμενα σύμβολα, ενώ ο φωρατής τροφοδοτείται από το πρόσθιο φίλτρο, ώστε να εξαλείψει την ISI στο παρόν σύμβολο. Προφανώς, αν συμβεί κάποιο σφάλμα συμβόλου, τότε αυτό θα το σφάλμα θα διαδοθεί, υποβαθμίζοντας την απόδοση του συστήματος. Γενικά, ο DFE έχει καλύτερη απόδοση από τους γραμμικούς ισοσταθμιστές.

Στην παρούσα ανάλυση προτείνεται μία γραμμική και μία μη γραμμική διάταξη ισοστάθμισης εμπροσθόδοτης τροφοδότησης (FFE) και ισοσταθμιστή με ανατροφοδότηση της απόφασης (DFE) για την αντιμετώπιση της ISI στις τοπολογίες T_8R_8 και T_1R_1 .

3.3.1 Γραμμικός ισοσταθμιστής FFE

Ο ισοσταθμιστής FFE συνήθως αναφέρεται και ως tapped delay line filter επειδή αποτελείται από ένα σύνολο στοιχείων καθυστέρησης και είναι ένα γραμμικό φίλτρο χωρίς ανάδραση. Η χρονική καθυστέρηση που εμφανίζεται ανάμεσα σε δύο στοιχεία μπορεί να επιλεχθεί να είναι είτε ίση με μία περίοδο T και τότε το φίλτρο αποκαλείται φίλτρο ενός διαστήματος συμβόλου, είτε ίση με $\tau_s = T/2$ ή $T/4$ ή και παραπάνω και τότε

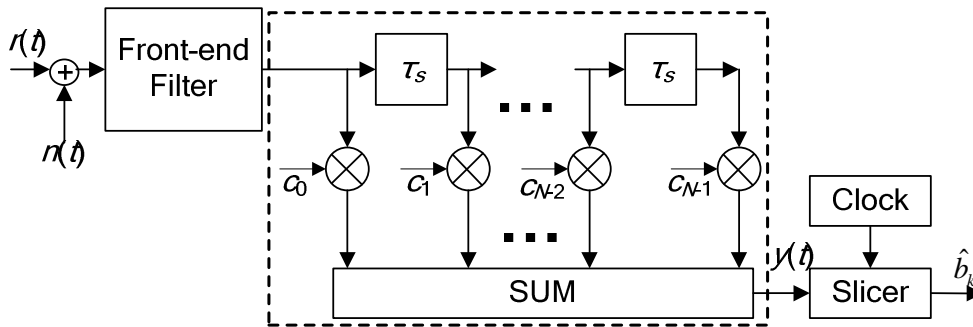
Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου

αποκαλείται φίλτρο με κλασματικές αποστάσεις. Το φίλτρο με καθυστέρηση $\tau_s = T$ είναι επαρκές για να εξαλείψει την ISI. Η υπολογιστική πολυπλοκότητα ενός τέτοιου φίλτρου αυξάνει γραμμικά με τη χρονική διασπορά που εισάγει το κανάλι. Ένα παράδειγμα ενός αναλογικού FFE με N tap weights παρουσιάζεται στο Σχήμα 19.

Το ληφθέν σήμα $r(t)$ στην είσοδο του ισοσταθμιστή δίνεται από την (3.7) ή την (3.8) για τις τοπολογίες T_8R_8 και T_1R_1 αντίστοιχα. Η απόκριση του FFE δίνεται από τη σχέση:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k [r(t - k\tau_s) + n(t)] \quad (3.16)$$

όπου τ_s η χρονική καθυστέρηση που εισάγει κάθε στοιχείο καθυστέρησης, $n(t)$ AWGN θόρυβος και N το πλήθος των tap weights.



Σχήμα 19: Ισοστάθμιση με εμπροσθόδοτη τροφοδότηση. Διακρίνονται τα tap weights c_0, c_1, \dots, c_{N-1} του φίλτρου [87].

Το σήμα $y(t)$ στη συνέχεια θα υποστεί δειγματοληψία και τελικά θα χρησιμοποιηθεί για την απόφαση σχετικά με το απεσταλμένο σύμβολο. Μπορεί να παρατηρήσει κανένας ότι η έξοδος του ισοσταθμιστή αποτελείται από το άθροισμα του σήματος εισόδου αφού αυτό πολλαπλασιαστεί με τα κατάλληλα βάρη, δειγματοληπτημένο σε διαστήματα τ_s . Η έξοδος του ισοσταθμιστή τη χρονική στιγμή $k\tau_s$ είναι [87]:

$$\hat{b}_k = q_0 b_k + \sum_{n \neq k} q_{k-n} b_n + \sum_{j=1}^{N-1} c_j n_{k-j} \quad (3.17)$$

όπου $\{b_k\}$ η ακολουθία συμβόλων που αποστέλλεται στο οπτικό κανάλι και $\{q_n\}$ η συνέλιξη της κρουστικής απόκρισης του ισοσταθμιστή με τη συνδυαστική κρουστική απόκριση $h(t)$ του καναλιού, δηλαδή $q_n = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j h_{n-j}$. Ο πρώτος όρος στη δεξιά πλευρά της (3.17) αντιπροσωπεύει το επιθυμητό σύμβολο, ο δεύτερος εκφράζει την ISI και ο τρίτος το θόρυβο. Σε περίπτωση που η εκτίμηση \hat{b}_k δεν οδηγήσει στην απόφαση ότι το απεσταλμένο σύμβολο ήταν το b_k συμβαίνει σφάλμα. Από την (3.17) μπορεί κανένας να συμπεράνει ότι η πιθανότητα να συμβεί ένα σφάλμα εξαρτάται από την ISI που εισάγει το κανάλι καθώς και από την επίδραση του θορύβου. Στην ανάλυση που ακολουθεί θα υποθέσουμε την ιδανική περίπτωση ενός ισοσταθμιστή με άπειρο πλήθος συντελεστών c_k .

Ισοσταθμιστής επιβολής μηδενισμών

Όπως προαναφέρθηκε, η επιλογή των συντελεστών c_k στην περίπτωση του ισοσταθμιστή ZF πραγματοποιείται σύμφωνα με το κριτήριο ελαχιστοποίησης του peak

Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου

distortion . Ο όρος peak distortion αντιστοιχεί στη μέγιστη τιμή της ISI και δίνεται από την [87]:

$$D(c) = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} |q_n| = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \left| \sum_{j=-\infty}^{+\infty} c_j h_{n-j} \right| \quad (3.18)$$

Από την (3.18) προκύπτει ότι η peak distortion μηδενίζεται, και άρα εξαλείφεται ολοκληρωτικά και η ISI, αν κανένας επιλέξει τα βάρη c_k έτσι ώστε $q_n = 0$ για όλες τις τιμές του n εκτός από $n = 0$, δηλαδή για:

$$q_n = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j h_{n-j} = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases} \quad (3.19)$$

Με τη βοήθεια του μετασχηματισμού Z της (3.19), σύμφωνα με τη $X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n)z^{-n}$, προκύπτει ότι:

$$Q(z) = C(z)H(z) = 1 \quad (3.20)$$

Επομένως η επιθυμητή κρουστική απόκριση $C(z)$ του ισοσταθμιστή θα είναι:

$$C(z) = 1/H(z) \quad (3.21)$$

Σύμφωνα με την (3.21) η επιλογή των συντελεστών του ZFE έγινε με τέτοιο τρόπο ώστε η απόκριση συχνότητας του φίλτρου του ισοσταθμιστή να είναι αντίστροφη της απόκρισης του καναλιού. Έτσι αναιρείται η επίδραση του καναλιού στο ληφθέν σήμα. Ωστόσο, ένα σημαντικό θέμα στην περίπτωση του ZFE είναι η ενίσχυση του θορύβου. Αν παρατηρήσει κανένας προσεκτικά την (3.21) θα διαπιστώσει ότι σε περίπτωση που η κρουστική απόκριση του οπτικού καναλιού παρουσιάζει έντονα βυθίσματα ή ακόμα και μηδενισμούς, η $C(z) \rightarrow \infty$. Επειδή όπως φαίνεται από την (3.17) οι συντελεστές c_j πολλαπλασιάζονται με το θόρυβο, η αύξηση της $C(z)$ θα ενισχύει σημαντικά το θόρυβο γεγονός που αυξάνει σημαντικά την πιθανότητα να συμβεί κάποιο σφάλμα και υποβαθμίζει την απόδοση του συστήματος. Για το λόγο αυτό προτιμάται η γραμμική ισοστάθμιση με το κριτήριο MSE.

Γραμμικός ισοσταθμιστής MSE

Εφαρμόζοντας το κριτήριο MSE οι συντελεστές του φίλτρου του ισοσταθμιστή επιλέγονται έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται το μέσο τετραγωνικό σφάλμα:

$$J = E \left[\left(\hat{b}_k - b_k \right)^2 \right] \quad (3.22)$$

όπου \hat{b}_k το σύμβολο στην έξοδο του ισοσταθμιστή και $\{b_k\}$ η ακολουθία συμβόλων που αποστέλλεται στο οπτικό κανάλι. Εφαρμόζοντας το κριτήριο MSE υπολογίζονται οι

Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου

συντελεστές c_k και η κρουστική απόκριση του φίλτρου του ισοσταθμιστή δίνεται από [87]:

$$C(z) = 1/(H(z) + N_0) \quad (3.23)$$

όπου N_0 η PSD του θορύβου. Συγκρίνοντας την (3.23) με την (3.21) παρατηρούμε την εισαγωγή του όρου N_0 . Σε περίπτωση που η τιμή του N_0 είναι πολύ μικρή, οι συντελεστές των φίλτρων του ZF και του MSE ισοσταθμιστή είναι σχεδόν ίδιοι. Ειδικά για $N_0=0$ μηδενίζεται η ISI. Σε περίπτωση όμως που $N_0 \neq 0$ η ISI στην έξοδο του ισοσταθμιστή δε μηδενίζεται.

Ο λόγος σήματος προς θόρυβο σε ένα σύστημα που χρησιμοποιεί γραμμική ισοστάθμιση δίνεται από [87]:

$$SNR_{LE} = \frac{P_s}{N_0} \left(\int_{-1/2T}^{1/2T} \frac{df}{S(f)} \right)^{-1} \quad (3.24)$$

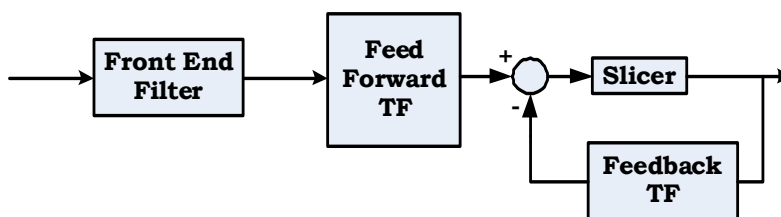
με

$$S(f) = \frac{N_0}{P_s T} + \frac{1}{T^2} \sum_k M \left(f + \frac{k}{T} \right) \quad (3.25)$$

όπου $M(f+k/T)$ το φάσμα της απόκρισης του προσαρμοσμένου φίλτρου μετατοπισμένο κατά k/T .

3.3.2 Μη γραμμικός ισοσταθμιστής DFE

Οι γραμμικοί ισοσταθμιστές παρουσιάζουν δύο μειονεκτήματα. Στην περίπτωση των ισοσταθμιστών ZF υπάρχει ο κίνδυνος ενίσχυσης του θορύβου του συστήματος, ειδικότερα για κανάλια με κρουστική απόκριση που έχει μηδενικές τιμές ή μεγάλα βυθίσματα. Επίσης, για κανάλια με μεγάλη χρονική διασπορά απαιτείται πολύ μεγάλος αριθμός συντελεστών για την εξάλειψη της ISI. Τα προβλήματα αυτά επιλύει ο ισοσταθμιστής με ανατροφοδότηση απόφασης (DFE).



Σχήμα 20: Ισοστάθμιση με εμπροσθόδοτη τροφοδότηση και ανατροφοδότηση απόφασης.

Στο Σχήμα 20 απεικονίζεται ένας DFE με ένα στάδιο ανάδρασης σε συνδυασμό με έναν FFE. Ο ισοσταθμιστής DFE είναι ένας μη γραμμικός ισοσταθμιστής που χρησιμοποιεί τις προηγούμενες αποφάσεις για ήδη ανιχνευμένα σύμβολα προκειμένου να εξαλείψει την ISI. Ένας τυπικός DFE απαρτίζεται από δύο φίλτρα, ένα φίλτρο εμπροσθόδοτης τροφοδότησης (Feed Forward) και ένα φίλτρο ανατροφοδότησης (Feed Back). Το εμπροσθόδοτο φίλτρο καθώς και το φίλτρο ανατροφοδότησης είναι ίδια με το γραμμικό εγκάρσιο φίλτρο που μελετήθηκε για τη γραμμική ισοστάθμιση. Στο φίλτρο αυτό όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, μπορεί το διάστημα της χρονικής

καθυστέρησης να είναι ίσο ή μικρότερο της περιόδου του συμβόλου T σε αντίθεση με το DFE στο οποίο πρέπει να είναι ίδιο με την περίοδο του συμβόλου. Το φίλτρο ανατροφοδότησης έχει ως είσοδό του την ακολουθία των αποφάσεων που είχαν ληφθεί ως προς τα προηγούμενα ανιχνευμένα σύμβολα.

Οι συντελεστές και των δύο φίλτρων απαιτούν συνεχή έλεγχο και ρύθμιση ώστε να μπορεί η διάταξη να προσαρμόζεται στις αλλαγές του διαύλου επικοινωνίας. Το σήμα στην έξοδο του DFE δίνεται από [87]:

$$\hat{b}_k = \sum_{j=-K_1}^0 c_j h_{k-j} + \sum_{j=1}^{K_2} c_j \hat{b}_{k-j} \quad (3.26)$$

όπου K_1 το πλήθος των συντελεστών του FF φίλτρου και K_2 το πλήθος των συντελεστών του φίλτρου ανατροφοδότησης. Η επιλογή των συντελεστών c_j γίνεται ελαχιστοποιώντας το κριτήριο MSE:

$$J(K_1, K_2) = E \left[\left(\hat{b}_k - b_k \right)^2 \right] \quad (3.27)$$

Πιο συγκεκριμένα οι συντελεστές του φίλτρου ανατροφοδότησης σχετίζονται με αυτούς του FF φίλτρου σύμφωνα με [87]:

$$c_k = - \sum_{j=-K_1}^0 c_j h_{k-j} \quad k = 0, 1, \dots, K_2 \quad (3.28)$$

Οι συντελεστές του DFE είναι δυνατό να εξασφαλίσουν την ολοκληρωτική εξάλειψη της ISI με την προϋπόθεση οι αποφάσεις σχετικά με τα απεσταλμένα σύμβολα που χρησιμοποιήθηκαν για τον υπολογισμό των συντελεστών να είναι σωστές και ο αριθμός των συντελεστών K_2 να είναι μεγαλύτερος από τη χρονική διασπορά που εισάγει το κανάλι.

Ο λόγος σήματος προς θόρυβο σε ένα σύστημα που χρησιμοποιεί ισοστάθμιση με ανατροφοδότηση απόφασης δίνεται από [87]:

$$SNR_{DFE} = \frac{P_s T}{N_0} \exp \left(T \int_{-1/2T}^{1/2T} \ln [S(f)] df \right) \quad (3.29)$$

όπου το φάσμα $S(f)$ υπολογίζεται σύμφωνα με τη (3.25). Κατά τον υπολογισμό της (3.29) θεωρήθηκε ένας ισοσταθμιστής με $K_1 \rightarrow \infty$ καθώς και ότι δεν υπήρχε σφάλμα κατά την ανίχνευση των συμβόλων που χρησιμοποιήθηκαν για τον υπολογισμό των συντελεστών.

Σε περίπτωση που το ανιχνευμένο σύμβολο είναι λανθασμένο, η ανατροφοδότηση θα έχει ως αποτέλεσμα τη διάδοση του σφάλματος, προκαλώντας επιπλέον λάθη στην ανίχνευση των επόμενων συμβόλων. Το φαινόμενο αυτό παρατηρείται κυρίως σε συστήματα με πολύ χαμηλό SNR και γενικά δεν αποτελεί περιορισμό για συστήματα με $BER < 10^{-3}$.

Ο υπολογισμός του SNR, με την προϋπόθεση ότι ο θόρυβος παραμένει AWGN μετά την είσοδό του στις διατάξεις ισοστάθμισης, μπορεί να δώσει μία πρώτη εκτίμηση για την πιθανότητα σφάλματος P_e του καναλιού σύμφωνα με την [87]:

$$P_e \sim Q(\sqrt{SNR}) \quad (3.30)$$

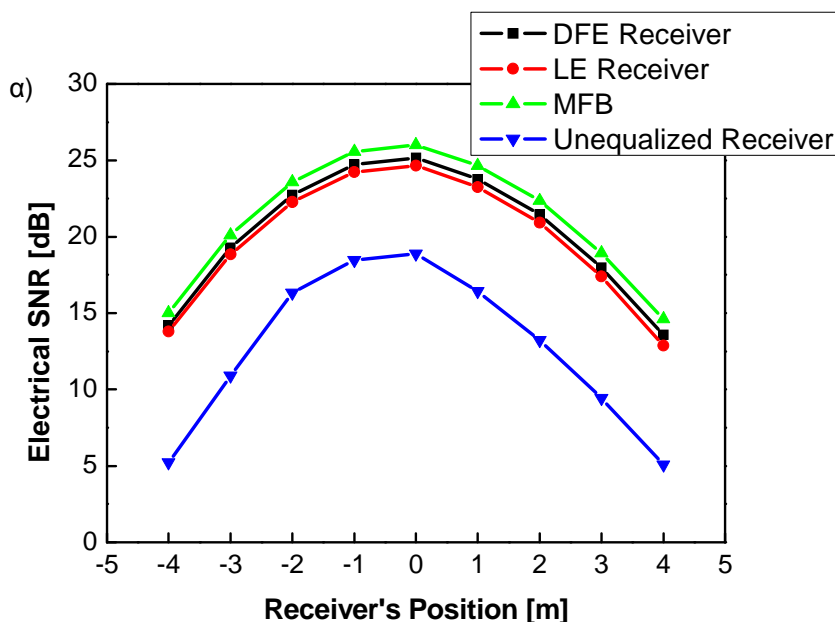
Με Q συμβολίζεται η Marcum συνάρτηση Q η οποία ορίζεται ως:

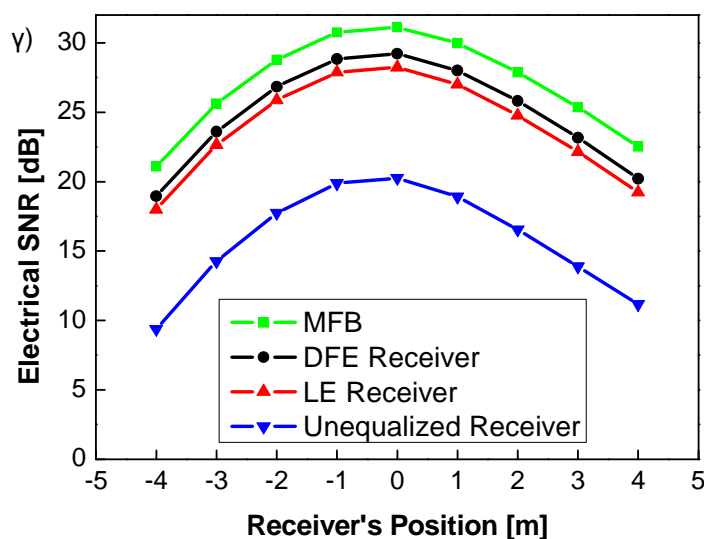
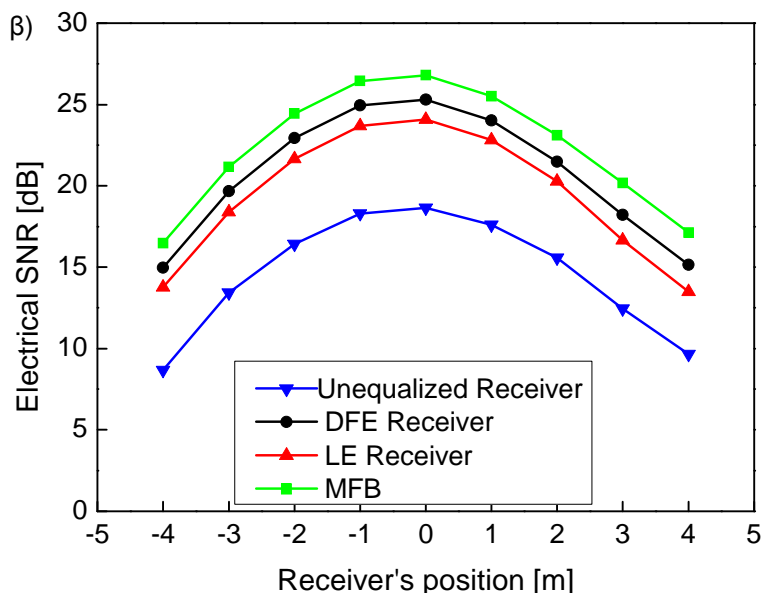
$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\{-u^2/2\} du \quad (3.31)$$

3.4 Σύγκριση Συστημάτων Ισοστάθμισης

Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν από τη εφαρμογή των παραπάνω τεχνικών ισοστάθμισης στο σύστημα που περιγράφηκε στην παράγραφο 3.1 και που απεικονίζεται στο Σχήμα 14. Η μελέτη της επίδρασης των τεχνικών ισοστάθμισης σε μη κατευθυντικά IM/DD ασύρματα οπτικά κανάλια πραγματοποιήθηκε με τη βοήθεια προσομοιώσεων στο MATLAB. Ως μέτρο της απόδοσης των υπό εξέταση συστημάτων επιλέχθηκε ο λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR) ο οποίος υπολογίστηκε για διάφορες διατάξεις ισοστάθμισης στις τοπολογίες T_1R_1 και T_8R_8 και για διαφορετικές θέσεις του δέκτη επάνω στην κύρια διαγώνιο του δωματίου. Επιπλέον μελετήθηκαν και τρία σχήματα διαμόρφωσης, OOK, 4-PPM και 4-PAM. Οι μέθοδοι αυτοί είναι οι πιο συνηθισμένες στα συστήματα IM/DD και τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά τους συζητήθηκαν στην ενότητα 2.5.1. Ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων του συστήματος επιλέχθηκε ίσος με 100Mb/s και η οπτική ισχύς εκπομπής ίση με 0.6Watt [98].

Ο SNR της διάταξης T_1R_1 απεικονίζεται στο Σχήμα 21α-γ), για τις μεθόδους διαμόρφωσης OOK, 4-PPM και 4-PAM αντίστοιχα και στην περίπτωση που εφαρμόζονται διάφορες διατάξεις ισοστάθμισης. Για τον υπολογισμό του SNR χρησιμοποιήθηκαν οι εξισώσεις (3.14), (3.24) και (3.29) για το MFB, LE και DFE αντίστοιχα θεωρώντας σε κάθε περίπτωση την κατάλληλη κυματομορφή για το απεσταλμένο σήμα σύμφωνα με τις (2.15), (2.18) και (2.20) για OOK, 4-PPM και 4-PAM αντίστοιχα. Η κυματομορφή του απεσταλμένου σήματος $p(t)$ υπεισέρχεται στον υπολογισμό του $M(f)$ μέσω της $h(t) = p(t - kT) \otimes h_{T,R_1}(t)$.



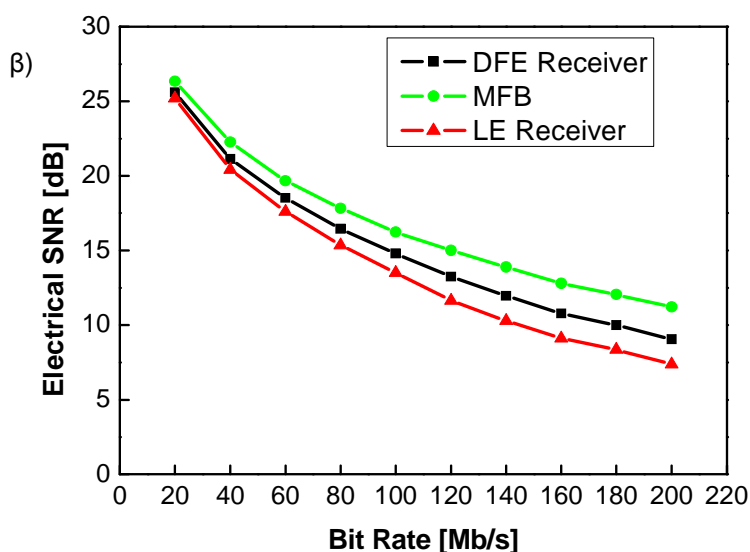
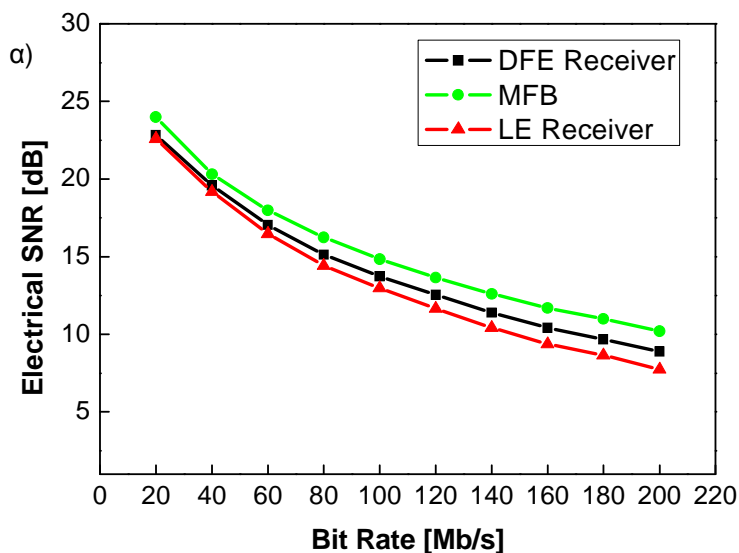


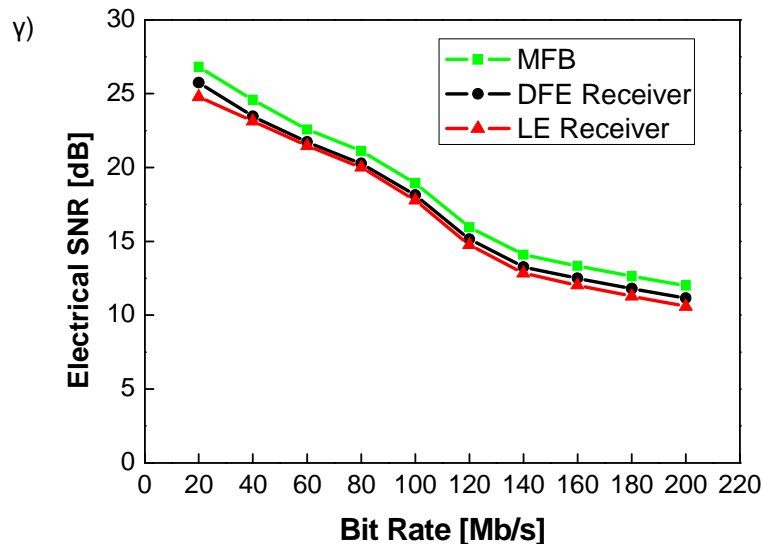
Σχήμα 21: Τιμές SNR της διάταξης T_1R_1 για θέσεις του δέκτη κατά μήκος της διαγωνίου του δωματίου όταν το σχήμα διαμόρφωσης είναι α) OOK, β) 4-PPM και γ) 4-PAM.

Στο Σχήμα 21α) μπορεί κανένας να παρατηρήσει ότι στην περίπτωση του OOK ο μέγιστος λόγος SNR είναι ίσος με 19dB στο κέντρο του δωματίου όταν δε χρησιμοποιείται κάποια μέθοδος ισοστάθμισης. Στις γωνίες του δωματίου ο λόγος SNR μειώνεται κατά 14dB. Η χρήση διατάξεων ισοστάθμισης βελτιώνει σημαντικά την απόδοση του συστήματος κατά 5dB στην περίπτωση του δέκτη με DFE ενώ θεωρητικά μπορεί να βελτιωθεί έως 7dB σύμφωνα με το MFB. Στην περίπτωση που επιλεγεί το σχήμα διαμόρφωσης 4-PPM, η μέγιστη τιμή του SNR που μπορεί να επιτευχθεί είναι 28dB στο κέντρο του δωματίου σύμφωνα με το MFB, ενώ στις γωνίες δεν πέφτει κάτω από τα 16dB. Οι διατάξεις DFE και LE επιτυγχάνουν περίπου την ίδια απόδοση, με ένα SNR ίσο με 26dB και 25dB αντίστοιχα. Η χρήση 4-PAM, όπως φαίνεται στο Σχήμα 21γ) μπορεί να οδηγήσει σε μία μέγιστη τιμή για το SNR ίση με 30dB στο κέντρο του δωματίου, ενώ κοντά στις γωνίες δεν μειώνεται κάτω από 20dB. Οι διατάξεις DFE και LE επιτυγχάνουν περίπου την ίδια απόδοση, με ένα SNR ίσο με 26dB και 25dB αντίστοιχα βελτιώνοντας την απόδοση σε σχέση με αυτό χωρίς ισοστάθμιση, κατά 9dB και 8dB αντίστοιχα.

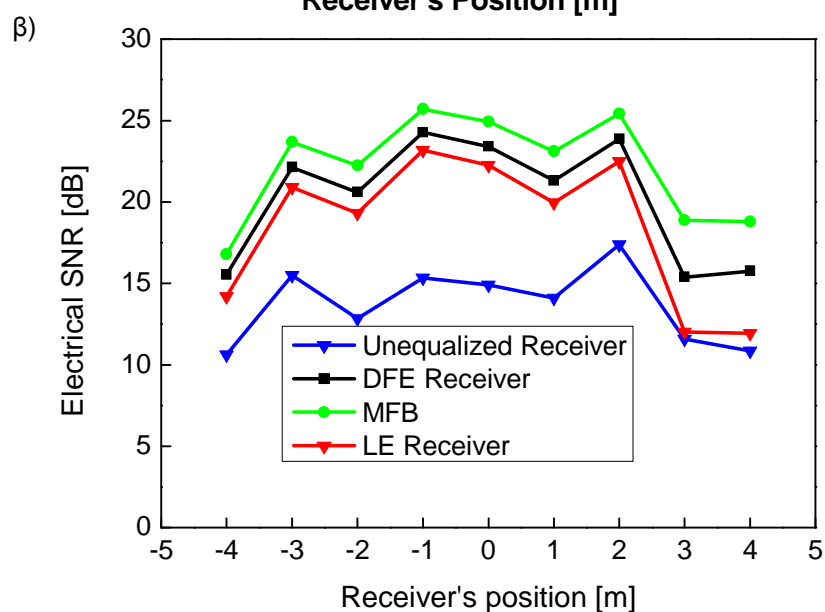
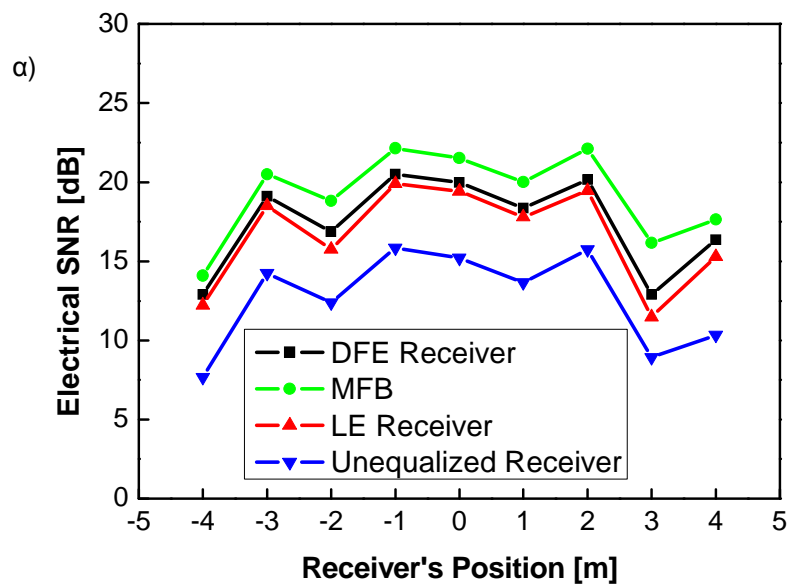
Συγκρίνοντας το Σχήμα 21α) με το Σχήμα 21β) και το Σχήμα 21γ), μπορεί κανένας να παρατηρήσει ότι το PAM επιτυγχάνει καλύτερη κάλυψη από το OOK και το 4-PPM ακόμα και στην περίπτωση που δεν υπάρχει διάταξη ισοστάθμισης στο δέκτη. Ακόμα και στις λιγότερο ευνοϊκές περιοχές του δωματίου όπως είναι οι γωνίες μία πρώτη εκτίμηση της πιθανότητας σφάλματος (BER – Bit Error Rate) του συστήματος υπολογίζεται σύμφωνα με την (3.30) σε $<10^{-6}$. Επομένως το σύστημα μπορεί να παρέχει αξιόπιστη μετάδοση δεδομένων με ρυθμό 100Mb/s. Η χρονική διάρκεια των παλμών 4-PPM είναι η μισή αυτής των OOK και το $\frac{1}{4}$ αυτής των 4-PAM παλμών με αποτέλεσμα η ISI στην περίπτωση του 4-PPM να είναι ισχυρότερη. Ωστόσο, το 4-PPM είναι πιο ανθεκτικό στο θόρυβο λόγω της υψηλής απόδοσής του ως προς την ισχύ.

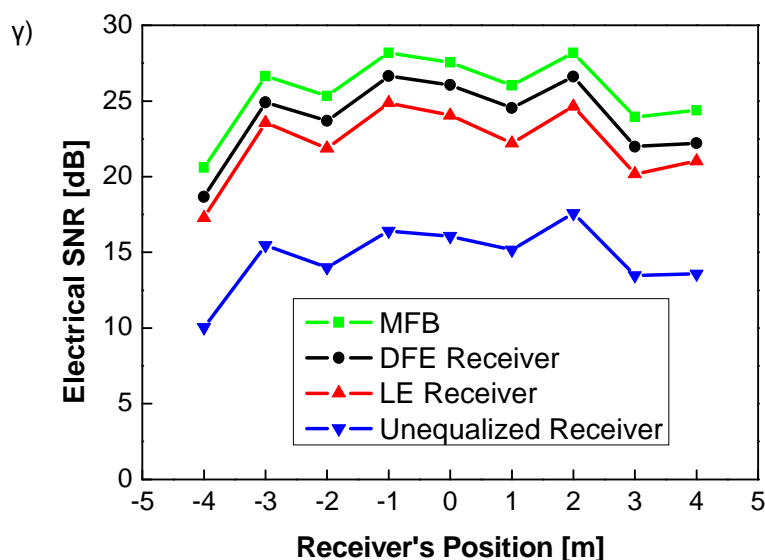
Αν θεωρήσουμε ότι ο δέκτης είναι τοποθετημένος στο σημείο με το χαμηλότερο SNR δηλαδή στο σημείο σε απόσταση 4 μέτρων από το κέντρο του δωματίου από την πλευρά του παραθύρου (Δυτικά) υπολογίζουμε τις τιμές του SNR για ρυθμούς μετάδοσης από 20 έως 200 Mb/s. Τα αποτελέσματα απεικονίζονται στο Σχήμα 22 α-γ) για OOK, 4-PPM και 4-PAM αντίστοιχα. Από τα διαγράμματα συμπεραίνουμε ότι για ένα OOK σύστημα που χρησιμοποιεί ισοστάθμιση στο δέκτη, ο μέγιστος δυνατός ρυθμός μετάδοσης είναι 90Mb/s όταν απαιτείται μία τιμή του SNR > 14 dB. Από την άλλη μεριά, η διαμόρφωση 4-PPM και η 4-PAM μπορούν να υποστηρίξουν ρυθμούς έως 110Mb/s.





Σχήμα 22: Υπολογισμός SNR της διάταξης T1R1 για διάφορες τιμές του ρυθμού μετάδοσης όταν ο δέκτης βρίσκεται στη ΝΔ γωνία του δωματίου (θέση με το χαμηλότερο SNR) και χρησιμοποιείται διαμόρφωση α) OOK, β) 4-PPM και γ) 4-PAM.





Σχήμα 23: Τιμές SNR της διάταξης T_8R_8 για θέσεις του δέκτη κατά μήκος της διαγωνίου του δωματίου όταν το σχήμα διαμόρφωσης είναι α) OOK, β) 4-PPM και γ) 4-PAM.

Τα αποτελέσματα που προέκυψαν για την τοπολογία T_8R_8 μαρτυρούν ότι προσφέρει μεγαλύτερη περιοχή κάλυψης. Οι τιμές του SNR για διαφορετικές τοποθετήσεις του δέκτη, απεικονίζονται στο Σχήμα 23α-γ) για μεθόδους διαμόρφωσης OOK, 4-PPM και 4-PAM αντίστοιχα. Συγκρίνοντας τα διαγράμματα αυτά με εκείνα στο Σχήμα 21α-γ) αντίστοιχα, παρατηρούμε ότι οι μεταβολές στην τιμή του SNR δεν είναι τόσο έντονες και έτσι δεν αναμένονται μεγάλες διακυμάνσεις στην απόδοση του συστήματος στο μεγαλύτερο μέρος του δωματίου. Σε αντίθεση με την περίπτωση της τοπολογίας T_1R_1 , το σχήμα 4-PPM παρουσιάζει χειρότερη απόδοση από το OOK λόγω της υψηλότερης ISI, αλλά οι δύο τεχνικές ισοστάθμισης LE και DFE βελτιώνουν την συμπεριφορά του συστήματος. Αγνοώντας τις τιμές του SNR για θέσεις του δέκτη στις γωνίες του δωματίου, η τιμή του SNR για το σύστημα $T_8R_8 - 4-PAM$ είναι μεγαλύτερη από 20dB στα υπόλοιπα σημεία του δωματίου υποδεικνύοντας μία πιθανότητα σφάλματος BER $< 10^{-14}$. Επομένως το σύστημα $T_8R_8 - 4-PAM$ παρουσιάζει την καλύτερη απόδοση. Η χαμηλότερη τιμή του SNR υπολογίζεται και πάλι στα άκρα του δωματίου και είναι περίπου η ίδια με αυτή της τοπολογίας T_1R_1 . Τα αποτελέσματα που προέκυψαν αποδεικνύουν ότι μία διάταξη όπως η T_8R_8 που χρησιμοποιεί διαφορικότητα γωνίας και στον πομπό και στο δέκτη και 4-PAM διαμόρφωση είναι δυνατό να βελτιώσει την εμβέλεια του συστήματος επιτυγχάνοντας ρυθμούς μετάδοσης $\geq 100\text{Mb/s}$ (Fast Ethernet) στο μεγαλύτερο μέρος του δωματίου.

3.5 Συμπεράσματα

Στην ενότητα αυτή διερευνήθηκε η δυνατότητα να επιτευχθούν ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων της τάξης των 100Mb/s σε ασύρματα οπτικά συστήματα διάχυσης. Η λειτουργία των συστημάτων αυτών στηρίζεται στο φαινόμενο της πολυδιόδευσης και όχι στην ύπαρξη οπτικής επαφής (LOS) μεταξύ πομπού και δέκτη. Το γεγονός όμως ότι το σήμα μπορεί να φτάσει στο δέκτη έχοντας ακολουθήσει πολλαπλές διαδρομές και έχοντας υποστεί ανακλάσεις σε εμπόδια που παρεμβάλλονται, οδηγεί σε σημαντική υποβάθμιση της λαμβανόμενης οπτικής ισχύος. Επιπλέον, η χρονική καθυστέρηση που εισάγει το κανάλι της πολυδιόδευσης έχει ως αποτέλεσμα να φθάνουν πολλά αντίγραφα της πληροφορίας στο δέκτη σε διαφορετικές χρονικές στιγμές προκαλώντας την εμφάνιση ISI. Η επίδραση της ISI αυξάνεται με την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων και για ρυθμούς $> 100\text{Mb/s}$ μπορεί να υποβαθμίσει την απόδοση του συστήματος.

Στην ανάλυση που προηγήθηκε, αναπτύχθηκε αρχικά ένα εργαλείο προσομοίωσης ray tracing στο MATLAB για τον ακριβή προσδιορισμό της κρουστικής απόκρισης του υπό μελέτη οπτικού συστήματος. Το ίδιο εργαλείο χρησιμοποιήθηκε και για τον υπολογισμό του θορύβου που οφείλεται στο περιβαλλοντικό φως του δωματίου από 8 λαμπτήρες πυρακτώσεως και τον ήλιο που φωτίζει το δωμάτιο από ένα παράθυρο. Στη συνέχεια, προτείνονται κατάλληλες διατάξεις ισοστάθμισης για την αντιμετώπιση της ISI. Εξετάσθηκε ένα γραμμικό σύστημα ισοστάθμισης LE καθώς και ένα σύστημα ισοστάθμισης που χρησιμοποιεί ανατροφοδότηση απόφασης DFE, χρησιμοποιεί με άλλα λόγια, προηγούμενα ανιχνευμένα σύμβολα για να προσαρμόσει καλύτερα τους συντελεστές του φίλτρου ανατροφοδότησης στις απαιτήσεις του καναλιού. Μελετήθηκαν 3 διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης, OOK, 4-PPM και 4-PAM και υπολογίστηκε ο SNR σε κάθε περίπτωση για την αποτίμηση των επιδόσεων του συστήματος.

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα η χρήση μεθόδων ισοστάθμισης μπορεί να οδηγήσει σε βελτίωση του SNR σε ένα υπέρυθρο σύστημα διάχυσης που χρησιμοποιεί OOK και 4-PAM περιορίζοντας την επίδραση της ISI και του περιβαλλοντικού θορύβου. Αντίθετα, η χρήση ισοστάθμισης στην περίπτωση της διαμόρφωσης 4-PPM επιτυγχάνει μικρότερη βελτίωση του SNR επειδή το 4-PPM εμφανίζεται πιο ανθεκτικό σε περιβάλλον ισχυρού θορύβου λόγω της υψηλής αποδοτικότητας ισχύος που το χαρακτηρίζει. Τέλος, διαπιστώθηκε ότι η χρήση διαφορικότητας στον πομπό και στο δέκτη, εκμεταλλεύεται αποδοτικά το κανάλι πολυδιόδευσης και βελτιώνει την εμβέλεια του συστήματος.

4. Τεχνικές διαφορικής εκπομπής και λήψης για IR διατάξεις διάχυσης με πολυτονική διαμόρφωση

Στο προηγούμενο κεφάλαιο παρουσιάστηκαν διάφορες τεχνικές ισοστάθμισης για την αντιμετώπιση της ISI σε ένα ασύρματο οπτικό σύστημα στο οποίο δεν απαιτείται η ύπαρξη LOS μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Οι τεχνικές αυτές επιτρέπουν την επίτευξη ρυθμών μετάδοσης δεδομένων της τάξης των 100Mb/s αυξάνοντας όμως σημαντικά την πολυπλοκότητα και συνεπώς την κατανάλωση ισχύος και το κόστος του συστήματος ιδιαίτερα στην πλευρά του δέκτη. Εναλλακτικά, η χρήση μεθόδων διαμόρφωσης με πολλαπλά υποφέροντα (MSM – Multiple Subcarrier Modulation) αποτελεί μία απλούστερη και οικονομικότερη λύση για την αντιμετώπιση της ISI σε κανάλια πολυδιόδευσης [104]. Ιδιαίτερα στην περίπτωση των ασύρματων οπτικών καναλιών IM/DD επιλέγεται η διακριτή πολυτονική διαμόρφωση (DMT – Discrete Multi Tone) [105], [106]. Επιπλέον, όπως αποδείχθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, η διαφορικότητα στον πομπό και στο δέκτη εκμεταλλεύεται το κανάλι πολυδιόδευσης προς όφελος του συστήματος αυξάνοντας την εμβέλειά του.

Στο κεφάλαιο αυτό προτείνεται η εφαρμογή μεθόδων διαφορικής εκπομπής και λήψης για τη βελτίωση της απόδοσης ενός ασύρματου οπτικού συστήματος που χρησιμοποιεί τοπολογία διάχυσης. Πιο συγκεκριμένα θα μελετηθεί η μπλοκ κωδικοποίηση χώρου-χρόνου (STBC – Space Time Block Coding) [107] σε συνδυασμό με DMT διαμόρφωση. Η τεχνική διαφορικότητας στο δέκτη με συνδυασμό μέγιστου λόγου SNR (MRC – Maximum Ratio Combining) και ένα σχήμα επαναληπτικής κωδικοποίησης (RC – Repetition Coding) για ένα σύστημα διάχυσης τοποθετημένο στο ίδιο δωμάτιο που χρησιμοποιήθηκε και στην ανάλυση του προηγούμενου κεφαλαίου.

4.1 Τεχνικές διαφορικότητας

Η χρήση διαφορικότητας είναι ιδιαίτερα διαδεδομένη σε συστήματα κινητών επικοινωνιών για την καταπολέμηση των διαλείψεων που παρατηρούνται στις ραδιοζεύξεις. Τα οπτικά ασύρματα συστήματα IM/DD παρουσιάζουν μία εν γένει χωρική διαφορικότητα στο δέκτη λόγω της μεγάλης του επιφάνειας σε σχέση με το μήκος κύματος της προσπίπτουσας οπτικής ακτινοβολίας γεγονός που αποκλείει την εμφάνιση διαλείψεων [109]. Ωστόσο, όπως αποδεικνύεται από την ανάλυση που ακολουθεί, οι τεχνικές διαφορικότητας εξακολουθούν να παρέχουν σημαντική βελτίωση στην απόδοση και αυτών των συστημάτων.

Με τον όρο διαφορικότητα περιγράφεται η εκμετάλλευση δύο ή περισσότερων καναλιών διαφορετικών χαρακτηριστικών και η συλλογή δύο ή περισσότερων αντιγράφων του σήματος από το δέκτη με σκοπό την ενίσχυση της λαμβανόμενης ισχύος. Η βασική ιδέα της τεχνικής αυτής είναι ότι κάποια αντίγραφα του σήματος θα έχουν υποστεί διαφορετική εξασθένηση με αποτέλεσμα ο συνδυασμός τους να δίνει ένα σήμα ενισχυμένο σε σχέση με το αρχικό. Διαφορικότητα μπορεί να εφαρμοστεί στη μεριά του πομπού, του δέκτη ή και στις δύο. Ο τρόπος διαχωρισμού του καναλιού χαρακτηρίζει το είδος της τεχνικής διαφορικότητας. Διακρίνουμε τρεις βασικές κατηγορίες τη διαφορικότητα χώρου, χρόνου ή συχνότητας.

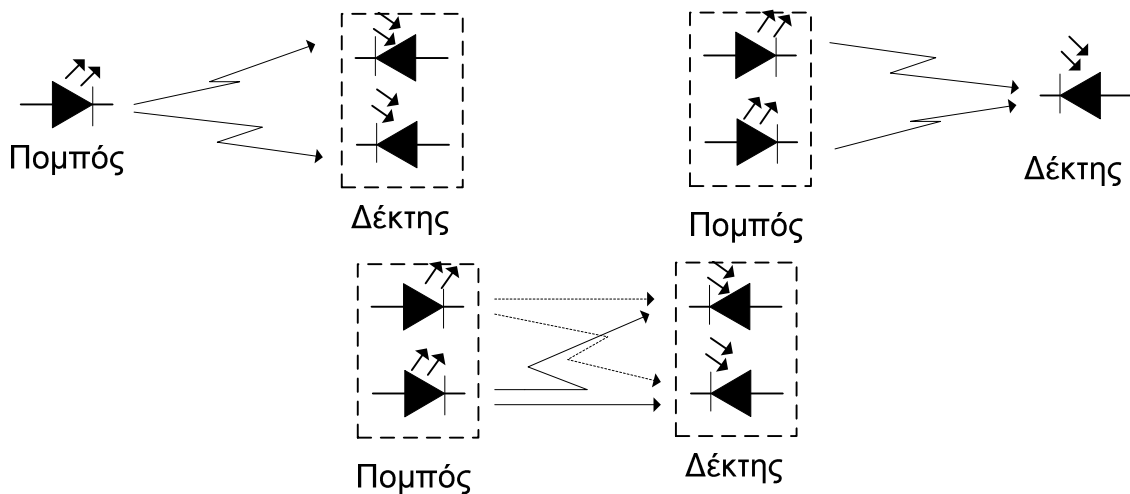
4.1.1 Διαφορικότητα χώρου

Η χωρική διαφορικότητα ή αλλιώς διαφορικότητα χώρου είναι η πιο συνηθισμένη τεχνική διαφορικότητας και υλοποιείται τοποθετώντας δύο ή περισσότερα στοιχεία εκπομπής ή λήψης στην πλευρά του πομπού ή στην πλευρά του δέκτη αντίστοιχα. Γίνεται λόγος για χωρική διαφορικότητα λήψης όταν τοποθετούμε δύο ή περισσότερα στοιχεία λήψης στην πλευρά του δέκτη και για χωρική διαφορικότητα εκπομπής όταν

τοποθετούμε δύο ή περισσότερα στοιχεία εκπομπής στη μεριά του πομπού. Με την τεχνική αυτή αποφεύγεται η σπατάλη εύρους ζώνης καθώς τα επιπλέον κανάλια αντιστοιχούν στα δυνατά ζεύγη στοιχείων εκπομπής και λήψης και όχι σε διαφορετικές φέρουσες συχνότητες. Αν n_t είναι ο αριθμός των κεραιών εκπομπής και n_r είναι ο αριθμός των κεραιών λήψης, τότε ο συνολικός αριθμός διαφορετικών καναλιών μετάδοσης θα είναι ίσος με $N = n_t n_r$.

Όσο μικρότερη είναι η απόσταση μεταξύ των στοιχείων εκπομπής/λήψης, τόσο μεγαλύτερη είναι η συσχέτιση μεταξύ των διαλείψεων στα διάφορα κανάλια. Ικανή συνθήκη για την επιλογή της θέσης των στοιχείων εκπομπής/λήψης, ώστε να εξασφαλίζεται μηδενική συσχέτιση των διαλείψεων στα κανάλια, είναι η τοποθέτησή τους με τέτοιο τρόπο ώστε η απόσταση μεταξύ δύο οποιωνδήποτε στοιχείων εκπομπής/λήψης να είναι πολύ μεγαλύτερη από το μήκος κύματος της εκπεμπόμενης ακτινοβολίας. Στην περίπτωση κινητών τερματικών, τα οποία πρέπει να ικανοποιούν την απαίτηση για μικρό μέγεθος, χαμηλό κόστος και χαμηλή κατανάλωση ισχύος, η συνθήκη αυτή είναι δύσκολο να ικανοποιηθεί ιδιαίτερα για μεγάλο αριθμό στοιχείων λήψης. Επομένως, το κύριο μειονέκτημα των διατάξεων που χρησιμοποιούν διαφορικότητα χώρου είναι η αύξηση του μεγέθους των συσκευών εκπομπής ή λήψης. Ιδιαίτερα η εφαρμογή διαφορικότητας χώρου λήψης δεν προτιμάται στα ασύρματα συστήματα τηλεπικοινωνιών όπου είναι επιθυμητή η κατά το δυνατό μείωση του μεγέθους, της κατανάλωσης ισχύος και της πολυπλοκότητας των κινητών τερματικών.

Στο Σχήμα 24 παρουσιάζονται οι τρεις δυνατές διατάξεις που χρησιμοποιούν χωρική διαφορικότητα με δύο στοιχεία στον πομπό, στο δέκτη ή και στον πομπό και στο δέκτη. Οι πιο διαδεδομένες τεχνικές διαφορικής λήψης είναι ο συνδυασμός μέγιστου λόγου MRC, ο συνδυασμός ίσης απολαβής (EGC – Equal Gain Combining) και ο συνδυασμός επιλογής (SC – Selection Combining) [110] και θα αναλυθούν στην επόμενη ενότητα.



Σχήμα 24: Σύστημα με διαφορικότητα (α) λήψης με δύο στοιχεία λήψης και ένα εκπομπής, (β) εκπομπής με δύο στοιχεία εκπομπής και ένα λήψης και (γ) εκπομπής και λήψης με δύο στοιχεία εκπομπής και δύο στοιχεία λήψης.

4.1.2 Διαφορικότητα χρόνου

Στην περίπτωση που μία διάταξη χρησιμοποιεί τεχνική διαφορικότητας χρόνου, αντίγραφα του σήματος μεταδίδονται σε διαφορετικές χρονικές στιγμές που ονομάζονται χρονοθυρίδες (timeslots) [111]. Η απόσταση μεταξύ των χρονοθυρίδων επιλέγεται μεγαλύτερη ή ίση από το χρόνο συμφωνίας (coherence time) του καναλιού έτσι ώστε τα αντίγραφα να είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους. Ο χρόνος συμφωνίας ορίζεται ως το χρονικό διάστημα κατά το οποίο το κανάλι παραμένει αμετάβλητο. Η μέθοδος αυτή

βρίσκει εφαρμογή κυρίως σε συστήματα με χρονικά μεταβαλλόμενο κανάλι διάδοσης ή όπως θα δείξουμε στη συνέχεια, σε συστήματα χωρικής διαφορικότητας στον πομπό όταν δεν είναι γνωστό το κανάλι διάδοσης.

Στα συστήματα που χρησιμοποιούν διαφορικότητα χώρου ή χρόνου η υλοποίηση μπορεί να γίνει στη βασική ζώνη μειώνοντας το κόστος και την πολυπλοκότητα των πομποδεκτών. Από την άλλη μεριά όμως, στα συστήματα διαφορικότητας χρόνου η αποστολή του σήματος σε χρονοθυρίδες εισάγει απαιτήσεις για κυκλώματα συγχρονισμού στο δέκτη και δε διαχειρίζεται αποδοτικά το διαθέσιμο εύρος ζώνης.

4.1.3 Διαφορικότητα συχνότητας

Η τεχνική διαφορικότητας στη συχνότητα εφαρμόζεται κυρίως σε συστήματα με κανάλια που υπόκεινται σε διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (frequency selective fading). Τέτοιου είδους διαλείψεις παρουσιάζονται σε κανάλια με μεγάλη χρονική διασπορά και οδηγούν στην εμφάνιση ISI υποβαθμίζοντας την ποιότητα της ζεύξης. Για την αντιμετώπιση της ISI εκτός από τις μεθόδους ισοστάθμισης που προτάθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο, οι οποίες όμως αυξάνουν σημαντικά το κόστος και την πολυπλοκότητα του συστήματος, μπορεί να χρησιμοποιηθεί και η τεχνική διαφορικότητας στη συχνότητα.

Πολλά αντίγραφα του ίδιου σήματος μεταδίδονται σε φέροντα διαφορετικών συχνοτήτων, με αποτέλεσμα να υπόκεινται σε διαφορετικές διαλείψεις. Το σήμα που λαμβάνεται τελικά στο δέκτη εμφανίζεται ενισχυμένο σε σχέση με την περίπτωση μετάδοσης ενός μόνο φέροντος. Η απόσταση των φερόντων στη συχνότητα επιλέγεται μεγαλύτερη ή ίση με το σύμφωνο εύρος ζώνης (coherence bandwidth) έτσι ώστε να υπόκεινται σε ανεξάρτητες διαλείψεις. Το σύμφωνο εύρος ζώνης είναι εκείνη η περιοχή συχνοτήτων μέσα στην οποία το κανάλι μπορεί να θεωρηθεί επίπεδο (flat), δηλαδή οι διαλείψεις επηρεάζουν όλες τις συχνότητες της περιοχής αυτής με τον ίδιο τρόπο. Το βασικό μειονέκτημα της μεθόδου είναι η μη αποδοτική αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης και η αύξηση της κατανάλωσης ισχύος στον πομπό λόγω της χρήσης πολλαπλών φερόντων [112].

4.2 Χωρική διαφορικότητα στην πλευρά του δέκτη

Οι τεχνικές χωρικής διαφορικότητας λήψης κατηγοριοποιούνται ανάλογα με τον τρόπο με τον οποίο πραγματοποιείται ο συνδυασμός των σημάτων που λαμβάνονται στα στοιχεία λήψης του δέκτη. Στην περίπτωση ενός ασύρματου οπτικού συστήματος, που είναι και η περίπτωση που εξετάζεται στην παρούσα μελέτη, στη θέση των στοιχείων λήψης βρίσκονται κατάλληλος φωτοδίοδος και ο θόρυβος στο δέκτη προέρχεται κατά κύριο λόγο από το περιβαλλοντικό φως και το θερμικό θόρυβο που αναπτύσσεται στο κύκλωμα του δέκτη.

Διακρίνουμε τις μεθόδους συνδυασμού μέγιστου λόγου (MRC – Maximum Ratio Combining), ίσου λόγου (EGC – Equal Gain Combining) και επιλογής (SC – Selection Combining). Η απόφαση υπέρ της καταλληλότερης τεχνικής καθορίζεται από την ποσότητα της πληροφορίας για το κανάλι (CSI – Channel State Information) που είναι διαθέσιμη στο δέκτη καθώς και από τους περιορισμούς που έχουμε για την πολυπλοκότητα του συστήματος.

4.2.1 Συνδυασμός μέγιστου λόγου (MRC – Maximum Ratio Combining)

Στο Σχήμα 25 απεικονίζεται ένας δέκτης MRC ο οποίος χρησιμοποιεί N κλάδους (branches) που αντιστοιχούν σε n_r στοιχεία λήψης. Το σήμα που λαμβάνεται σε κάθε ένα από τα στοιχεία αυτά πολλαπλασιάζεται με κατάλληλους συντελεστές α_i με $i=1, \dots, n_r$. Η τιμή των α_i προσαρμόζεται στην τιμή του SNR σε κάθε κλάδο έτσι ώστε να

Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου

μεγιστοποιείται το συνολικό SNR στην έξοδο του δέκτη. Με h_i συμβολίζεται η κρουστική απόκριση του καναλιού του κλάδο i και με $n_i(t)$ ο προσθετικός λευκός Gaussian θόρυβος (AWGN – Additive White Gaussian Noise) με PSD S_{n_i} , στο i στοιχείο λήψης.

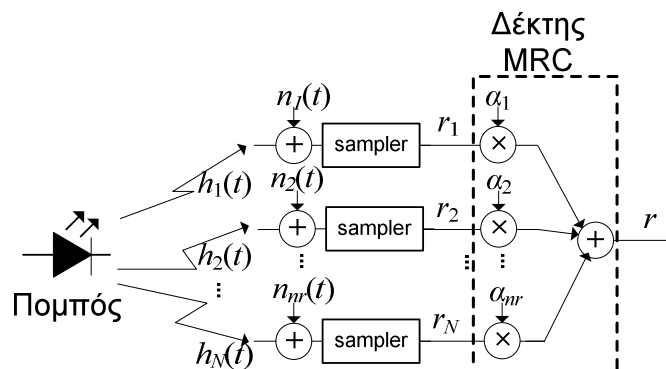
Αν s_j το σύμβολο που μεταδίδεται από τον πομπό στο δέκτη, τότε μετά τη δειγματοληψία (sampler) το φωτόρευμα r_i στον κλάδο i του δέκτη είναι:

$$r_i = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} R_i P_T s_j h_i + n_i \quad (4.1)$$

όπου R_i ο συντελεστής απόκρισης της i -οστής φωτοδιόδου και P_T η ισχύς εκπομπής. Ο στιγμιαίος SNR σε κάθε κλάδο i συμβολίζεται με SNR_i και δίνεται από:

$$SNR_i = \frac{|\alpha_i x_i|^2}{S_{n_i} B} \quad (4.2)$$

όπου $x_i = R_i P_T h_i$ το φωτόρευμα που αναπτύσσεται στον κλάδο i και θα χρησιμοποιηθεί για την ανίχνευση του συμβόλου s_j και B το εύρος ζώνης του συστήματος που λαμβάνεται ίσο με το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων.



Σχήμα 25: Δέκτης MRC με n_r στοιχεία λήψης.

Στην έξοδο του δέκτη MRC το φωτόρευμα r υπολογίζεται από το άθροισμα των επιμέρους σημάτων r_i πολλαπλασιασμένα με τους αντίστοιχους συντελεστές a_i :

$$r = \sum_{i=1}^{n_r} a_i r_i \quad (4.3)$$

Ο συνολικός SNR στην έξοδο του συστήματος σε μία συγκεκριμένη χρονική στιγμή t είναι:

$$SNR_{MRC} = \frac{\left| \sum_{i=1}^{n_r} a_i x_i \right|^2}{S_n B} \quad (4.4)$$

όπου S_n η PSD του θορύβου $n = \sum_{i=1}^{n_r} a_i n_i$ η οποία υπολογίζεται ίση με $S_n = \sum_{i=1}^{n_r} a_i^2 S_{n_i}$.

Επομένως η (4.4) γράφεται:

$$SNR_{MRC} = \frac{\left| \sum_{i=1}^{n_r} a_i x_i \right|^2}{\sum_{i=1}^{n_r} a_i^2 S_{n_i} B} \quad (4.5)$$

Η τιμή του a_i που μεγιστοποιεί τον SNR_{MRC} επιλέγεται ίση με [110]:

$$a_i = \frac{x_i}{S_{n_i} B} \quad (4.6)$$

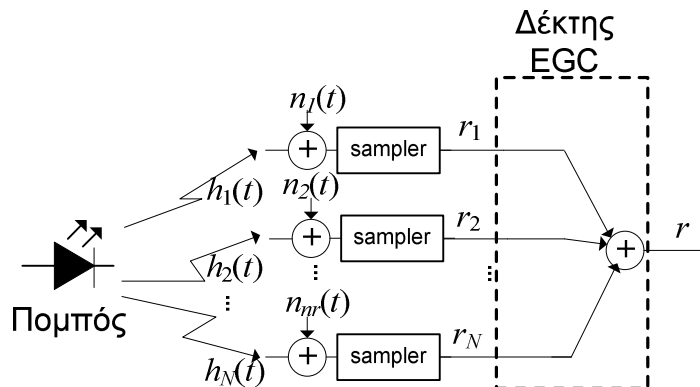
Αν λάβουμε υπόψη και την τιμή των συντελεστών a_i από την (4.6) ο στιγμιαίος SNR_{MRC} του συστήματος δίνεται από το άθροισμα των επιμέρους SNR_i σε κάθε κλάδο, δηλαδή:

$$SNR_{MRC} = \sum_{i=1}^{n_r} \frac{|x_i|^2}{S_{n_i} B} = \sum_{i=1}^{n_r} SNR_i \quad (4.7)$$

Επομένως ο συνολικός SNR ενός συστήματος MRC είναι μεγαλύτερος από τον SNR σε οποιονδήποτε άλλο κλάδο και μάλιστα όσο μεγαλύτερο είναι το πλήθος των κλάδων τόσο μεγαλύτερη είναι και η τιμή του SNR. Η τεχνική αυτή είναι η πιο αποδοτική τεχνική διαφορικότητας γιατί ακόμα και αν κανένα από τα κανάλια δεν έχει ικανοποιητική τιμή του SNR, το συνολικό SNR είναι πάντα μεγαλύτερο. Απαιτείται όμως γνώση του καναλιού για τον υπολογισμό των συντελεστών a_i . Το βασικό μειονέκτημα της τεχνικής MRC είναι η υψηλή πολυπλοκότητα και καθυστέρηση που εισάγει η διαδικασία επιλογής και προσαρμογής της τιμής των συντελεστών a_i έτσι ώστε να είναι πάντα ίση με το στιγμιαίο SNR_i σε κάθε κλάδο. Τέλος θα πρέπει να σημειωθεί ότι για τον υπολογισμό των a_i η ISI θεωρήθηκε αμελητέα.

4.2.2 Συνδυασμός ίσης απολαβής (EGC – Equal Gain Combining)

Η τεχνική EGC είναι μία πιο απλοποιημένη εκδοχή της MRC με συντελεστές $a_i = a = 1$. Τα σήματα σε όλους τους κλάδους δεν ενισχύονται αλλά απλά αθροίζονται έτσι ώστε να μην απαιτείται η γνώση του SNR του κάθε κλάδου ούτε και η συνεχής ρύθμιση των συντελεστών μειώνοντας σημαντικά την πολυπλοκότητα υλοποίησης του δέκτη. Από την άλλη μεριά η βελτίωση του SNR είναι μικρότερη από την MRC περίπτωση. Στο Σχήμα 26 απεικονίζεται η δομή ενός EGC δέκτη που χρησιμοποιεί n_r στοιχεία λήψης.



Σχήμα 26: Δέκτης EGC με n_r στοιχεία λήψης.

Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου

Σύμφωνα με την ανάλυση που προηγήθηκε για το δέκτη MRC, το σήμα r στην έξοδο του δέκτη EGC θα δίνεται από:

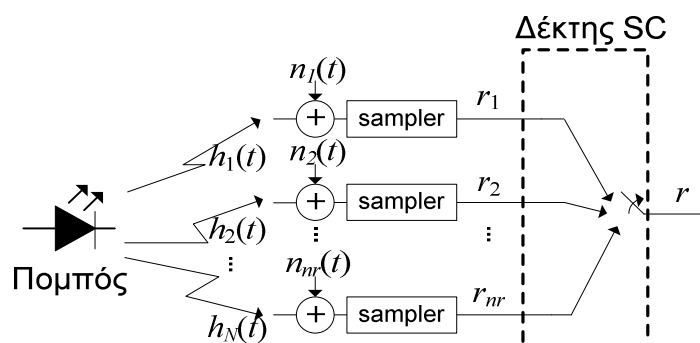
$$r = \sum_{i=1}^{n_r} r_i = \sum_{i=1}^{n_r} a[x_i + n_i] \quad (4.8)$$

και ο στιγμιαίος SNR_{EGC} υπολογίζεται ως [110]:

$$SNR_{EGC} = \frac{\left| \sum_{i=1}^{n_r} x_i \right|^2}{\sum_{i=1}^{n_r} S_{n_i} B} \quad (4.9)$$

4.2.3 Συνδυασμός επιλογής (SC – Selection Combining)

Στο Σχήμα 27 παρουσιάζεται η διάταξη ενός συστήματος διαφορικής λήψης με δέκτη SC. Στην περίπτωση αυτή σε κάθε χρονική στιγμή επιλέγεται εκείνος ο κλάδος του συστήματος στην έξοδο του οποίου εμφανίζεται η μεγαλύτερη τιμή στιγμιαίου SNR.



Σχήμα 27: Δέκτης SC με n_r στοιχεία λήψης.

Ο λόγος SNR_{SC} του συστήματος στην περίπτωση αυτή υπολογίζεται από:

$$SNR_{SC} = \max_i \{SNR_i\} \quad (4.10)$$

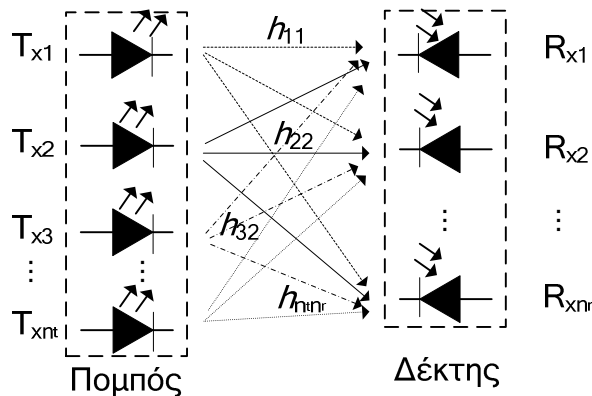
Η τεχνική αυτή βελτιώνει την απόδοση του συστήματος σε σχέση με ένα συμβατικό σύστημα που δε χρησιμοποιεί διαφορικότητα γιατί η πιθανότητα να έχουν ταυτόχρονα όλοι οι κλάδοι πολύ χαμηλό SNR είναι πολύ μικρή. Η υλοποίηση ενός τέτοιου δέκτη είναι απλή αφού το μόνο που απαιτείται είναι η μέτρηση του στιγμιαίου SNR σε όλους τους κλάδους και η χρήση ενός επιλογέα για την επιλογή του κλάδου με το μεγαλύτερο SNR. Ωστόσο το γεγονός ότι οι $n_r - 1$ κλάδοι δεν αξιοποιούνται και οι μεγάλες καθυστερήσεις που εισάγονται λόγω της συνεχούς μέτρησης του SNR δεν ευνοούν τη χρήση της τεχνικής αυτής στα σύγχρονα ασύρματα συστήματα.

Συγκρίνοντας τις (4.7), (4.9) και (4.10) προκύπτει ότι η MRC επιτυγχάνει το μέγιστο SNR του συστήματος και γι αυτό θεωρείται η βέλτιστη τεχνική χωρικής διαφορικής λήψης [113].

4.3 MIMO – Συστήματα πολλαπλών εισόδων-πολλαπλών εξόδων

Στη γενική περίπτωση που στη μεριά του πομπού βρίσκονται n_t στοιχεία εκπομπής και στη μεριά του δέκτη n_r στοιχεία λήψης, το σύστημα θα έχει τη μορφή που φαίνεται στο Σχήμα 28 και χαρακτηρίζεται ως σύστημα πολλαπλών εισόδων-πολλαπλών εξόδων (MIMO – Multiple Input Multiple Output). Τα MIMO συστήματα προκύπτουν συνδυάζοντας τις τεχνικές διαφορικής λήψης και διαφορικής εκπομπής. Στο Σχήμα 28 η κρουστική απόκριση του καναλιού που αντιστοιχεί στο j -οστό στοιχείο εκπομπής και k -οστό στοιχείο λήψης συμβολίζεται με h_{jk} .

Εάν στην πλευρά του δέκτη είναι διαθέσιμη η πληροφορία σχετικά με την κατάσταση του καναλιού (CSI), ενώ ο πομπός δεν έχει καμία τέτοια πληροφορία το σύστημα χαρακτηρίζεται ως ανοιχτού βρόχου. Ο δέκτης δηλαδή, γνωρίζει τους συντελεστές h_{jk} σε κάθε στιγμή και μπορεί να τους χρησιμοποιήσει για την αποκωδικοποίηση, την αποδιαμόρφωση και τη φώραση του απεσταλμένου σήματος. Για ένα στατικό κανάλι μπορούμε να υποθέσουμε ότι ο δέκτης διαθέτει CSI, αφού οι συντελεστές της κρουστικής απόκρισης του καναλιού μπορούν να υπολογιστούν σχετικά εύκολα με την αποστολή μιας ακολουθίας εκμάθησης (training sequence) για την εκτίμηση του καναλιού. Αντίθετα, στα συστήματα κλειστού βρόχου, ο δέκτης στέλνει πίσω στον πομπό κάποια πληροφορία για το κανάλι διαμέσου ενός καναλιού ανάδρασης (feedback channel). Την πληροφορία αυτή τη χρησιμοποιεί ο πομπός για να βελτιώσει την επίδοση του συστήματος με κατάλληλες τεχνικές beamforming [114] και προ-ισοστάθμισης (pre-equalization) [115]. Με τον τρόπο αυτό, βέβαια, αυξάνεται και η πολυπλοκότητα του τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Τα συστήματα που θα μελετηθούν στην παρούσα διατριβή είναι ανοιχτού βρόχου.



Σχήμα 28: Σύστημα $n_t \times n_r$, με n_t στοιχεία εκπομπής και n_r στοιχεία λήψης. Η κρουστική απόκριση του καναλιού μεταξύ του στοιχείου εκπομπής j και του στοιχείου λήψης k συμβολίζεται με h_{jk} .

Αν θεωρήσουμε ότι τη χρονική στιγμή i μεταδίδεται το μπλοκ συμβόλων $s = [s_{i1}, s_{i2}, \dots, s_{in_t}]$ από n_t στοιχεία εκπομπής, το σήμα που λαμβάνεται στο k -οστό στοιχείο λήψης θα είναι:

$$r_k = R_k \frac{P_T}{n_t} \sum_{j=1}^{n_t} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} s_{ij} h_{jk} + n_k \quad (4.11)$$

με R_k συμβολίζεται ο συντελεστής απόκρισης της k -οστής φωτοδιόδου, P_T η μέση ισχύς εκπομπής του συστήματος και $n_k(t)$ ο θόρυβος στο k -οστό στοιχείο λήψης. Θεωρήθηκε ότι οι συντελεστές h_{jk} περιλαμβάνουν εκτός από την κρουστική απόκριση του καναλιού και την επίδραση της μορφής του παλμού $p(t)$ που αντιστοιχεί στο απεσταλμένο σύμβολο. Η ισχύς εκπομπής του κάθε πομπού λαμβάνεται ίση με P_T/n_t ώστε η μέση

Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου

ισχύς του συστήματος να διατηρείται σταθερή και ίση με P_T . Τα σύμβολα s_{ij} ανήκουν στο χώρο συμβόλων (symbol space) του επιλεγμένου σχήματος διαμόρφωσης. Συνδυάζοντας όλα τα ληφθέντα σήματα $r(t)$ σε ένα διάνυσμα \mathbf{r} προκύπτει:

$$\mathbf{r} = \mathbf{s}\mathbf{H} + \mathbf{n} \quad (4.12)$$

όπου $\mathbf{n} = [n_{i1}, n_{i2}, \dots, n_{in_r}]$ και ο πίνακας καναλιού \mathbf{H} δίνεται από:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1n_r} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2n_r} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{n_i,1} & h_{n_i,2} & \dots & h_{n_i,n_r} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$\text{με } h_{jk} = R_k \frac{P_T}{n_t} \left[\frac{1}{T} \int_0^T dt (h_{jk}(t) \otimes p(t)) \right].$$

Η μέση τιμή του SNR σε ένα τέτοιο σύστημα υπολογίζεται ως ο λόγος της συνολικής μέσης ισχύος των ληφθέντων σημάτων προς τη συνολική μέση ισχύ του θορύβου σε όλα τα στοιχεία λήψης:

$$SNR = \frac{E\{\|\mathbf{H}\mathbf{s}\|^2\}}{E\{\|\mathbf{n}\|^2\}} \quad (4.14)$$

Στην (4.14) ο τελεστής $E\{\}$ συμβολίζει τη μέση τιμή του σήματος και ο τελεστής $\|\|$ το μέτρο των διανυσμάτων $\mathbf{H}\mathbf{s}$ και \mathbf{n} . Η ανίχνευση του απεσταλμένου συμβόλου s_{ij} πραγματοποιείται υπολογίζοντας τις Ευκλείδειες αποστάσεις μεταξύ του πραγματικού λαμβανόμενου σήματος r_k που δίνεται από την (4.11) και όλων των δυνατών απεσταλμένων σημάτων σύμφωνα με τη:

$$d^2 = \sum_{k=1}^{n_r} \left| r_k - \sum_{j=1}^{n_r} h_{jk} s_j \right|^2 \quad (4.15)$$

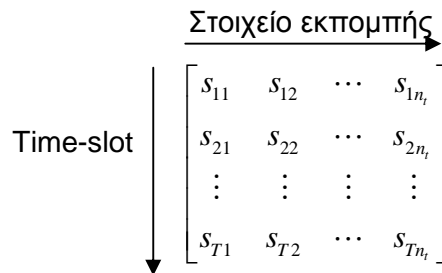
Στην περίπτωση ενός ανιχνευτή μέγιστης πιθανοφάνειας (ML – Maximum Likelihood) [87] η απόφαση λαμβάνεται υπέρ του συμβόλου s_{ij} για το οποίο η απόσταση d ελαχιστοποιείται. Σε ένα συμβατικό σύστημα MIMO το σήμα που λαμβάνεται σε κάθε στοιχείο λήψης αποτελείται από το συνδυασμό των απεσταλμένων σημάτων από όλα τα στοιχεία εκπομπής με αποτέλεσμα η αποδιαμόρφωση μέγιστης πιθανοφάνειας να απαιτεί μία «εξαντλητική» αναζήτηση ανάμεσα σε όλα τα διανύσματα εισόδου που είναι πιθανό να έχουν μεταδοθεί από τον πομπό εισάγοντας μεγάλη πολυπλοκότητα ακόμα και για μικρό αριθμό στοιχείων εκπομπής. Αν όμως, ο πίνακας του καναλιού \mathbf{H} είναι γνωστός στον πομπό είναι δυνατό να μειωθεί αρκετά η πολυπλοκότητα της αποκωδικοποίησης, όπως θα αποδειχθεί στην επόμενη ενότητα.

4.4 Διαφορικότητα εκπομπής – Μπλοκ Κωδικοποίηση χώρου-χρόνου (STBC)

Τα συστήματα διαφορικής λήψης καθώς και τα συστήματα MIMO που περιγράφηκαν στις προηγούμενες παραγράφους χρησιμοποιούν επιπλέον στοιχεία στο δέκτη με αποτέλεσμα την αύξηση στην πολυπλοκότητα, το μέγεθος και την κατανάλωση ισχύος των τερματικών. Οι απαιτήσεις για κινητικότητα, χαμηλό κόστος και χαμηλή κατανάλωση ισχύος στα κινητά τερματικά των ασύρματων οπτικών συστημάτων δεν ευνοούν τη χρήση διαφορικής λήψης σε αντίθεση με τους σταθμούς βάσης όπου οι περιορισμοί στο μέγεθος, το κόστος και την κατανάλωση ισχύος είναι πιο «χαλαροί». Το γεγονός αυτό οδήγησε στην ανάπτυξη των τεχνικών διαφορικής εκπομπής. Η πιο γνωστή τεχνική διαφορικής εκπομπής είναι η διαφορικότητα χώρου-χρόνου, ή αλλιώς μπλοκ κωδικοποίηση χώρου-χρόνου (STBC – Space Time Block Coding) [116], [117].

Τα συστήματα STBC αποτελούνται από δύο ή περισσότερα στοιχεία εκπομπής στην πλευρά του πομπού και ένα ή περισσότερα στοιχεία λήψης στη μεριά του δέκτη και συνδυάζουν τις τεχνικές χωρικής και χρονικής διαφορικότητας εκπομπής.

Για την υλοποίηση ενός κώδικα χώρου-χρόνου χρησιμοποιείται ένας πίνακας συμβόλων. Κάθε σειρά του πίνακα αντιπροσωπεύει μία χρονική στιγμή (time-slot) στην οποία εκπέμπεται ένα σύμβολο και κάθε στήλη του πίνακα αντιπροσωπεύει το στοιχείο εκπομπής του συμβόλου σε κάθε time-slot. Ο πίνακας συμβόλων για ένα σύστημα με n_t στοιχεία εκπομπής απεικονίζεται στο Σχήμα 29 όπου, s_{ij} είναι το σύμβολο που εκπέμπεται από το στοιχείο j κατά το i -οστό time-slot. Τα σύμβολα s_{ij} καθορίζονται από το επιλεγμένο σχήμα διαμόρφωσης.



Σχήμα 29: Πίνακας συμβόλων εκπομπής, s_{ij} , ενός STBC συστήματος με n_t στοιχεία εκπομπής και T time-slots.

Ο χαρακτηρισμός «μπλοκ» κωδικοποίηση οφείλεται στο γεγονός ότι κατά τη χρονική περίοδο T μεταδίδεται ένα σύνολο (ή αλλιώς μπλοκ) συμβόλων από όλα τα στοιχεία εκπομπής. Τα μπλοκ των συμβόλων που εκπέμπονται σε κάθε χρονική στιγμή, στη διάρκεια της περιόδου T , αποτελούνται από τα ίδια σύμβολα, τα συζυγή τους ή γραμμικούς συνδυασμούς αυτών. Ο πίνακας συμβόλων STBC εκφράζεται ως ο γραμμικός συνδυασμός δύο πινάκων, \mathbf{A}_i και \mathbf{B}_i , διαστάσεων $T \times n_t$ [117]:

$$\mathbf{s} = \sum_{i=1}^{n_s} (\bar{s}_i \mathbf{A}_i + j\tilde{s}_i \mathbf{B}_i) \quad (4.16)$$

όπου $\{s_1, s_2, \dots, s_{n_s}\}$ είναι το σύνολο των προς μετάδοση συμβόλων, $\bar{s}_i = \text{Re}\{s_i\}$, $\tilde{s}_i = \text{Im}\{s_i\}$, οι τελεστές $\text{Re}\{x\}$, $\text{Im}\{x\}$ συμβολίζουν το πραγματικό και το φανταστικό μέρος του αριθμού x αντίστοιχα και n_s το πλήθος των συμβόλων που πρόκειται να αποσταλούν. Ο ρυθμός κώδικα (code rate) σε ένα τέτοιο σύστημα είναι ο μέσος αριθμός

Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου

συμβόλων που εκπέμπονται ανά χρονική στιγμή στη διάρκεια ενός μπλοκ, και δίνεται από τη σχέση:

$$R_s = \frac{n_s}{T} \quad (4.17)$$

Ο πίνακας \mathbf{s} είναι γραμμικός ως προς τα $\{\tilde{s}_i, \tilde{s}_i^*\}$ αλλά στη γενική περίπτωση δε μπορεί να εκφραστεί σαν γραμμικός συνδυασμός των μιγαδικών συμβόλων $\{s_i\}$. Η (4.16) μπορεί να γραφεί και ως [117]:

$$\mathbf{s} = \sum_{i=1}^{n_s} (s_i \tilde{\mathbf{A}}_i + s_i^* \tilde{\mathbf{B}}_i) \quad (4.18)$$

όπου:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{A}}_i &= \frac{\mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i}{2} \\ \tilde{\mathbf{B}}_i &= \frac{\mathbf{A}_i - \mathbf{B}_i}{2} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Ο σχεδιασμός ενός κώδικα STBC στηρίζεται στην επιλογή του κατάλληλου ζεύγους πινάκων \mathbf{A}_i και \mathbf{B}_i ώστε να ικανοποιούνται οι απαιτήσεις του εκάστοτε συστήματος ως προς την ισχύ εκπομπής [118], ως προς την πιθανότητα σφάλματος [119] κ.α.

Οι κώδικες STBC διακρίνονται σε τρεις μεγάλες κατηγορίες ανάλογα με τον πίνακα συμβόλων που χρησιμοποιούν [117]:

- ορθογώνιοι (Orthogonal Space Time Block Codes – OSTBCs)
- ημιορθογώνιοι (Quasi-Orthogonal Space Time Block Codes – QOSTBCs)
- μη-ορθογώνιοι (Non-Orthogonal Space Time Block Codes).

Οι ορθογώνιοι κώδικες (OSTBC) χαρακτηρίζονται από έναν πίνακα συμβόλων στον οποίο όλες οι στήλες είναι μεταξύ τους ορθογώνιες γεγονός που απλοποιεί σημαντικά τη διαδικασία ανίχνευσης στο δέκτη. Αντίθετα στους ημιορθογώνιους (QOSTBC) κώδικες κάποιες μόνο στήλες είναι μεταξύ τους ορθογώνιες ενώ στους μη-ορθογώνιους κώδικες (NOSTBC) καμία. Στην παρούσα μελέτη το ενδιαφέρον εστιάζεται στους ορθογώνιους κώδικες OSTBC και ειδικότερα στον κώδικα του Alamouti [108].

4.4.1 Ορθογώνιοι κώδικες STBC

Οι OSTBCs αποτελούν την πιο διαδεδομένη κατηγορία κωδίκων χώρου-χρόνου. Το σημαντικότερο πλεονέκτημα των συστημάτων OSTBC είναι το ότι αποσυμπλέκεται η ανίχνευση των συμβόλων, δηλαδή κάθε ένα από τα απεσταλμένα σύμβολα του μπλοκ είναι δυνατό να ανιχνευθεί ανεξάρτητα από τα υπόλοιπα απλοποιώντας σημαντικά τη διαδικασία της φώρασης. Οι κώδικες OSTBC χρησιμοποιούνται ευρέως σε τοπικά RF δίκτυα (LANs – Local Area Networks) [120], σε δίκτυα GSM και EDGE καθώς και στα 3^{ης} γενιάς κυψελωτά δίκτυα W-CDMA [122].

Σε έναν ορθογώνιο κώδικα χώρου-χρόνου ο πίνακας των δυνατών συμβόλων έχει την εξής ιδιότητα:

$$\mathbf{ss}^H = \sum_{i=1}^{n_s} |s_i|^2 \mathbf{I} \quad (4.20)$$

όπου \mathbf{I} ο μοναδιαίος πίνακας και ο εκθέτης H υποδηλώνει την Ερμιτιανή (μιγαδικό ανάστροφο) ενός πίνακα.

Απαραίτητη προϋπόθεση για να ισχύει η (4.20) είναι οι πίνακες \mathbf{A}_i και \mathbf{B}_i να ικανοποιούν τις παρακάτω σχέσεις [117]:

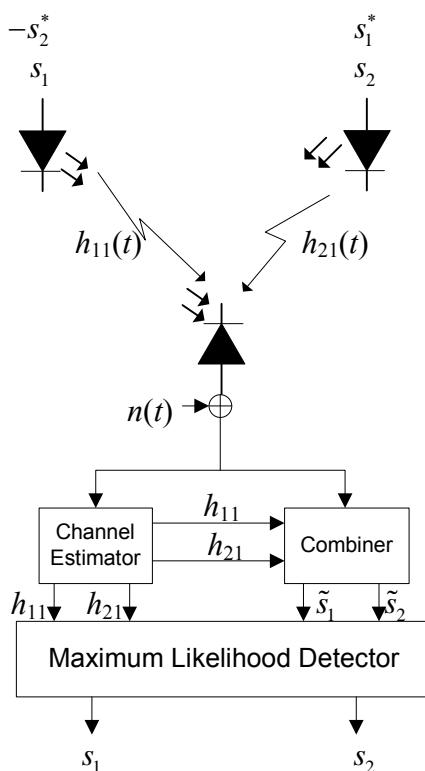
$$\begin{aligned} \mathbf{A}_i \mathbf{A}_i^H &= \mathbf{I}, \mathbf{B}_i \mathbf{B}_i^H = \mathbf{I} \\ \mathbf{A}_i \mathbf{A}_n^H &= -\mathbf{A}_n \mathbf{A}_i^H, \mathbf{B}_i \mathbf{B}_n^H = -\mathbf{B}_n \mathbf{B}_i^H \quad i \neq n \\ \mathbf{A}_i \mathbf{B}_n^H &= \mathbf{B}_n \mathbf{A}_i^H \end{aligned} \quad (4.21)$$

όπου $i=1, \dots, n_s$ και $n=1, \dots, n_s$. Οι πίνακες \mathbf{A}_i και \mathbf{B}_i στην περίπτωση ενός κώδικα OSTBC μπορούν να είναι πραγματικοί ενώ σε όλες τις υπόλοιπες περιπτώσεις, QOSTBC και NOSTBC, είναι μιγαδικοί.

Σύμφωνα με την (4.20) όλες οι στήλες του πίνακα συμβόλων ενός κώδικα OSTBC είναι μεταξύ τους ορθογώνιες. Αυτό σημαίνει ότι οι ακολουθίες μεταδιδόμενων σημάτων από δύο οποιαδήποτε στοιχεία εκπομπής είναι ορθογώνιες. Η ιδιότητα της ορθογωνικότητας των στηλών παρέχει το μεγάλο πλεονέκτημα των OSTBCs, τη δυνατότητα απλής γραμμικής αποκωδικοποίησης στο δέκτη με το κριτήριο μέγιστης πιθανοφάνειας (ML – Maximum Likelihood criterion) [87]. Έτσι, κάθε σύμβολο αποκωδικοποιείται ξεχωριστά στο δέκτη με τη χρήση μόνο γραμμικών διαδικασιών. Στην περίπτωση που το κανάλι εισάγει ISI απαιτείται η χρήση κατάλληλων διατάξεων ισοστάθμισης ή OFDM για την αντιμετώπιση της ISI και την ανεξάρτητη αποκωδικοποίηση των συμβόλων [121]. Για να επιτευχθεί η γραμμική αποκωδικοποίηση, είναι απαραίτητο όπως προαναφέρθηκε, ο δέκτης να έχει πλήρη γνώση του καναλιού (CSI), το οποίο παραμένει σταθερό για τη χρονική διάρκεια ενός μπλοκ.

4.4.2 Κώδικας Alamouti OSTBC 2x1

Η πιο διαδεδομένη τεχνική OSTBC είναι η τεχνική Alamouti που προτάθηκε από τον Alamouti το 1998 [108] και έχει ενσωματωθεί στο πρότυπο για τα 3^{rd} γενιάς W-CDMA κυψελωτά δίκτυα [122]. Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιεί δύο στοιχεία εκπομπής, $n_t=2$, αλλά μπορεί να επεκταθεί και σε περισσότερα, και ένα ή περισσότερα στοιχεία λήψης, $n_r \geq 1$. Για λόγους απλούστευσης θα θεωρήσουμε αρχικά ένα σύστημα με δύο στοιχεία εκπομπής και ένα στοιχείο λήψης, δηλαδή $n_t=2$ και $n_r=1$. Το σύστημα αυτό χαρακτηρίζεται ως Alamouti 2x1 και φαίνεται στο Σχήμα 30.



Σχήμα 30: Σύστημα διαφορικής εκπομπής με $n_r=2$ και $n_t=1$.

Έστω ότι τη χρονική στιγμή t εκπέμπεται το σύμβολο s_1 από το πρώτο στοιχείο εκπομπής και το σύμβολο s_2 από το δεύτερο. Την επόμενη χρονική στιγμή $t+T$ εκπέμπονται τα σύμβολα $-s_2^*$ και s_1^* από το πρώτο και δεύτερο στοιχείο εκπομπής αντίστοιχα. Τα σύμβολα s_1 και s_2 ανήκουν στο σύνολο $\{s_m\}$ ενός M -αδικού σχήματος διαμόρφωσης και το $*$ συμβολίζει το συζυγή μιγαδικό. Επομένως, ο πίνακας συμβόλων του σχήματος Alamouti θα δίνεται από:

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Όπως προαναφέρθηκε, οι γραμμές του πίνακα αντιστοιχούν στις χρονικές στιγμές t και $t+T$, όπου T η χρονική διάρκεια ενός συμβόλου, και οι στήλες του πίνακα αντιστοιχούν στο πρώτο και δεύτερο στοιχείο εκπομπής. Οι πίνακες \mathbf{A}_i και \mathbf{B}_i στην περίπτωση αυτή είναι:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

και ικανοποιούν την (4.21). Επομένως ο κώδικας Alamouti είναι OSTBC με code rate $R_s=1$ ($n_s=2$, $T=2$) και παρέχει τη δυνατότητα ανεξάρτητης αποκωδικοποίησης των συμβόλων στο δέκτη.

Το σήμα που λαμβάνεται στο δέκτη τη χρονική στιγμή t θα είναι:

$$r^{(t)} = R \frac{P_T}{2} [s_1 h_{11} + s_2 h_{21}] + n \quad (4.24)$$

όπου h_{11} το κέρδος του καναλιού μεταξύ του πρώτου στοιχείου εκπομπής και της φωτοδιόδου, h_{21} το κέρδος του καναλιού μεταξύ του δεύτερου και της φωτοδιόδου, R ο συντελεστής απόκρισης της φωτοδιόδου, $P_T/2$ η ισχύς εκπομπής του κάθε στοιχείου εκπομπής και $n(t)$ ο θόρυβος του συστήματος. Ο υπολογισμός των $h_{j1}(t)$ πραγματοποιήθηκε με τη μέθοδο προσομοιώσεων Monte Carlo που περιγράφεται στην παράγραφο 2.7.

Στην (4.24) η διαίρεση της ισχύος P_T διά 2, εξασφαλίζει ότι η μέση ισχύς του συστήματος διατηρείται ίση με P_T . Θεωρούμε ότι στα h_{11} και h_{21} συμπεριλαμβάνεται η επίδραση της κυματομορφής $p(t)$ του παλμού που αντιστοιχεί στο επιλεγμένο σχήμα

διαμόρφωσης, δηλαδή $h_{jk} \equiv \frac{1}{T} \int_0^T dt (h_{jk}(t) \otimes p(t))$.

Την επόμενη χρονική στιγμή, $t+T$, το ληφθέν σήμα θα δίνεται από:

$$r^{(t+T)} = R \frac{P_T}{2} [-s_2^* h_{11} + s_1^* h_{21}] + n \quad (4.25)$$

Το κανάλι θεωρείται ότι παραμένει σταθερό στη διάρκεια ενός συμβόλου T και το ίδιο ισχύει και για το θόρυβο. Συνδυάζοντας τις (4.24) και (4.25) σε μορφή πινάκων έχουμε:

$$\begin{bmatrix} r^{(t)} \\ r^{(t+T)} \end{bmatrix} = \frac{RP_T}{2} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n \\ n \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Η (4.26) μπορεί να γραφεί και ως εξής:

$$\begin{bmatrix} r^{(t)} \\ r^{*(t+T)} \end{bmatrix} = \frac{RP_T}{2} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{21}^* & -h_{11}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n \\ n^* \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Ο πίνακας στήλη στο αριστερό μέρος της (4.27) είναι ο πίνακας του ληφθέντος σήματος \mathbf{r} , ο πίνακας 2×2 στη δεξιά πλευρά της (4.27) είναι ο πίνακας του καναλιού \mathbf{H} και τέλος ο πίνακας στήλη είναι ο πίνακας των απεσταλμένων συμβόλων \mathbf{s} και ο πίνακας του θορύβου \mathbf{n} . Η (4.27) μπορεί να γραφεί ως:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (4.28)$$

Στη συνέχεια ο γραμμικός δέκτης, που διαθέτει CSI, πολλαπλασιάζει το ληφθέν σήμα που δίνεται στην (4.27) με τον Ερμιτιανό πίνακα $\mathbf{H}^H = (\mathbf{H}^T)^*$, όπου ο εκθέτης T συμβολίζει τον ανάστροφο του πίνακα και ο αστερίσκος τον συζυγή μιγαδικό αυτού:

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{21} \\ h_{21}^* & -h_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r^{(t)} \\ r^{*(t+T)} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

Η (4.29) με τη βοήθεια της (4.26) δίνει:

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} = \frac{RP_T}{2} \begin{bmatrix} |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 & 0 \\ 0 & |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{11}^* n + h_{21} n^* \\ h_{21}^* n - h_{11} n^* \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

Στην εξίσωση (4.30) φαίνεται ότι η διαδικασία της ανίχνευσης απλοποιείται σε μεγάλο βαθμό αφού μπορεί να γίνει ανεξάρτητα για καθένα από τα δύο σύμβολα. Σε περίπτωση AWGN με PSD N_0 , ο δεύτερος όρος στο δεξί μέλος της (4.30) είναι και πάλι AWGN με PSD $(|h_{11}|^2 + |h_{21}|^2)N_0$.

Ο μέσος SNR ενός τέτοιου συστήματος υπολογίζεται από:

$$SNR_{2 \times 1} = \frac{R^2 P_T^2 (|h_{11}|^2 + |h_{21}|^2)}{4N_0 B} \quad (4.31)$$

όπου B το εύρος ζώνης διαμόρφωσης του συστήματος. Ο συντελεστής 4 στον παρονομαστή προκύπτει επειδή έχουμε θεωρήσει ότι το κάθε στοιχείο εκπέμπει ισχύ ίση με τη μισή μέση ισχύ του συστήματος. Συγκρίνοντας την (4.31) με την (4.7) παρατηρούμε ότι για να επιτύχει το σύστημα 2×1 μεγαλύτερο SNR από το MRC 1×2 σύστημα πρέπει να ισχύει η ανισότητα:

$$|h_{21}|^2 \geq 3|h_{11}|^2 + 4|h_{12}|^2 \quad (4.32)$$

με την προϋπόθεση η κάθε μία από τις φωτοδιόδους του συστήματος 1×2 να έχει τον ίδιο θόρυβο με αυτή του συστήματος 2×1 . Η συνθήκη (4.32) είναι δυνατό να ικανοποιηθεί σε κάποιες περιπτώσεις ανάλογα με την επιλογή των θέσεων των δύο στοιχείων εκπομπής του συστήματος 2×1 . Ενδιαφέρον παρουσιάζει η διερεύνηση της περίπτωσης να υπάρχουν αντί για ένα, δύο στοιχεία λήψης στο δέκτη που θα εξετασθεί στη συνέχεια.

4.4.3 Κώδικας Alamouti OSTBC 2×2

Θα θεωρήσουμε ένα σύστημα το οποίο αποτελείται από δύο στοιχεία εκπομπής στη μεριά του πομπού και δύο φωτοδιόδους στην πλευρά του δέκτη, δηλαδή $n_t=2$ και $n_r=2$. Το σύστημα αυτό χαρακτηρίζεται ως Alamouti 2×2 . Στην περίπτωση αυτή ο πίνακας συμβόλων s δίνεται και πάλι από την (4.22). Το λαμβανόμενο σήμα στην πρώτη και τη δεύτερη φωτοδίοδο κατά τη χρονική στιγμή t είναι:

$$\begin{aligned} r_1^{(t)} &= \frac{RP_T}{2} [s_1 h_{11} + s_2 h_{21}] + n_1 \\ r_2^{(t)} &= \frac{RP_T}{2} [s_1 h_{12} + s_2 h_{22}] + n_2 \end{aligned} \quad (4.33)$$

όπου h_{jk} το κέρδος του καναλιού μεταξύ του j -οστού στοιχείου εκπομπής και της k -οστής φωτοδίοδου, R ο συντελεστής απόκρισης της φωτοδίοδου, $P_T/2$ η ισχύς εκπομπής του κάθε στοιχείου και n_k ο θόρυβος στην k -οστή φωτοδίοδο. Στην (4.33) η διαίρεση της ισχύος P_T διά 2, εξασφαλίζει ότι η μέση ισχύς του συστήματος διατηρείται ίση με P_T .

Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου

Θεωρούμε ότι στα h_{jk} συμπεριλαμβάνεται η επίδραση της κυματομορφής του παλμού που αντιστοιχεί στο επιλεγμένο σχήμα διαμόρφωσης, δηλαδή $h_{jk} \equiv \frac{1}{T} \int_0^T dt (h_{jk}(t) \otimes p(t))$.

Ομοίως τη χρονική στιγμή $t+T$ το λαμβανόμενο σήμα στην πρώτη και δεύτερη φωτοδίοδο θα είναι:

$$\begin{aligned} r_1^{(t+T)} &= \frac{RP_T}{2} [-s_2^* h_{11} + s_1^* h_{21}] + n_1 \\ r_2^{(t+T)} &= \frac{RP_T}{2} [-s_2^* h_{12} + s_1^* h_{22}] + n_2 \end{aligned} \quad (4.34)$$

Θα θεωρήσουμε ότι το κανάλι είναι στατικό στη διάρκεια ενός συμβόλου, δηλαδή $h_{jk}(t+T)=h_{jk}(t)$. Το ίδιο ισχύει και για το θόρυβο, δηλαδή $n_k(t+T)=n_k(t)$. Συνδυάζοντας τις (4.33) και (4.34) καταλήγουμε στη:

$$\begin{bmatrix} r_1^{(t)} \\ r_2^{(t)} \\ r_1^{*(t+T)} \\ r_2^{*(t+T)} \end{bmatrix} = \frac{RP_T}{2} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \\ h_{21}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{12}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_1^* \\ n_2^* \end{bmatrix} \Leftrightarrow \mathbf{r} = \frac{RP_T}{2} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (4.35)$$

Στη συνέχεια, ο γραμμικός δέκτης πολλαπλασιάζει τον πίνακα του λαμβανόμενου σήματος \mathbf{r} με τον ερμιτιανό πίνακα του \mathbf{H} , \mathbf{H}^H οπότε προκύπτει:

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{12}^* & h_{21} & h_{22} \\ h_{21}^* & h_{22}^* & -h_{11} & -h_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1^{(t)} \\ r_2^{(t)} \\ r_1^{*(t+T)} \\ r_2^{*(t+T)} \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

Η (4.36) με τη βοήθεια της (4.35) καταλήγει στην:

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} = \frac{RP_T}{2} \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^2 \sum_{k=1}^2 |h_{jk}|^2 & 0 \\ 0 & \sum_{j=1}^2 \sum_{k=1}^2 |h_{jk}|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{11}^* n_1 + h_{12}^* n_2 + h_{21} n_1^* + h_{22} n_2^* \\ h_{21}^* n_1 + h_{22}^* n_2 - h_{11} n_1^* + h_{12} n_2^* \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

Σε περίπτωση AWGN με PSD N_0 , ο δεύτερος όρος στο δεξί μέλος της (4.30) είναι και πάλι AWGN με PSD $(|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2)N_0$.

Σύμφωνα με την (4.37) όπως και στην περίπτωση του συστήματος 2×1 , η ανίχνευση του συμβόλου s_1 αποσυμπλέκεται από αυτή του s_2 και μπορεί να πραγματοποιηθεί ανεξάρτητα εφαρμόζοντας το κριτήριο της μέγιστης πιθανοφάνειας. Κατά την ανίχνευση του συμβόλου s_1 η απόφαση είναι υπέρ του συμβόλου s_j όταν:

$$d^2(\tilde{s}_1, s_j) \leq d^2(\tilde{s}_1, s_p) \quad \forall j \neq p \quad (4.38)$$

Ομοίως και κατά την ανίχνευση του συμβόλου s_2 η απόφαση είναι υπέρ του συμβόλου s_j όταν:

$$d^2(\tilde{s}_2, s_j) \leq d^2(\tilde{s}_2, s_p) \quad \forall j \neq p \quad (4.39)$$

όπου η απόσταση $d^2(x,y)$ είναι η Ευκλείδεια απόσταση μεταξύ δύο σημάτων x,y η οποία υπολογίζεται από:

$$d^2(x,y) = (x-y)(x^* - y^*) \quad (4.40)$$

Ο μέσος SNR του συστήματος 2x2 υπολογίζεται από:

$$(4.41)$$

όπου B το εύρος ζώνης διαμόρφωσης του συστήματος. Ο συντελεστής 4 στον παρονομαστή προκύπτει επειδή έχουμε θεωρήσει ότι το κάθε στοιχείο του πομπού εκπέμπει ισχύ ίση με τη μισή μέση ισχύ του συστήματος. Συγκρίνοντας την (4.41) με την (4.7) η οποία χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό του SNR σε ένα σύστημα MRC, παρατηρούμε ότι το σχήμα Alamouti 2x2 δίνει μεγαλύτερο ή ίσο SNR όταν:

$$\left(|h_{21}|^2 + |h_{22}|^2\right) \geq 3\left(|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2\right) \quad (4.42)$$

Η συνθήκη της (4.42) είναι δυνατό να ικανοποιηθεί με κατάλληλη επιλογή των θέσεων των στοιχείων εκπομπής του συστήματος.

Οι συνθήκες (4.32) και (4.42) είναι πιο «χαλαρές» στην περίπτωση ενός σύμφωνου συστήματος ανίχνευσης στο οποίο, όπως θα αποδειχθεί στο Κεφάλαιο 5, ο συντελεστής 3 των (4.32) και (4.42) γίνεται ίσος με τη μονάδα.

4.5 Επαναληπτικοί κώδικες (Repetition Coding)

Θα θεωρήσουμε και πάλι ένα σύστημα το οποίο αποτελείται από δύο στοιχεία εκπομπής στη μεριά του πομπού και μία φωτοδίοδο στην πλευρά του δέκτη, δηλαδή $n_t=2$ και $n_r=1$. Το σύστημα αυτό χαρακτηρίζεται ως RC 2x1. Στην περίπτωση αυτή ο πίνακας συμβόλων \mathbf{s} δίνεται από την:

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 & s_1 \\ s_2 & s_2 \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

Σύμφωνα με την (4.43) τη χρονική στιγμή t και τα δύο στοιχεία εκπομπής μεταδίδουν το σύμβολο s_1 . Την επόμενη χρονική στιγμή $t+T$ το κάθε στοιχείο εκπέμπει το σύμβολο s_2 . Το φωτόρευμα που δημιουργείται στη φωτοδίοδο κατά τη χρονική στιγμή t είναι:

$$r^{(t)} = \frac{RP_T}{2} [h_{11} + h_{21}]s_1 + n \quad (4.44)$$

όπου h_{j1} το κέρδος του καναλιού μεταξύ του j -οστού στοιχείου εκπομπής και της φωτοδιόδου, R ο συντελεστής απόκρισης της φωτοδιόδου, $P_T/2$ η ισχύς εκπομπής του κάθε στοιχείου και n ο θόρυβος στην φωτοδίοδο. Στην (4.33) η διαίρεση της ισχύος P_T διά 2, εξασφαλίζει ότι η μέση ισχύς του συστήματος διατηρείται ίση με P_T . Θεωρούμε ότι στα h_{j1} συμπεριλαμβάνεται η επίδραση της κυματομορφής του παλμού που αντιστοιχεί

στο επιλεγμένο σχήμα διαμόρφωσης, δηλαδή $h_{j1} \equiv \frac{1}{T} \int_0^T dt (h_{j1}(t) \otimes p(t))$.

Ομοίως τη χρονική στιγμή $t+T$ το φωτόρευμα που δημιουργείται στην φωτοδίοδο θα είναι:

$$r^{(t+T)} = \frac{RP_T}{2} [h_{11} + h_{21}] s_2 + n \quad (4.45)$$

Θα θεωρήσουμε ότι το κανάλι είναι στατικό στη διάρκεια ενός συμβόλου, δηλαδή $h_{j1}(t+T)=h_{j1}(t)$. Το ίδιο ισχύει και για το θόρυβο, δηλαδή $n(t+T)=n(t)$. Ο μέσος SNR του συστήματος RC 2x1 υπολογίζεται από:

$$SNR_{RC_{2 \times 1}} = \frac{R^2 P_T^2 \left(\sum_{j=1}^2 h_{j1} \right)^2}{4 N_0 B} \quad (4.46)$$

Στη γενική περίπτωση που θεωρούμε n_t και n_r στοιχεία λήψης η (4.46) μπορεί να γραφεί ως:

$$SNR_{RC_{n_T \times n_R}} = \left(\frac{RP_T}{n_T} \right)^2 \frac{\left(\sum_{j=1}^{n_r} \sum_{k=1}^{n_t} h_{jk} \right)^2}{N_0 B} \quad (4.47)$$

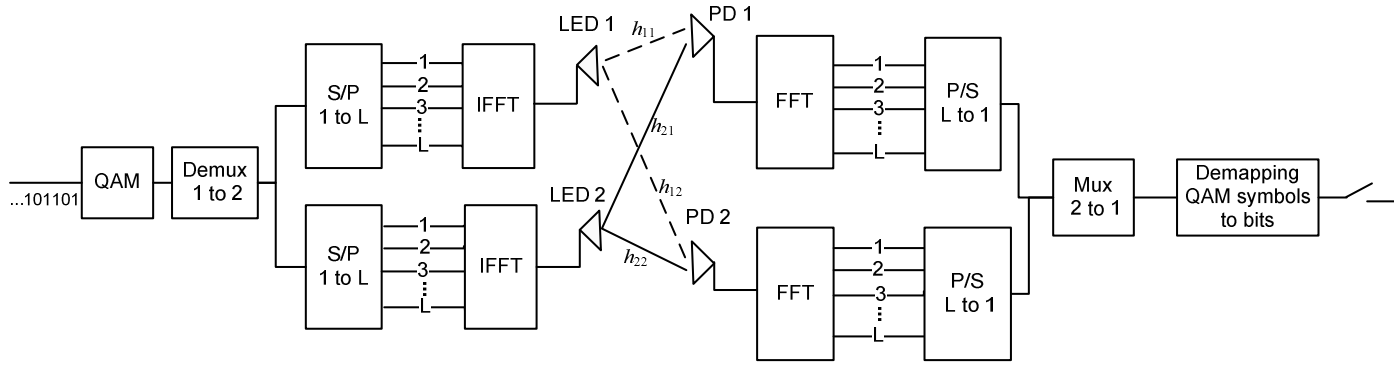
Εφόσον εξετάζουμε ένα σύστημα IM/DD οι συντελεστές h_{j1} εκφράζουν οπτική ισχύ και επομένως $h_{j1} > 0$. Αν συγκρίνει κανένας την (4.46) με την (4.31) και λαμβάνοντας υπόψη

ότι $\left(\sum_{j=1}^2 h_{j1} \right)^2 \geq \sum_{j=1}^2 |h_{j1}|^2$, αφού $h_{j1} > 0$, ο SNR που επιτυγχάνεται με τους επαναληπτικούς

κώδικες είναι μεγαλύτερος από αυτόν που του συστήματος Alamouti. Με μια πρώτη εκτίμηση της πιθανότητας σφάλματος σύμφωνα με την (3.30) μπορεί κανένας να συμπεράνει ότι η απόδοση απλών επαναληπτικών κωδίκων θα υπερτερεί αυτή των STBC σε IM/DD συστήματα.

4.6 Πιθανότητα σφάλματος STBC/DMT συστήματος

Στην παράγραφο αυτή πραγματοποιείται υπολογισμός της πιθανότητας σφάλματος bit (BER – Bit Error Rate) ενός ασύρματου οπτικού συστήματος που χρησιμοποιεί Alamouti STBC σε συνδυασμό με DMT διαμόρφωση. Το μπλοκ διάγραμμα του συστήματος παρουσιάζεται στο Σχήμα 31.



Σχήμα 31: Μπλοκ διάγραμμα DMT Alamouti 2x2 συστήματος.

Όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 2.5.1δ μία DMT κυματομορφή περιγράφεται από την εξίσωση (2.21), η οποία για λόγους ευκολίας στην αναφορά επαναλαμβάνεται εδώ:

$$x_{\text{DMT}}(t) = A \operatorname{Re} \left\{ \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=1}^{L-1} s_{q,l} e^{j2\pi f_l t} p(t - qT_s) \right\} + P_{DC} \quad (4.48)$$

όπου A το πλάτος της κυματομορφής, $s_{q,l}$ το q -ιστό QAM σύμβολο που μεταδίδεται πάνω στο l -ιστό υποφέρον, f_l η κεντρική συχνότητα του l -ιστού υποφέροντος και $p(t)$ ένας τετραγωνικός παλμός διάρκειας T_s και μοναδιαίου πλάτους που δίνεται από την:

$$p(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & \text{αλλού} \end{cases} \quad (4.49)$$

Το υπό μελέτη σύστημα είναι IM/DD, δηλαδή η (4.48) εκφράζει την εκπεμπόμενη οπτική ισχύ και γι αυτό το λόγο μπορεί να πάρει μόνο θετικές τιμές, $x_{\text{DMT}}(t) \geq 0$. Αυτό εξασφαλίζεται από την εισαγωγή του όρου P_{DC} στο δεξί μέλος της (4.48) ώστε είναι πάντα θετική. Τα μιγαδικά M -QAM σύμβολα μπορούν να γραφούν ως:

$$s_{q,l} = a_{q,l} + j b_{q,l} \quad (4.50)$$

όπου τα πλάτη $a_{q,l}$ και $b_{q,l}$ υπολογίζονται από την:

$$a, b = 2u - (\sqrt{M} + 1) \quad (4.51)$$

με $1 \leq u \leq M^{1/2}$ και M το πλήθος των δυνατών QAM συμβόλων. Η διάρκεια ενός QAM συμβόλου είναι $T_s = \log_2(M)/R_b$ όπου R_b ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων. Στην (4.48) μπορεί κανένας να παρατηρήσει ότι το υποφέρον με κεντρική συχνότητα $f_0=0$ δε διαμορφώνεται. Αυτό γίνεται για την αποφυγή παρεμβολής με ηλεκτρονικά ballasts [89].

Το πλάτος A της DMT κυματομορφής επιλέγεται έτσι ώστε η ελάχιστη τιμή της κυματομορφής $x_{\text{DMT}}(t)$, που δίνεται από την εξίσωση (4.48), να είναι θετική:

$$A = \frac{P_{DC}}{\sqrt{2}(\sqrt{M}-1)(L-1)} \quad (4.52)$$

Στη γενική περίπτωση που το σύστημα περιλαμβάνει n_t στοιχεία στον πομπό η οπτική ισχύς που εκπέμπεται από το j -οστό στοιχείο δίνεται από:

$$P^j(t) = \frac{A}{n_t} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=1}^{L-1} s_{q,l}^j e^{j2\pi f_l t} p(t-qT) \right\} + \frac{P_{DC}}{n_t} \quad (4.53)$$

όπου $s_{q,l}^j$ το q -οστό σύμβολο που εκπέμπεται από το j -οστό στοιχείο στο l -οστό φέρον. Η διαίρεση με το n_t εξασφαλίζει το ότι η μέση ισχύς θα είναι σταθερή ανεξάρτητη από τον αριθμό n_t των στοιχείων εκπομπής. Το λαμβανόμενο σήμα υπολογίζεται ως το άθροισμα των σημάτων που προσπίπτουν στη φωτοδίοδο από όλα τα στοιχεία του πομπού. Η συνεισφορά $r^{jk}(t)$ του j -οστού στοιχείου στην k -οστή φωτοδίοδο είναι:

$$r^{jk}(t) = R \int_{-\infty}^{+\infty} P^j(\tau) h_{jk}(t-\tau) d\tau \quad (4.54)$$

όπου $h_{jk}(t)$ η κρουστική απόκριση του καναλιού που αντιστοιχεί στο ζεύγος k -οστής φωτοδίοδου και j -οστού εκπομπού. Θεωρώντας ότι η απόκριση του καναλιού στο πεδίο της συχνότητας είναι επίπεδη γύρω από κάθε φέρουσα συχνότητα η αντικατάσταση της (4.53) στην (4.54) δίνει:

$$r^{jk}(t) = \frac{RA}{n_t} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{l,q} H_{jk}(f_l) s_{q,l}^j p(t-qT) e^{j2\pi f_l t} \right\} \quad (4.55)$$

όπου $H_{jk}(f)$ ο μετασχηματισμός Fourier του $h_{jk}(t)$. Το συνολικό σήμα που λαμβάνεται από την k -οστή φωτοδίοδο είναι:

$$r^k(t) = \sum_j r^{jk}(t) + n^k(t) \quad (4.56)$$

όπου $n^k(t)$ ο θόρυβος στην k -οστή φωτοδίοδο.

Ας θεωρήσουμε ένα σύστημα Alamouti 2×1 , με $n_t=2$, το οποίο όπως είδαμε χαρακτηρίζεται από έναν πίνακα συμβόλων που δίνεται από την (4.22). Σύμφωνα με την ανάλυση που προηγήθηκε στην ενότητα 4.4.2, το σήμα στη φωτοδίοδο τις χρονικές στιγμές t και $t+T$ περιγράφεται από την:

$$\begin{bmatrix} r_l^{(t)} \\ (r_l^{(t+T)})^* \end{bmatrix} = \frac{RA}{4} \mathbf{H}_l \begin{bmatrix} s_l^1 \\ s_l^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_l^{(t)} \\ (N_l^{(t+T)})^* \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

Η (4.57) προέκυψε σε αναλογία με την (4.27) και αναφέρεται στο ληφθέν σήμα που αντιστοιχεί στο l -οστό φέρον. Οι τυχαίες μεταβλητές $N_l^{(t)}$ and $N_l^{(t+T)}$ υπολογίζονται από τις:

Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου

$$N_l^{(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T n^1(t) e^{-j2\pi f_l t} dt \quad (4.58)$$

και

$$N_l^{(t+T)} = \frac{1}{T} \int_T^{2T} n^1(t) e^{-j2\pi f_l t} dt \quad (4.59)$$

Ενώ ο πίνακας \mathbf{H}_l είναι:

$$\mathbf{H}_l = \begin{bmatrix} H_{11}(f_l) & H_{21}(f_l) \\ H_{21}^*(f_l) & -H_{11}^*(f_l) \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

Ακολουθώντας τη διαδικασία που περιγράφηκε στην ενότητα 4.4.2 τα σύμβολα που χρησιμοποιούνται στην είσοδο του ανιχνευτή μέγιστης πιθανοφάνειας είναι:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_{1,l} &= \frac{RA}{4} \left(|H_{11}(f_l)|^2 + |H_{21}(f_l)|^2 \right) s_{1,l} + H_{11}^*(f_l) N_l^1 + H_{21}(f_l) (N_l^{(t)})^* \\ \tilde{s}_{2,l} &= \frac{RA}{4} \left(|H_{11}(f_l)|^2 + |H_{21}(f_l)|^2 \right) s_{2,l} + H_{21}^*(f_l) N_l^1 - H_{11}(f_l) (N_l^{(t+T)})^* \end{aligned} \quad (4.61)$$

Η ανίχνευση των συμβόλων s_1 και s_2 πραγματοποιείται εφαρμόζοντας τα κριτήρια των (4.38) και (4.39).

Σε αναλογία με την (4.31) ο SNR του συστήματος για το l -ιστό φέρον δίνεται από:

$$SNR_l = \left(\frac{RA}{2} \right)^2 \frac{\|\mathbf{H}_l\|^2}{N_0 B} \quad (4.62)$$

όπου $\|\mathbf{H}_l\|$ η νόρμα (norm) του πίνακα \mathbf{H}_l και $N_0 B$ η ισχύς του θορύβου. Στην περίπτωση του συστήματος 2x2 ο πίνακας \mathbf{H}_l γίνεται:

$$\mathbf{H}_l = \begin{bmatrix} H_{11}(f_l) & H_{21}(f_l) \\ H_{12}(f_l) & H_{22}(f_l) \\ H_{21}^*(f_l) & -H_{11}^*(f_l) \\ H_{22}^*(f_l) & -H_{12}^*(f_l) \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

Η πιθανότητα σφάλματος bit (BER) του συστήματος υπολογίζεται σύμφωνα με τη σχέση [117]:

$$P_e = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^{L-1} \frac{4(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M} \log_2 M} Q \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1} SNR_l} \right) \quad (4.64)$$

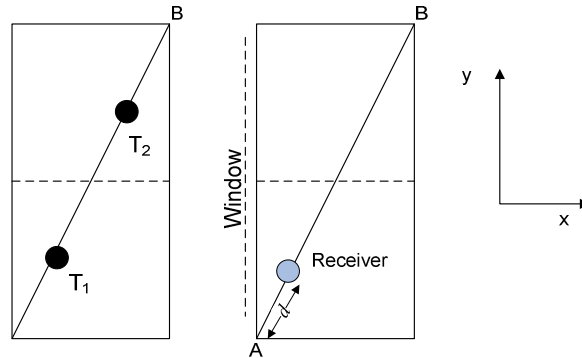
όπου Q η συνάρτηση Marcum που ορίζεται ως:

$$Q(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_y^{+\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (4.65)$$

Η πιθανότητα σφάλματος στην περίπτωση ενός συστήματος RC, MRC ή 1x1 (SISO – Single Input Single Output) δίνεται και πάλι από την (4.64) χρησιμοποιώντας τον αντίστοιχο πίνακα \mathbf{H}_l .

4.7 Περιγραφή IR συστήματος διάχυσης

Ο Πίνακας 6 συνοψίζει τις παραμέτρους που περιγράφουν τον υπό μελέτη χώρο και τα χαρακτηριστικά του πομπού και του δέκτη. Η διάταξη που θα χρησιμοποιηθεί είναι η T_1R_1 που μελετήθηκε στο Κεφάλαιο 1. Για τον υπολογισμό του θορύβου μέσα στο δωμάτιο λαμβάνονται υπόψη οι λαμπτήρες πυρακτώσεως που είναι τοποθετημένοι ομοιόμορφα στην οροφή του δωματίου όπως φαίνεται στο ένθετο στο Σχήμα 15. Επιπλέον όλες οι επιφάνειες στο δωμάτιο ακτινοβολούν οπτική ισχύ με φασματική ένταση ακτινοβολίας όπως παρουσιάζει ο Πίνακας 7. Η κρουστική απόκριση του καναλιού καθώς και η ισχύς του θορύβου λόγω του περιβαλλοντικού φωτός υπολογίζεται με τον ίδιο τρόπο που περιγράφηκε στις ενότητες 2.6 και 3.1.3 αντίστοιχα.



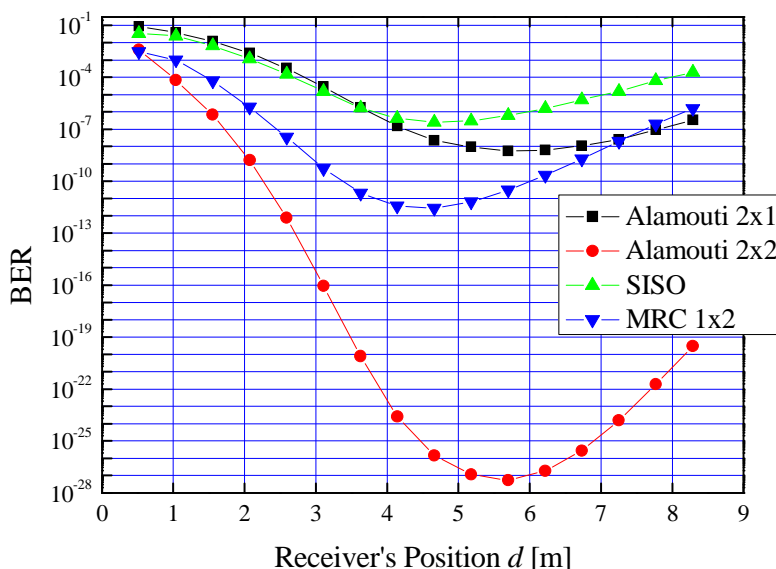
Σχήμα 32: α) Τοποθέτηση πομπών μέσα στο δωμάτιο β) πιθανές θέσεις δέκτη μέσα στο δωμάτιο.

Θα θεωρήσουμε δύο οπτικές πηγές με Lambertian διάγραμμα ακτινοβολίας πρώτης τάξης ($HPSA = 60^\circ$) και κατακόρυφο προσανατολισμό προς την οροφή του δωματίου. Οι πηγές είναι τοποθετημένες σε απόσταση 1m από το δάπεδο επάνω στη διαγώνιο AB του δωματίου όπως φαίνεται στο Σχήμα 32(α). Στα συστήματα SISO και MRC χρησιμοποιείται το στοιχείο εκπομπής T_1 εκπέμποντας οπτική ισχύ ίση με P_T . Στην περίπτωση των συστημάτων 2x1 και 2x2 και τα δύο στοιχεία T_1 και T_2 χρησιμοποιούνται ταυτόχρονα και κάθε ένα εκπέμπει οπτική ισχύ ίση με $P_T/2$. Με αυτόν τον τρόπο η μέση οπτική ισχύς όλων των υπό μελέτη συστημάτων είναι η ίδια.

Οι διατάξεις SISO και 2x1, διαθέτουν μία φωτοδίοδο στη θέση του δέκτη ενώ οι MRC και 2x2, έχουν δύο φωτοδιόδους στο δέκτη σε απόσταση ίση με 35cm. Η επιλογή της απόστασης γίνεται με τέτοιο τρόπο ώστε οι δύο φωτοδιόδους να μπορούν να ενσωματωθούν στην ίδια συσκευή αλλά και ταυτόχρονα να είναι δυνατή η εκμετάλλευση της διαφορεικής φύσης του συστήματος. Για την εκτίμηση του μεγέθους της περιοχής κάλυψης του συστήματος θεωρούμε διάφορες θέσεις του δέκτη κατά μήκος της διαγωνίου AB του δωματίου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 32(β) σε ύψος 0.8m πάνω από το δάπεδο. Η θέση του δέκτη στη διαγώνιο καθορίζεται από την απόσταση d από το σημείο A ενώ ο προσανατολισμός του είναι κατακόρυφος με κατεύθυνση προς την οροφή του δωματίου. Η κάθε φωτοδίοδος είναι p-i-n με επιφάνεια $A_{det} = 1\text{cm}^2$ και οπτικό συγκεντρωτή γωνίας αποκοπής 60° και δείκτη διάθλασης $n_c = 1.44$. Επιπλέον χρησιμοποιείται οπτικό φίλτρο με εύρος ζώνης αποδοχής $\Delta\lambda = 50\text{nm}$.

4.8 Μελέτη τεχνικών διαφορικότητας σε ένα IR σύστημα διάχυσης

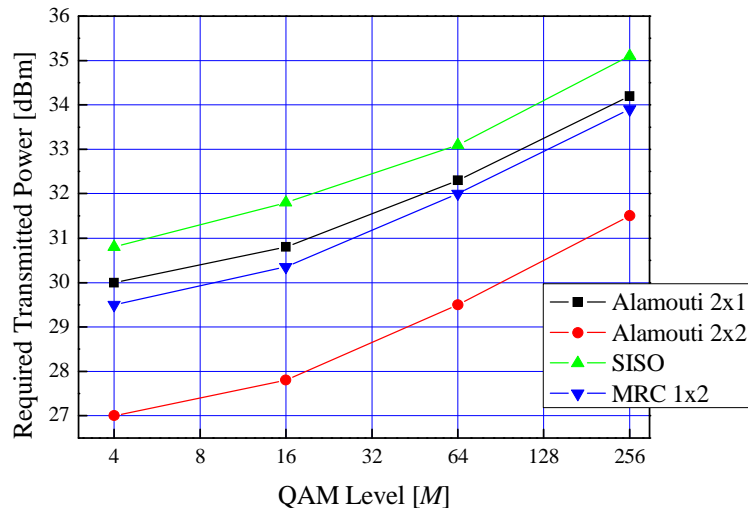
Με τη βοήθεια των εξισώσεων για τον υπολογισμό της πιθανότητας σφάλματος BER που αναπτύχθηκαν στην ενότητα 4.6 μελετήθηκε η επίδραση τεχνικών διαφορικής εκπομπής και λήψης για το IR σύστημα διάχυσης που περιγράφεται στην ενότητα 4.7. Για το DMT σχήμα διαμόρφωσης χρησιμοποιήθηκαν $L=32$ φέροντα κάθε ένα από τα οποία χρησιμοποιεί διαμόρφωση QAM με $M=16$. Το τελευταίο DMT φέρον τοποθετήθηκε στη συχνότητα $f_{L-1}=25\text{MHz}$, η οποία βρίσκεται εντός του εύρους ζώνης 3dB του καναλιού. Η συνολική οπτική ισχύς ακτινοβολίας είναι $P_{av}=2\text{W}$ ενώ ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων είναι $R_b=100\text{Mb/s}$.



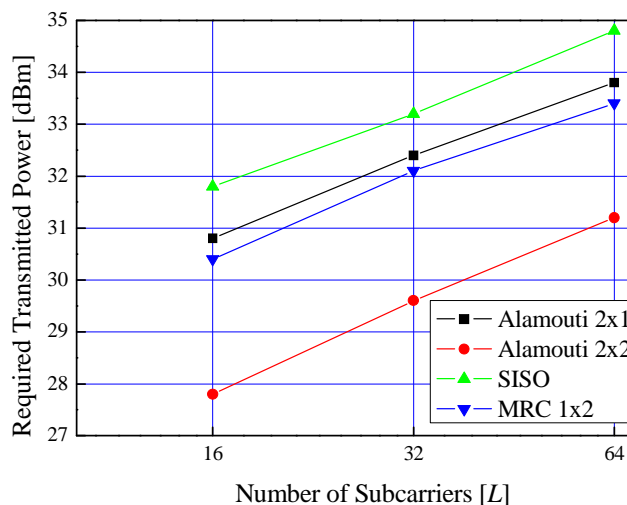
Σχήμα 33: Τιμές του BER συναρτήσει της απόστασης d του δέκτη για τις διατάξεις 2x1, 2x2, SISO και MRC.

Στο Σχήμα 33 παρουσιάζονται οι τιμές του BER συναρτήσει της θέσης του δέκτη, η οποία προσδιορίζεται όπως προαναφέρθηκε από την απόσταση d από το σημείο A της κύριας διαγωνίου AB του δωματίου. Τα συστήματα SISO και MRC χρησιμοποιούν μόνο τον πομπό T_1 . Παρατηρούμε ότι τα συστήματα 2x1 Alamouti και SISO εμφανίζουν υψηλό BER για μικρές τιμές του d , δηλαδή για την περίπτωση που ο δέκτης είναι τοποθετημένος κοντά στο παράθυρο του δωματίου όπου η ισχύς του περιβαλλοντικού θορύβου σύμφωνα με τον Πίνακα 7 είναι πολύ υψηλή. Για θέσεις του δέκτη μακριά από το παράθυρο το σύστημα 2x1 επιτυγχάνει μείωση του BER μέχρι 2 τάξεις μεγέθους σε σύγκριση με το SISO. Όσον αφορά στα συστήματα που χρησιμοποιούν δύο φωτοδιόδους στην πλευρά του δέκτη, μπορεί κανένας να παρατηρήσει ότι το MRC είναι καλύτερο από τα 2x1 και SISO ενώ το 2x2 αποδεικνύεται καλύτερο και από το MRC, επιτυγχάνοντας πολύ χαμηλό BER ειδικά για θέσεις του δέκτη με $d > 1\text{m}$. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει το γεγονός ότι για τα 2x2 και 2x1 συστήματα το BER ελαχιστοποιείται στη θέση του δέκτη $d \approx 6\text{m}$ ενώ για τα συστήματα SISO και MRC η μικρότερη τιμή του BER υπολογίζεται στο κέντρο του δωματίου. Αυτό αποδίδεται στο ότι ο SNR δεν είναι ίδιος για όλα τα συστήματα. Πιο συγκεκριμένα, τα MRC και 2x2 χρησιμοποιούν δύο φωτοδιόδους κάθε μία από τις οποίες λαμβάνει διαφορετική οπτική ισχύ από τις εξωγενείς πηγές θορύβου (λαμπτήρες πυρακτώσεως, ήλιος). Επιπλέον, στα SISO και MRC συστήματα μόνο ο πομπός T_1 είναι ενεργοποιημένος, ενώ στα 2x2 και 2x1, κάθε ένας από τους πομπούς T_1 και T_2 εκπέμπει οπτική ισχύ ίση με τη μισή οπτική ισχύ ακτινοβολίας των SISO και MRC συστημάτων.

Η υπεροχή του συστήματος 2x2 γίνεται πιο ξεκάθαρη στο Σχήμα 34 στο οποίο απεικονίζεται η απαιτούμενη οπτική ισχύς εκπομπής για την επίτευξη τιμής του BER ίσης με 10^{-4} στη θέση $d=5.7m$, συναρτήσει της τάξης M του QAM σχήματος διαμόρφωσης. Η θέση αυτή επιλέχθηκε επειδή είναι η πιο ευνοϊκή για το σύστημα 2x2 αφού όπως φαίνεται στο Σχήμα 33 στη θέση αυτή επιτυγχάνεται η χαμηλότερη τιμή του BER. Σύμφωνα με το Σχήμα 34 η διάταξη 2x2 παρουσιάζει ένα κέρδος στην ισχύ εκπομπής σχεδόν 3dB, σε σύγκριση με την MRC, το οποίο παραμένει σταθερό για κάθε τιμή του M . Παρόμοια συμπεριφορά παρατηρούμε και όταν μεταβάλλουμε τον αριθμό, L , των υποφερόντων του DMT.



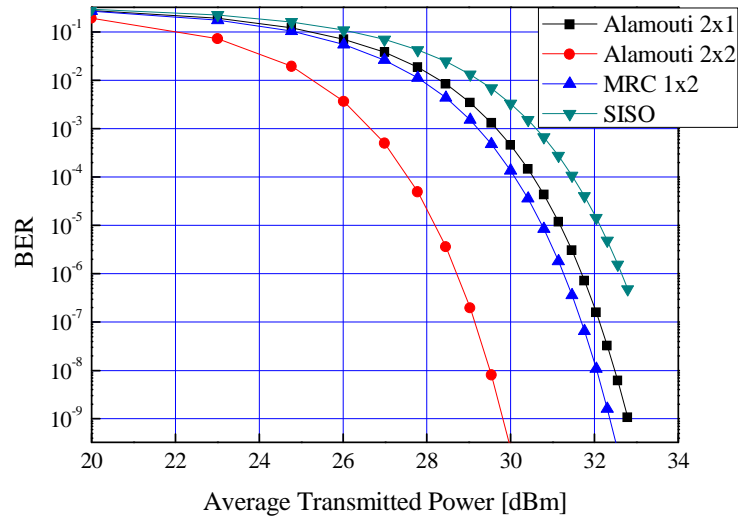
Σχήμα 34: Απαιτούμενη ισχύς εκπομπής για την επίτευξη $BER=10^{-4}$ στη θέση $d=5.7m$ συναρτήσει του M για $L=32$ υποφέροντα.



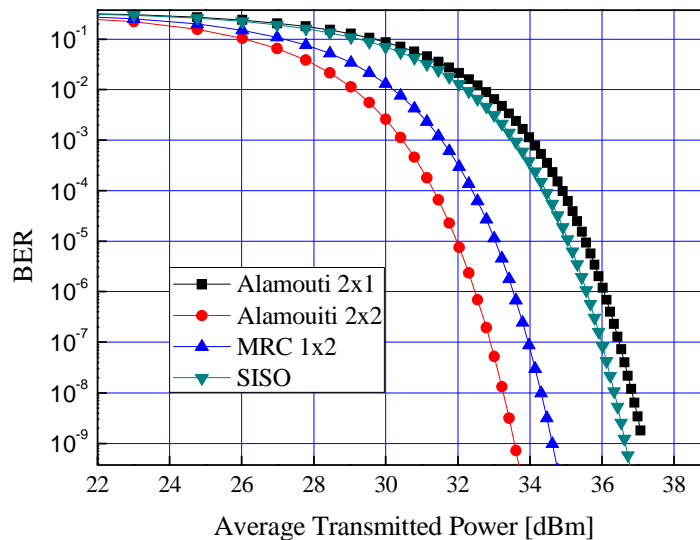
Σχήμα 35: Απαιτούμενη ισχύς εκπομπής για την επίτευξη $BER=10^{-4}$ στη θέση $d=5.7m$ συναρτήσει του L για $M=64$.

Στο Σχήμα 35 εικονίζεται η απαιτούμενη οπτική ισχύς για την επίτευξη τιμής του BER ίση με 10^{-4} συναρτήσει του αριθμού των υποφερόντων, στη θέση $d=5.7m$, για 64-QAM διαμόρφωση και $R_b=100Mb/s$. Παρατηρούμε ότι η χρήση διαφορικότητας επιτρέπει τη μείωση της οπτικής ισχύος εκπομπής έως 3dB σε σχέση με ένα SISO σύστημα. Ιδιαίτερα αν λάβουμε υπόψη ότι στην περίπτωση της διάταξης 2x2 η οπτική ισχύς κάθε εκπομπού είναι η μισή από αυτή των MRC και SISO, το κέρδος στην οπτική ισχύ εκπομπής είναι ακόμα μεγαλύτερο. Επομένως με ένα σύστημα 2x2 είναι δυνατό να επιτευχθεί πολύ χαμηλό BER ενώ ικανοποιούνται οι αυστηροί περιορισμοί ως προς την τιμή της ισχύος εκπομπής που επιβάλλονται στα IR συστήματα επικοινωνίας.

Στο Σχήμα 36 απεικονίζεται το BER για όλες τις διατάξεις 2x2, 2x1, MRC και SISO όταν ο δέκτης βρίσκεται στη θέση $d=5.7\text{m}$ και στον πομπό χρησιμοποιείται η τεχνική DMT με 32 υποφέροντα καθένα από τα οποία χρησιμοποιεί 16-QAM διαμόρφωση. Το σύστημα 2x2 παρουσιάζει την καλύτερη απόδοση με $\text{BER}=10^{-9}$ για ισχύ εκπομπής 30dBm. Σύμφωνα με το Σχήμα 36 το 2x2 εμφανίζει ένα κέρδος 3dB στην οπτική ισχύ εκπομπής σε σύγκριση με τα MRC και 2x1. Το BER για το σύστημα 2x1 είναι πολύ κοντά σε αυτό του συστήματος MRC ενώ το κέρδος στην οπτική ισχύ είναι περίπου 2dB σε σύγκριση με το SISO για την ίδια τιμή του BER.

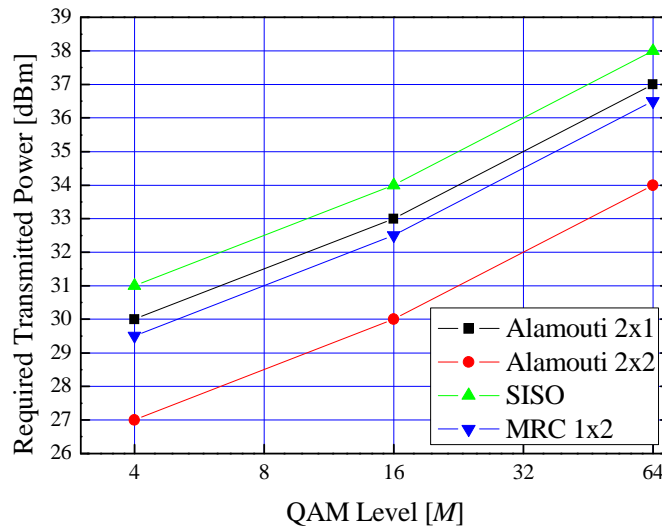


Σχήμα 36: BER συναρτήσει της οπτικής ισχύος εκπομπής, P_{av} , σε απόσταση $d=5.7\text{m}$ από το σημείο A της κύριας διαγωνίου AB του δωματίου.

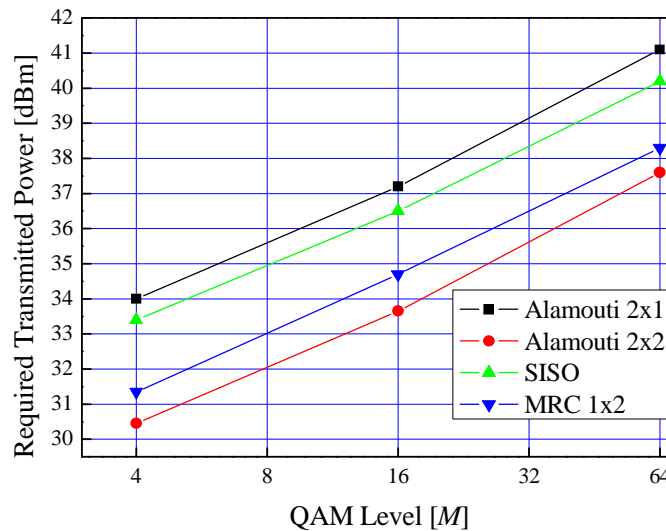


Σχήμα 37: BER συναρτήσει της οπτικής ισχύος εκπομπής, P_{av} , σε απόσταση $d=1.65\text{m}$ από το σημείο A της κύριας διαγωνίου AB του δωματίου.

Αλλά και στην περίπτωση που θεωρήσουμε μία όχι και τόσο ευνοϊκή θέση στο δωμάτιο, όπως $d=1.65\text{m}$ (κοντά στο παράθυρο όπου ο θόρυβος είναι πολύ υψηλός και άρα το SNR χαμηλότερο) το σύστημα 2x2 σύμφωνα με το Σχήμα 37 παρουσιάζει $\text{BER}=10^{-9}$ για μία ισχύ εκπομπής ίση με 34dBm. Το 2x2 και πάλι εμφανίζει το χαμηλότερο BER από τα υπόλοιπα συστήματα αλλά εμφανίζει μόλις 1dB κέρδος στην ισχύ εκπομπής σε σύγκριση με το MRC το οποίο επιτυγχάνει πολύ χαμηλότερο BER από το 2x1. Επομένως η χρήση διαφορικής λήψης αλλά και STBC με περισσότερα από ένα στοιχεία λήψης μπορεί να βελτιώσει σημαντικά την απόδοση ενός IR συστήματος που λειτουργεί σε περιβάλλον ισχυρού θορύβου.



Σχήμα 38: Απαιτούμενη ισχύς εκπομπής για την επίτευξη $BER=10^{-4}$ στη θέση $d=5.7m$ συναρτήσει του M για διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης: 100 Mb/s με 4-QAM, 200 Mb/s με 16-QAM και 400 Mb/s με 64-QAM.



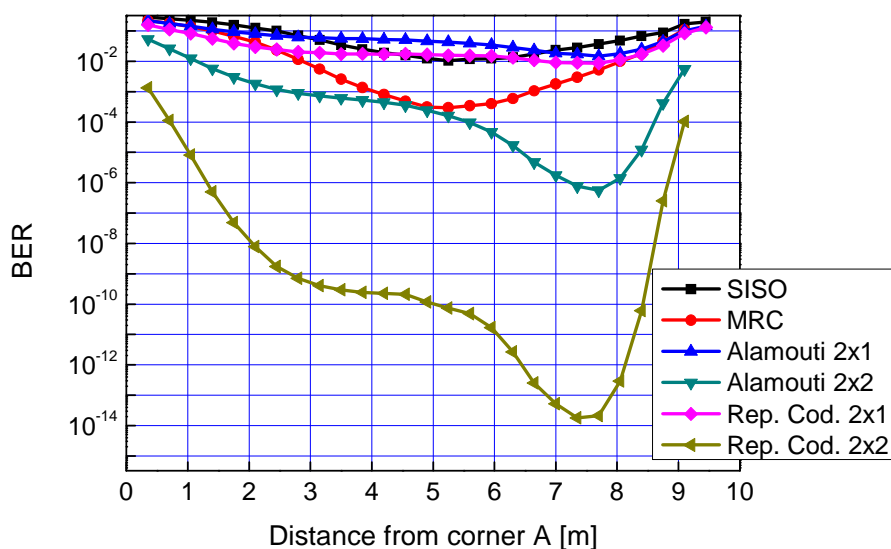
Σχήμα 39: Απαιτούμενη ισχύς εκπομπής για την επίτευξη $BER=10^{-4}$ στη θέση $d=1.65m$ συναρτήσει του M για διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης: 100 Mb/s με 4-QAM, 200 Mb/s με 16-QAM και 400 Mb/s με 64-QAM.

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει το γεγονός ότι το Alamouti 2x1 επιτυγχάνει υψηλότερο BER σε σύγκριση με το SISO σε περιβάλλον θορύβου υψηλής έντασης, δηλαδή όταν το SNR είναι πολύ χαμηλό. Αυτό οφείλεται στο συντελεστή 4 που βρίσκεται στον παρανομαστή της (4.62). Πιο συγκεκριμένα, στην περίπτωση που ο δέκτης βρίσκεται στη θέση $d=1.65m$ ο πομπός T1 του SISO συστήματος βρίσκεται σε μικρή απόσταση από το δέκτη με αποτέλεσμα το κέρδος του καναλιού $|h_{11}|$ να είναι υψηλό. Ο SNR για το 2x1 σύστημα καθορίζεται από το άθροισμα των κερδών $|h_{11}|$ και $|h_{21}|$ οπότε θα περίμενε κανένας για τον ίδιο θόρυβο το 2x1 να παρουσιάζει βελτιωμένη συμπεριφορά σε σύγκριση με το SISO. Αλλά οι πομποί του 2x1 εκπέμπουν τη μισή ισχύ, και επιπλέον εξαιτίας του IM/DD καναλιού στο δέκτη η ισχύς του οπτικού σήματος υψώνεται στο τετράγωνο με αποτέλεσμα να διαιρείται διά 4 και να υποβιβάζεται ο SNR. Αντίθετα όταν ο δέκτης βρίσκεται στη θέση $d=5.7m$ το κέρδος του καναλιού $|h_{11}|$ είναι χαμηλό εφόσον η απόσταση από τον πομπό είναι μεγαλύτερη με αποτέλεσμα το σύστημα 2x1 να εμφανίζεται καλύτερο.

Οι επιδόσεις των συστημάτων 2x2, MRC, 2x1 και SISO εξετάστηκαν και ως προς το μέγιστο δυνατό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, R_b , που μπορούν να πετύχουν τόσο στη Γ. Ντόγαρη

θέση $d=5.7\text{m}$ όσο και στη $d =1.65\text{m}$. Πιο συγκεκριμένα εξετάστηκαν τρία διαφορετικά επίπεδα διαμόρφωσης QAM, $M=4$, $M=16$ και $M=64$ που αντιστοιχούν σε $R_b=100\text{ Mb/s}$, $R_b=200\text{ Mb/s}$ και $R_b=400\text{ Mb/s}$, ενώ ο αριθμός των υποφερόντων της DMT είναι $L=32$. Στο Σχήμα 38 και στο Σχήμα 39 απεικονίζεται η απαιτούμενη ισχύς εκπομπής, για $\text{BER}=10^{-4}$ στις θέσεις $d=5.7\text{m}$ και $d=1.65\text{m}$ αντίστοιχα, σε συνάρτηση με το επίπεδο του QAM. Το κέρδος στην οπτική ισχύ εκπομπής του 2×2 συστήματος είναι για τις δύο θέσεις του δέκτη 3dB και 1dB αντίστοιχα σε σύγκριση με το MRC σύστημα ενισχύοντας την προηγούμενη διαπίστωση ότι η χρήση διαφορικής λήψης αλλά και STBC με περισσότερα από ένα στοιχεία λήψης παρέχει σημαντική βελτίωση στην απόδοση ενός IR συστήματος ακόμα και σε περιβάλλον ισχυρού θορύβου. Το κέρδος που παρέχουν τα συστήματα MRC και 2×2 παραμένει σταθερό για όλες τις υπό εξέταση τιμές του ρυθμού μετάδοσης R_b .

Σύμφωνα με τα παραπάνω αποτελέσματα οι τεχνικές διαφορικής εκπομπής είναι δυνατό να βελτιώσουν την απόδοση ενός IR συστήματος διάχυσης ως προς την περιοχή κάλυψης ενώ ταυτόχρονα επιτρέπουν χαμηλότερη οπτική ισχύ εκπομπής στις LEDs. Ωστόσο, παρατηρήσαμε ότι το Alamouti 2×1 δεν καταφέρνει πάντοτε να βελτιώσει την απόδοση του συστήματος γεγονός που αποδίδεται κυρίως στη χρήση της μεθόδου IM/DD στα IR κανάλια διάχυσης. Η χρήση επαναληπτικής κωδικοποίησης παρουσιάζει καλύτερη απόδοση από το σχήμα STBC ως προς την πιθανότητα σφάλματος σύμφωνα με την (4.47). Στην κατεύθυνση αυτή υπολογίστηκε το BER επάνω στην κύρια διαγώνιο του δωματίου που φαίνεται στο Σχήμα 32(β) για συστήματα 2×1 και 2×2 RC όσο και για 2×1 και 2×2 Alamouti που χρησιμοποιούν διαμόρφωση DMT με 16-QAM και 32 subcarriers. Η ισχύς εκπομπής λήφθηκε ίση με 0.6W και ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων 100Mb/s . Θεωρήθηκε επίσης αυτή τη φορά ότι ο πομπός των συστημάτων SISO και MRC είναι τοποθετημένος στο κέντρο του δωματίου σε απόσταση 1m από το δάπεδο σε αντίθεση με την ανάλυση που προηγήθηκε όπου χρησιμοποιήθηκε ο πομπός T_1 που φαίνεται στο Σχήμα 32(α). Τα αποτελέσματα που προέκυψαν παρουσιάζονται στο Σχήμα 40.



Σχήμα 40: Τιμές του BER συναρτήσει της απόστασης d του δέκτη για τις διατάξεις 2×1 , 2×2 , 4×2 Alamouti, SISO και MRC.

Τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στο Σχήμα 40 αποδεικνύουν ότι αντικαθιστώντας τους δύο πομπούς ενός IM/DD συστήματος διαφορικής εκπομπής με έναν πομπό στο κέντρο του δωματίου σε συνδυασμό με διαφορική λήψη στο δέκτη είναι δυνατό να επιτευχθεί βελτίωση του BER. Ενδεικτικά αναφέρεται ότι η τιμή του BER για το Alamouti 2×1 στην καλύτερη περίπτωση (δηλαδή για θέσεις του δέκτη μακριά από το Γ. Ντόγαρη

παράθυρο και κοντά στον πομπό T_2 του Σχήμα 32(α)) είναι $\approx 10^{-2}$ ενώ στην περίπτωση των SISO $\approx 10^{-2}$ και MRC $\approx 10^{-4}$ αντίστοιχα. Το γεγονός αυτό αποδίδεται στη μείωση της ισχύος εκπομπής των πομπών στα συστήματα Alamouti καθώς και στην πιο ευνοϊκή θέση του πομπού στην περίπτωση των συστημάτων MRC και SISO σε σχέση με την προηγούμενη ανάλυση. Αντίθετα, το 2x2 Alamouti και το 2x2 RC όπως φαίνεται στο Σχήμα 40 βελτιώνουν το BER περίπου κατά τέσσερις και δέκα τάξεις μεγέθους αντίστοιχα σε σχέση με τα SISO και MRC. Για όλες τις θέσεις του δέκτη στο δωμάτιο τα 2x2 Alamouti και 2x2 RC υπερτερούν των SISO και MRC σε αντίθεση με τα 2x1 Alamouti και 2x1 RC που παρουσιάζουν υψηλότερο BER σχεδόν σε όλες τις θέσεις του δέκτη. Επομένως η χρήση διαφορικής εκπομπής σε αντίθεση με τα συστήματα RF δεν εγγυάται την βελτίωση της απόδοσης ενός υπέρυθρου συστήματος IM/DD, και μπορεί μάλιστα να οδηγήσει ακόμα και στην υποβάθμισή της λόγω της μείωσης της ισχύος εκπομπής στους πομπούς.

4.9 Συμπεράσματα

Στην ενότητα αυτή διερευνήθηκε η δυνατότητα να επιτευχθούν ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων της τάξης των 100Mb/s σε ασύρματα οπτικά συστήματα διάχυσης χρησιμοποιώντας διαμόρφωση DMT για την καταπολέμηση της ISI που εισάγει το κανάλι διάχυσης και τεχνικές διαφορικής εκπομπής και λήψης για την επέκταση της εμβέλειάς του. Οι τεχνικές αυτές είναι ιδιαίτερα διαδεδομένες στα RF ασύρματα συστήματα οπότε παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον η μελέτη της συμπεριφοράς τους και σε υπέρυθρα IM/DD συστήματα.

Αρχικά πραγματοποιείται μία σύντομη θεωρητική ανάλυση των τεχνικών διαφορικής εκπομπής και λήψης και εντοπίζονται οι περιορισμοί που εισάγει σε αυτές το ασύρματο οπτικό κανάλι IM/DD. Χρησιμοποιήθηκε και πάλι το εργαλείο προσομοίωσης ray tracing για τον ακριβή προσδιορισμό της κρουστικής απόκρισης του καναλιού του υπό μελέτη οπτικού συστήματος. Το ίδιο εργαλείο χρησιμοποιήθηκε και για τον υπολογισμό του θορύβου που οφείλεται στο περιβαλλοντικό φως του δωματίου από 8 λαμπτήρες πυρακτώσεως και τον ήλιο που φωτίζει το δωμάτιο από ένα παράθυρο.

Στη συνέχεια, εξετάσθηκε η χρησιμότητα των τεχνικών διαφορικής εκπομπής και λήψης σε ένα υπέρυθρο ασύρματο σύστημα εσωτερικού χώρου. Μελετήθηκαν, με τη βοήθεια προσομοιώσεων στο MATLAB, διάφορα συστήματα όπως 2x1 και 2x2 Alamouti STBC καθώς και επαναληπτικοί κώδικες 2x1 και 2x2 RC και συγκρίθηκαν με ένα σύστημα SISO και ένα MRC 1x2. Για τη μετάδοση των δεδομένων επιλέχθηκε διαμόρφωση DMT με 16-QAM και 32 υποφέροντα. Η επίδοση του συστήματος εξετάσθηκε ως προς την πιθανότητα σφάλματος για διάφορες θέσεις του δέκτη στον υπό μελέτη χώρο.

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα που προέκυψαν η χρήση μεθόδων διαφορικής εκπομπής δεν προσφέρει σημαντική βελτίωση στην απόδοση του συστήματος και στην περίπτωση των STBC μπορεί να οδηγήσει σε υποβάθμισή της λόγω της χαμηλής τιμής της οπτικής ισχύος εκπομπής. Τα συστήματα επαναληπτικών κωδικών μπορεί να οδηγήσουν σε χαμηλότερη πιθανότητα σφάλματος από τα SISO και από τα MRC ανάλογα με τη σχετική τοποθέτηση των πομπών και του δέκτη. Από την άλλη μεριά δε διαχειρίζονται αποδοτικά το διαθέσιμο εύρος ζώνης αφού χρησιμοποιούν δύο διαφορετικά κανάλια για την εκπομπή του ίδιου συμβόλου. Σε κάθε περίπτωση, τα συστήματα διαφορικής λήψης με MRC υπερέρχουν των SISO αλλά αυξάνουν την πολυπλοκότητα, την κατανάλωση ισχύος και το μέγεθος του δέκτη, εφόσον χρησιμοποιούν δύο στοιχεία λήψης, γεγονός που δεν τα καθιστά τόσο ελκυστικά για ασύρματες εφαρμογές. Τα πλεονεκτήματα της διαφορικής εκπομπής με STBC είναι εμφανή σε σύμφωνα οπτικά συστήματα όπως θα δειχθεί στο Κεφάλαιο 5.

5. Κωδικοποίηση Alamouti για IR συστήματα με σύμφωνη ανίχνευση

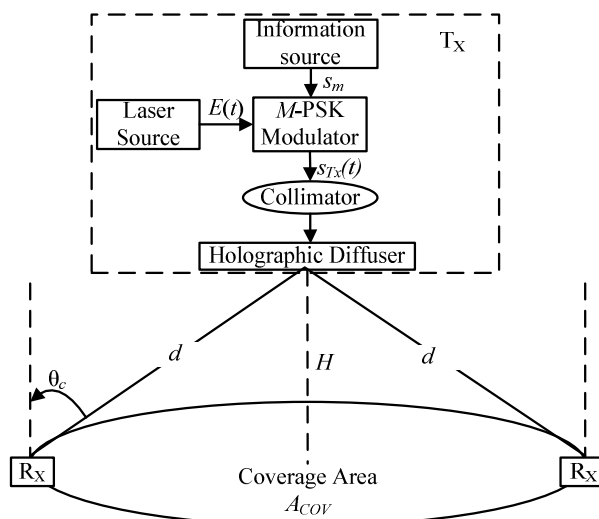
Η ανάλυση που πραγματοποιήθηκε στα δύο προηγούμενα κεφάλαια οδήγησε στο συμπέρασμα ότι με τη βοήθεια κατάλληλων μεθόδων ισοστάθμισης και διαφορικότητας, τα IR IM/DD συστήματα διάχυσης καθιστούν δυνατούς ρυθμούς ~100 Mb/s και επομένως μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως εναλλακτική των RF για την υλοποίηση ενός ασύρματου δικτύου εσωτερικού χώρου. Ωστόσο, ο ισχυρός περιβαλλοντικός θόρυβος σε συνδυασμό με τις υψηλές γεωμετρικές απώλειες λόγω των ανακλάσεων και της πολυδιόδευσης, εμποδίζουν την περαιτέρω βελτίωση του ρυθμού μετάδοσης. Για εφαρμογές που απαιτούν ταχύτητες >100Mb/s προτιμώνται τα LOS κανάλια τα οποία παρουσιάζουν μικρότερες απώλειες διάδοσης επειδή η ζεύξη στηρίζεται μόνο στην απευθείας διαδρομή μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Επιπλέον, όπως θα δειχθεί σε αυτό το κεφάλαιο, επιτρέπουν τη χρήση σύμφωνων πηγών και δεκτών και σε συνδυασμό με κατάλληλες μεθόδους OSTBC μπορούν να επιτύχουν ρυθμούς ~Gb/s.

Τα σύμφωνα οπτικά συστήματα χαρακτηρίζονται από δέκτες μεγαλύτερης ευαισθησίας, μάλιστα έχει αναφερθεί ότι επιτυγχάνουν ~20dB βελτίωση σε σχέση με τους δέκτες άμεσης ανίχνευσης DD [77], γεγονός που «χαλαρώνει» την απαίτηση για υψηλή οπτική ισχύ στο δέκτη ακόμη και στην παρουσία ισχυρού περιβαλλοντικού θορύβου. Έτσι καθίσταται δυνατή η χρήση οπτικών πηγών με χαμηλή ισχύ εκπομπής γεγονός που ικανοποιεί τους αυστηρούς περιορισμούς που έχουν επιβληθεί για τη διασφάλιση της υγείας των ματιών και του δέρματος ενώ παράλληλα διατηρεί σε χαμηλά επίπεδα το κόστος και την κατανάλωση ισχύος των διατάξεων αυτών [124]. Η μετάδοση της πληροφορίας σε ένα τέτοιο σύστημα πραγματοποιείται διαμορφώνοντας όχι την ένταση αλλά τη φάση ή/και τη συχνότητα του οπτικού κύματος σε αντίθεση με τα IR IM/DD στα οποία η πληροφορία αποστέλλεται διαμορφώνοντας μόνο την ένταση της οπτικής ακτινοβολίας. Επομένως, τα σύμφωνα συστήματα διαχειρίζονται πιο αποδοτικά το διαθέσιμο εύρος ζώνης.

Στο κεφάλαιο αυτό διερευνώνται τα χαρακτηριστικά ενός σύμφωνου IR συστήματος και προτείνεται η χρήση της τεχνικής Alamouti για την επίτευξη ρυθμών μετάδοσης της τάξης των Gb/s.

5.1 Περιγραφή ενός σύμφωνου IR συστήματος

Στο Σχήμα 41 απεικονίζεται το μπλοκ διάγραμμα ενός σύμφωνου IR συστήματος. Ως οπτική πηγή χρησιμοποιείται μία laser δίοδος (laser diode-LD). Η έξοδος της διαμορφώνεται από την προς μετάδοση πληροφορία χρησιμοποιώντας τη μέθοδο μετατόπισης φάσης (PSK – Phase Shift Keying). Στη συνέχεια, οδηγείται σε κατάλληλη διάταξη διάχυσης με χρήση ολογράμματος ώστε η συγκεντρωμένη ακτινοβολία που εκπέμπει η LD να διαχέεται ομοιόμορφα σε διάφορες διευθύνσεις διευρύνοντας την περιοχή κάλυψης A_{cov} [123]. Η κατασκευή ενός ολογράμματος διάχυσης όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 2.3.5 πραγματοποιείται εύκολα, με την υλοποίηση κατάλληλων μαθηματικών μοντέλων στον υπολογιστή (computer generated holograms). Έτσι μπορούμε να διαμορφώσουμε με μεγάλη ακρίβεια το σχήμα και το μέγεθος της περιοχής στην οποία διαχέεται η ακτινοβολία της LD και άρα και της περιοχής κάλυψης του IR συστήματος.



Σχήμα 41: Σύμφωνο IR σύστημα που χρησιμοποιεί ολόγραμμα διάχυσης για την αύξηση της περιοχής κάλυψης A_{cov} .

5.1.1 Υπολογισμός οπτικού σήματος στην είσοδο του δέκτη

Μία LD εκπέμπει σύμφωνη οπτική ακτινοβολία το ηλεκτρικό πεδίο της οποίας περιγράφεται από την [103]:

$$E(t) = E_0 \exp\{j(2\pi f_0 t + \varphi_0)\} \quad (5.1)$$

όπου E_0 το πλάτος του ηλεκτρικού πεδίου, f_0 η συχνότητα που σχετίζεται με το μήκος κύματος λ της πηγής σύμφωνα με τη σχέση $f_0 = c/\lambda$, c η ταχύτητα του φωτός στο κενό και φ_0 ο θόρυβος φάσης που οφείλεται στις τυχαίες διαταραχές της φάσης του σταθερού ημιτονικού σήματος που παράγει η οπτική πηγή. Στην παρούσα ανάλυση ο θόρυβος φάσης θα θεωρηθεί σταθερός, επομένως μπορεί να ληφθεί $\varphi_0 = 0$ χωρίς να επηρεάζεται η ακρίβεια των αποτελεσμάτων.

Η ένταση της οπτικής ακτινοβολίας που αντιστοιχεί σε ηλεκτρικό πεδίο $E(t)$ δίνεται από [103]:

$$I = \frac{c\epsilon_0}{2} |E|^2 = \frac{c\epsilon_0 E_0^2}{2} \quad (5.2)$$

όπου ϵ_0 η διηλεκτρική σταθερά του κενού. Στην περίπτωση που η LD εκπέμπει μία Gaussian δέσμη με οπτική ισχύ P_T και εύρος w_0 η ένταση της οπτικής ακτινοβολίας είναι:

$$I = \frac{2P_T}{\pi w_0^2} \quad (5.3)$$

Συνδυάζοντας τις (5.2) και (5.3) προκύπτει ότι το πλάτος E_0 του ηλεκτρικού πεδίου είναι:

$$E_0 = \sqrt{\frac{1}{c\epsilon_0} \frac{4P_T}{\pi w_0^2}} \quad (5.4)$$

Όπως προαναφέρθηκε στην 2.3.5, η χρήση του ολογράμματος διάχυσης έχει ως αποτέλεσμα την ομοιόμορφη διάχυση της οπτικής ακτινοβολίας που εκπέμπει η πηγή σε μία περιοχή με εμβαδό A_{cov} . Επομένως η οπτική ισχύς P_R που προσπίπτει στην επιφάνεια A_{eff} του δέκτη θα σχετίζεται με τη συνολική εκπεμπόμενη οπτική ισχύ σύμφωνα με [123]:

$$\frac{P_T}{A_{cov}} = \frac{P_R}{A_{eff}} \quad (5.5)$$

όπου A_{cov} το εμβαδό της περιοχής κάλυψης που απεικονίζεται στο Σχήμα 41 και υπολογίζεται από $A_{cov}=\pi H^2 \tan(\theta_c)^2$ με θ_c το FOV του δέκτη. Η ενεργός επιφάνεια του δέκτη A_{eff} δίνεται όπως και στην (3.2) από [67]:

$$A_{eff} = \frac{A_{det} n^2 \cos(\theta_a)}{\sin^2(\theta_c)} \quad (5.6)$$

όπου A_{det} το πραγματικό εμβαδό της επιφάνειας του δέκτη, θ_a η γωνία που σχηματίζει η οπτική ακτίνα πρόσπτωσης με την κάθετη στην επιφάνεια του δέκτη και n ο δείκτης διάθλασης του σύνθετου παραβολικού συγκεντρωτή που χρησιμοποιείται στο δέκτη.

Εφόσον η απόσταση μεταξύ του πομπού και του δέκτη είναι πολύ μεγαλύτερη από το μήκος κύματος της οπτικής ακτινοβολίας, το οπτικό κύμα μπορεί να θεωρηθεί επίπεδο με ένταση ακτινοβολίας $I_R = c\epsilon_0 E_{R0}^2/2$ όπου $E_{R0} = |E_R(t)|$, το πλάτος του ηλεκτρικού πεδίου $E_R(t)$ που προσπίπτει στην επιφάνεια του δέκτη. Σε αναλογία με την (5.3) η ένταση ακτινοβολίας του ληφθέντος οπτικού σήματος θα είναι $I_R = P_R/A_{eff}$ με αποτέλεσμα το ηλεκτρικό πεδίο του σήματος στο δέκτη να είναι:

$$E_{R0} = \sqrt{\frac{1}{c\epsilon_0} \frac{2P_R}{A_{eff}}} \quad (5.7)$$

Χρησιμοποιώντας την (5.5), η (5.7) μπορεί να γραφεί ως:

$$E_{R0} = \sqrt{\frac{1}{c\epsilon_0} \frac{2P_T}{A_{cov}}} \quad (5.8)$$

Η (5.8) συσχετίζει το πλάτος E_{R0} του ηλεκτρικού πεδίου του ληφθέντος σήματος με την εκπεμπόμενη οπτική ισχύ P_T .

Το IR LOS κανάλι θεωρείται μη επιλεκτικό με τη συχνότητα (flat) [125] επομένως το συνολικό ηλεκτρικό πεδίο στην είσοδο του δέκτη θα δίνεται από:

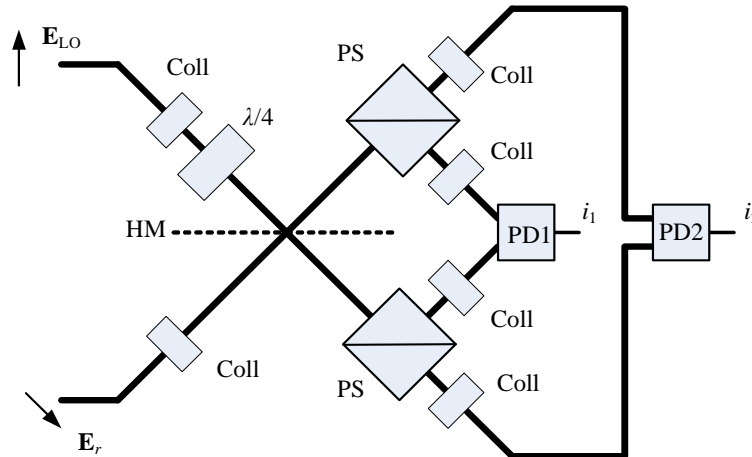
$$E_R(t) = E_{R0} \exp\{j(2\pi f_0 t - kd)\} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} s_q p(t - qT_s) + E_n(t) \quad (5.9)$$

όπου d η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη, όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 41, $E_n(t)$ το ηλεκτρικό πεδίο που αντιστοιχεί στο θόρυβο που προέρχεται από το περιβαλλοντικό φως και ο κυματικός αριθμός $k=2\pi f_0/c$. Στην (5.9) με $p(t)$ και T_s συμβολίζονται ο PSK παλμός και η διάρκεια ενός PSK συμβόλου αντίστοιχα. Τα σύμβολα s_q ανήκουν στο σύνολο $\{e^{j\theta_m}\}$ του M -ιαδικού PSK όπου $\theta_m=2\pi m/M$, M το επίπεδο του PSK και m

ακέραιος αριθμός που ικανοποιεί την $1 \leq m \leq M$. Η διαμόρφωση PSK περιγράφηκε αναλυτικά στην παράγραφο 2.5.3.

5.1.2 Ομόδυνη φώραση

Το ηλεκτρικό πεδίο της (5.9) προσπίπτει στον ομόδυνο δέκτη όπου συνδυάζεται με το σήμα $E_{LO}(t)$ που παράγεται τοπικά από μία LD πανομοιότυπη εκείνης που χρησιμοποιήθηκε στον πομπό.



Σχήμα 42: Διάγραμμα ενός συστήματος σύμφωνης ανίχνευσης που χρησιμοποιεί ένα οπτικό υβρίδιο 90° σε συνδυασμό με δύο ισοσταθμισμένους φωτοανιχνευτές (balanced photodetector). Με HM, PD, BS συμβολίζεται το ημικάτοπτρο, ο φωτοανιχνευτής και ο διαχωριστής δέσμης.

Στο Σχήμα 42 απεικονίζεται το σύστημα σύμφωνης ανίχνευσης που χρησιμοποιείται στην παρούσα μελέτη [126]. Το ληφθέν σήμα $E_R(t)$ και το σήμα αναφοράς $E_{LO}(t)$ είναι γραμμικά πολωμένα και ορθογώνια μεταξύ τους. Επειδή πρόκειται για σύστημα ομόδυνης φώρασης το ληφθέν σήμα $E_R(t)$ και το σήμα αναφοράς $E_{LO}(t)$ έχουν την ίδια φάση. Το ηλεκτρικό πεδίο $E_{LO}(t)$ υπόκειται σε μετατόπιση φάσης 90° κατά τη διάδοσή του διαμέσου του πλακιδίου $\lambda/4$ και ακολούθως συνδυάζεται με το σήμα $E_R(t)$ με τη βοήθεια του ημικάτοπτρου (HM – Half Mirror). Το συνδυασμένο σήμα οδηγείται σε δύο διαχωριστές δέσμης (BS – Beam Splitter) που παράγουν δύο συνιστώσες ο καθένας, κάθε μία εκ των οποίων καταλήγει στον έναν από τους δύο ισοσταθμισμένους φωτοανιχνευτές του συστήματος. Το πεδίο στην είσοδο της πρώτης και της δεύτερης φωτοδιόδου θα είναι:

$$E_1^\pm(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_R(t) \pm E_{LO}(t) + E_n(t)) \quad (5.10)$$

$$E_2^\pm(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_R(t) \pm jE_{LO}(t) + E_n(t)) \quad (5.11)$$

όπου ο εκθέτης \pm καθορίζει το πρόσημο του $E_{LO}(t)$ και η διαίρεση με τον παράγοντα $\sqrt{2}$ εξασφαλίζει ότι κάθε μία από τις εξόδους του υβριδίου 90° θα έχει τη μισή ισχύ σε σχέση με την συνολική ισχύ του σήματος στην είσοδο του υβριδίου. Η οπτική ισχύς που αντιστοιχεί σε κάθε μία από τις συνιστώσες στις (5.10) και (5.11) υπολογίζεται σύμφωνα με την (5.7) από την:

$$P_i^\pm = c\epsilon_0 |E_i^\pm|^2 A_{eff} \quad (5.12)$$

Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου

όπου ο δείκτης $i=1,2$ για την 1^{η} και 2^{η} φωτοδίοδο αντίστοιχα. Το παραγόμενο φωτόρευμα σε κάθε μία από τις φωτοδιόδους θα είναι $i_{1,2} = R(P_{1,2}^+ - P_{1,2}^-)$. Αντικαθιστώντας τις (5.10) και (5.11) στην (5.12) και μετά από αριθμητικές πράξεις προκύπτει ότι το φωτόρευμα στις δύο φωτοδιόδους δίνεται από:

$$i_1 = 2K \operatorname{Re}\{E_{LO}^* E_R\} + 2K \operatorname{Re}\{E_{LO}^* E_n\} + n_1^{(S)} + n_1^{(T)} \quad (5.13)$$

$$i_2 = 2K \operatorname{Im}\{E_{LO}^* E_R\} + 2K \operatorname{Im}\{E_{LO}^* E_n\} + n_2^{(S)} + n_2^{(T)} \quad (5.14)$$

όπου ο αστερίσκος δηλώνει το συζυγή μιγαδικό, με $n_1^{(S)}$ και $n_2^{(S)}$ συμβολίζονται οι συνιστώσες του θορύβου βολής ενώ με $n_1^{(T)}$ και $n_2^{(T)}$ οι συνιστώσες του θερμικού θορύβου στις φωτοδιόδους 1 και 2 αντίστοιχα. Η τιμή της σταθεράς $K=c\epsilon_0 R A_{eff}/2$ καθορίζεται από την ενεργό επιφάνεια της φωτοδίοδου A_{eff} και το συντελεστή απόκρισης R . Στην απουσία θορύβου, αντικαθιστώντας την (5.9) στις (5.13) και (5.14) προκύπτει ότι $i_1=2K\cos(\varphi_R - \varphi_{LO})$ και $i_2=2K\sin(\varphi_R - \varphi_{LO})$ όπου φ_{LO} και φ_R είναι η φάση του σήματος LO και του ληφθέντος οπτικού σήματος αντίστοιχα. Η φάση του ληφθέντος σήματος φ_R περιλαμβάνει τη φάση του σταλθέντος σήματος θ_m καθώς και μία φάση θ_{ch} που εισάγεται από το συνδυασμό του ασύρματου οπτικού καναλιού και της LD στον πομπό, δηλαδή $\varphi_R = \theta_m + \theta_{ch}$.

Στα συστήματα ομόδυνας φώρασης, η φάση φ_{LO} της LD που χρησιμοποιείται στο δέκτη πρέπει να ταυτίζεται με την θ_{ch} προκειμένου να ανακτηθεί η φάση θ_m του συμβόλου. Για το σκοπό αυτό οι ομόδυνοι δέκτες χρησιμοποιούσαν «παραδοσιακά» ένα κύκλωμα κλειδώματος φάσης (PLL – Phase Locked Loop) για το συγχρονισμό της φάσης της LD αναφοράς με αυτή του ληφθέντος σήματος [124]. Η μεγάλη όμως καθυστέρηση που εισάγει το PLL δεν επιτρέπει τη χρήση του σε οπτικά συστήματα που υποστηρίζουν πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Αυτός ήταν και ο λόγος που επικράτησε τελικά η μέθοδος της άμεσης ανίχνευσης στα ασύρματα οπτικά συστήματα. Ωστόσο, η ανάπτυξη των τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP – Digital Signal Processing) απλοποίησε σημαντικά τη διαδικασία ανάκτησης της φάσης του συμβόλου, η οποία στην περίπτωση αυτή πραγματοποιείται αποκλειστικά από ένα κύκλωμα DSP όπως αυτό που φαίνεται στο Σχήμα 43 για M -PSK διαμορφωμένα σύμβολα [127], [128].

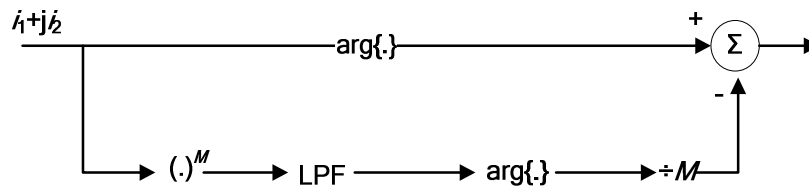
Ο συνδυασμός $i_1 + j i_2$ του φωτορεύματος που παράγεται σε κάθε μία από τις φωτοδιόδους οδηγείται στο κύκλωμα DSP όπου και ανακτάται η φάση θ_m και αποδιαμορφώνονται τα δεδομένα. Ας θεωρήσουμε για παράδειγμα την περίπτωση διαμόρφωσης BPSK ($M=2$). Στον κάτω κλάδο του κυκλώματος στο Σχήμα 43 αρχικά λαμβάνεται το τετράγωνο του σήματος $i_1 + j i_2$ [127]:

$$\begin{aligned} i_1 + j i_2 &\Rightarrow (i_1 + j i_2)^2 = \left(\exp\{j(\varphi_R - \varphi_{LO})\} \right)^2 = \\ &= \exp\{j2(\varphi_R - \varphi_{LO})\} \end{aligned} \quad (5.15)$$

Λαμβάνοντας υπόψη ότι $\varphi_R = \theta_m + \theta_{ch}$ και ότι $\theta_m = 2\pi m/M$ άρα $2\theta_m = \begin{cases} 2\pi & m=1 \\ 4\pi & m=2 \end{cases}$ έχουμε:

$$\begin{aligned} \exp\{j2(\varphi_R - \varphi_{LO})\} &= \exp\{j2(\theta_{ch} - \varphi_{LO})\} \Rightarrow \\ \arg\{\exp\{j2(\theta_{ch} - \varphi_{LO})\}\} &= 2(\theta_{ch} - \varphi_{LO}) \stackrel{\neq 2}{\Rightarrow} \\ \arg\{\exp\{j2(\theta_{ch} - \varphi_{LO})\}\}/2 &= \theta_{ch} - \varphi_{LO} \end{aligned} \quad (5.16)$$

Αφαιρώντας τη φάση ($\theta_{ch} - \varphi_{LO}$) από τη ($\theta_m + \theta_{ch} - \varphi_{LO}$) όπως αυτή προκύπτει από τον άνω κλάδο του κυκλώματος στο Σχήμα 43, παρατηρούμε ότι πραγματοποιείται ανάκτηση της φάσης του συμβόλου που έχει μεταδοθεί, χωρίς να είναι απαραίτητο το κλειδίωμα της φάσης των θ_{ch} και φ_{LO} .



Σχήμα 43: Κύκλωμα εκτίμησης φάσης ενός M -PSK διαμορφωμένου σήματος.

Στο Σχήμα 43 παρατηρούμε ότι για την εκτίμηση της φάσης χρησιμοποιείται το μιγαδικό σήμα $i_1 + j i_2$. Στην περίπτωση που το απεσταλμένο σύμβολο ήταν το s_q το μιγαδικό σήμα γράφεται ως:

$$r = i_1 + j i_2 = H s_q + n \quad (5.17)$$

όπου ο συντελεστής H δίνεται από $H = 2R(P_{LO} P_T A_{eff} / A_{cov})^{1/2}$ και ο θόρυβος n περιλαμβάνει και τα τρία είδη θορύβου που εμφανίζονται στις (5.13) και (5.14).

5.1.3 Χαρακτηριστικά θορύβου

Σύμφωνα με τις (5.13) και (5.14) σε ένα σύστημα ομόδυνης φώρασης διακρίνουμε τρεις τύπους θορύβου: το θόρυβο βολής που οφείλεται στη κβαντική φύση της διαδικασίας παραγωγής ηλεκτρονίων κατά την πρόσπτωση φωτονίων σε μία φωτοδίοδο, το θερμικό θόρυβο που εμφανίζεται στις αντιστάσεις του ηλεκτρικού κυκλώματος του δέκτη και τέλος το θόρυβο που προέρχεται από το περιβαλλοντικό φως, ενισχυμένο από την ισχύ P_{LO} . Ο συνολικός θόρυβος στις φωτοδιόδους 1 και 2 δίνεται από:

$$n_1 = 2K \operatorname{Re}\{E_{LO}^* E_n\} + n_1^{(S)} + n_1^{(T)} \quad (5.18)$$

$$n_2 = 2K \operatorname{Re}\{E_{LO}^* E_n\} + n_2^{(S)} + n_2^{(T)} \quad (5.19)$$

Η φασματική πυκνότητα ισχύος της συνιστώσας του θορύβου που εμφανίζεται στον πρώτο όρο του δεξιού μέλους των (5.18) και (5.19) μπορεί να υπολογιστεί εφαρμόζοντας τον ορισμό της φασματικής πυκνότητας ισχύος [87]:

$$S_n = \int_{-\infty}^{+\infty} d\tau \langle (2KE_n(t)E_{LO}^*(t))(2KE_n(t+\tau)E_{LO}^*(t+\tau)) \rangle e^{j2\pi f\tau} \quad (5.20)$$

Τελικά η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου στην πρώτη φωτοδίοδο υπολογίζεται ως:

$$S_1(f) = 2K^2 P_{LO} S^{(amb)}(f) + S^{(S)}(f) + S^{(T)}(f) \quad (5.21)$$

όπου $S^{(amb)}$, $S^{(T)}$ και $S^{(S)}$ οι PSDs του περιβαλλοντικού φωτός, του θερμικού θορύβου και του θορύβου βολής αντίστοιχα. Για τον υπολογισμό του $S^{(T)}$ λαμβάνουμε υπόψη ότι ο ισοσταθμισμένος φωτοανιχνευτής αποτελείται από δύο πανομοιότυπες φωτοδιόδους

συνδεδεμένες σε σειρά με αποτέλεσμα η PSD του θερμικού θορύβου και του θορύβου βολής να είναι η διπλάσια αυτής μίας απλής φωτοδιόδου, δηλαδή:

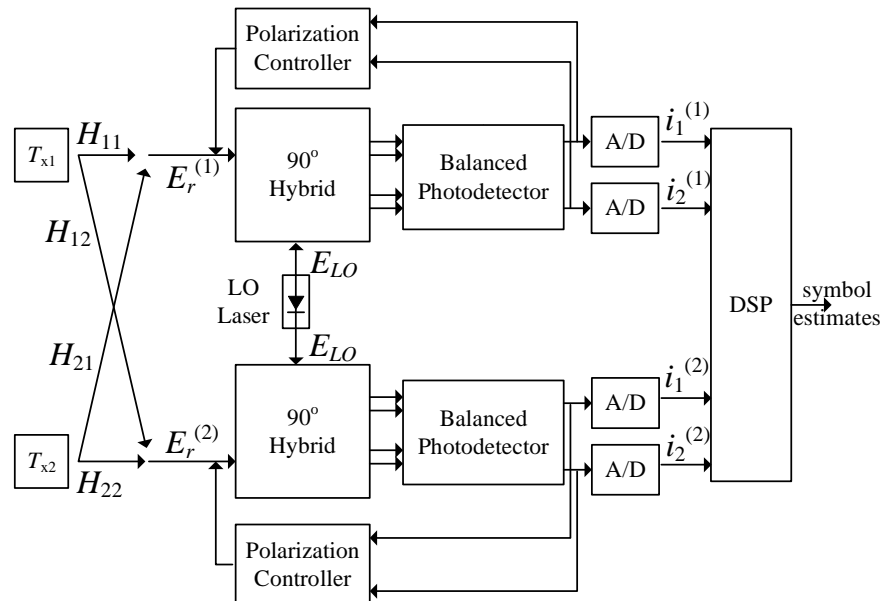
$$S^{(T)}(f) = 8k_B T_k / R_L \quad (5.22)$$

$$S^{(S)}(f) = 4qRP_{LO} \quad (5.23)$$

Για τον υπολογισμό των (5.22) και (5.23) χρησιμοποιήθηκαν οι (2.6) και (2.5) αντίστοιχα. Ο θόρυβος βολής του λαμβανόμενου οπτικού σήματος αγνοήθηκε επειδή η ισχύς του είναι πολύ μικρότερη αυτής του σήματος LO που παράγεται τοπικά. Η ισχύς του θορύβου στην πρώτη φωτοδιόδο προκύπτει πολλαπλασιάζοντας τη συνολική PSD που υπολογίστηκε στην (5.21) επί το ρυθμό μετάδοσης ενός bit R_b . Ακριβώς με τον ίδιο τρόπο υπολογίζεται και η ισχύς του θορύβου στη δεύτερη φωτοδιόδο.

5.2 Σύμφωνο IR MIMO σύστημα

Στο Σχήμα 44 απεικονίζεται το σχηματικό διάγραμμα ενός 2x2 συστήματος που χρησιμοποιεί δύο πηγές σύμφωνου φωτός και δύο δέκτες ομόδυνης φώρασης. Ο κάθε δέκτης αποτελείται από ένα υβρίδιο 90° (90° hybrid), έναν ισοσταθμισμένο φωτοανιχνευτή (balanced photodetector), έναν ελεγκτή πόλωσης (polarization controller) και δύο μετατροπείς αναλογικού σε ψηφιακό σήμα (A/D) [129]. Η έξοδος του κάθε δέκτη οδηγείται σε κατάλληλη μονάδα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP) όπου πραγματοποιείται η ανάκτηση της φάσης και η αποδιαμόρφωση των συμβόλων. Οι ελεγκτές πόλωσης εξασφαλίζουν ότι το οπτικό σήμα που προσπίπτει στο δέκτη και το σήμα του LO είναι γραμμικά πολωμένα σε κάθετες διευθύνσεις [11].



Σχήμα 44: Μπλοκ διάγραμμα ενός συστήματος 2x2, που χρησιμοποιεί δύο πηγές σύμφωνου φωτός και δύο δέκτες ομόδυνης φώρασης.

Στη γενική περίπτωση ενός συστήματος MIMO με N_T στοιχεία εκπομπής και N_R στοιχεία λήψης, η εκπεμπόμενη οπτική ισχύς από κάθε πομπό είναι P_T/N_T . Το ηλεκτρικό πεδίο στο l -ιοστό στοιχείο εκπομπής θα είναι:

$$E_R^{(l)}(t) = \sum_{p=1}^{N_T} E_R^{(pl)} + E_n^{(l)} \quad (5.24)$$

Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου

όπου με $E_R^{(pl)}(t)$ συμβολίζεται το σήμα που φθάνει στο δέκτη l από τον πομπό p και σε αναλογία με την (5.9) θα δίνεται από:

$$E_R^{(pl)}(t) = E_{R0}^{(pl)} \exp\{j(2\pi f_0 - kd_{pl})\} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} s_q^{(p)} p(t - qT_s) \quad (5.25)$$

Στην (5.25), το πλάτος του πεδίου είναι $E_R^{(pl)} = (2P_R^{(pl)}/A_{eff}^{(pl)}/c\epsilon_0)^{1/2}$ όπου με d_{pl} , $A_{eff}^{(pl)}$ και $P_R^{(pl)}$ συμβολίζονται η απόσταση, η ενεργός επιφάνεια και η ληφθείσα ισχύς για το ζεύγος pl πομπού-δέκτη και $s_q^{(p)}$ είναι το q -ιοστό σύμβολο που μεταδίδεται από τον p -ιοστό πομπό.

5.2.1 Τεχνική Alamouti για ένα σύμφωνο IR σύστημα

Η τεχνική Alamouti [108] περιγράφεται στην παράγραφο 4.4.2. Η πιο απλή υλοποίηση της τεχνικής αυτής περιλαμβάνει τη χρήση δύο στοιχείων εκπομπής στον πομπό και ενός στοιχείου λήψης στο δέκτη. Κατά τη διάρκεια της περιόδου ενός συμβόλου ($q=1$) τα δύο στοιχεία εκπομπής μεταδίδουν ταυτόχρονα δύο σύμβολα. Τα στοιχεία εκπομπής στην προκειμένη περίπτωση είναι δύο LDs. Το σύμβολο που μεταδίδεται από την πρώτη LD είναι το $s_1^{(1)} = s_1$ και αυτό που μεταδίδεται από τη δεύτερη LD συμβολίζεται με $s_1^{(2)} = s_2$. Κατά τη διάρκεια της επόμενης περιόδου συμβόλου ($q=2$) τα σύμβολα που εκπέμπονται από τις δύο LDs είναι τα $s_2^{(1)} = [-s_2]^*$ και $s_2^{(2)} = [s_1]^*$. Τα σύμβολα $s_{1,2}$ ανήκουν στο σύνολο $\{e^{j2\pi m/M}\}$ του M -ιαδικού PSK όπου M το επίπεδο του PSK και m ακέραιος αριθμός που ικανοποιεί την $1 \leq m \leq M$. Η διαμόρφωση PSK περιγράφηκε αναλυτικά στην παράγραφο 2.5.3.

Το ληφθέν σήμα $E_R^{(11)}(t)$ που περιγράφεται από την (5.25) συνδυάζεται με το σήμα αναφοράς $E_{LO}(t)$ στο οπτικό υβρίδιο όπως φαίνεται στο διάγραμμα στο Σχήμα 42. Το φωτόρευμα που παράγεται σε κάθε μία από τις φωτοδιόδους στη διάρκεια της πρώτης περιόδου υπολογίζεται σύμφωνα με τις (5.13) και (5.14). Τα $i_1^{(1)}$ και $i_2^{(1)}$ οδηγούνται στην είσοδο της μονάδας DSP αφού συνδυαστούν κατάλληλα:

$$r_1^{(1)} = i_1^{(1)} + i_2^{(1)} j = H_{11}s_1 + H_{21}s_2 + n_1^{(1)} \quad (5.26)$$

Στην (5.26) με $n_1^{(1)}$ συμβολίζεται ο θόρυβος στο δέκτη, ο οποίος είναι AWGN με PSD που δίνεται από την (5.21). Οι συντελεστές H_{pl} ορίζονται από την:

$$H_{pl} = 2R \sqrt{\frac{P_{LO} P_T A_{eff}^{(pl)}}{2A_{cov}}} e^{j(kd_{pl} - \phi_{LO})} \quad (5.27)$$

Ομοίως, κατά τη διάρκεια της δεύτερης περιόδου το σήμα που οδηγείται στην είσοδο της μονάδας DSP είναι:

$$r_1^{(2)} = i_1^{(2)} + i_2^{(2)} j = -H_{11}s_2^* + H_{21}s_1^* + n_1^{(2)} \quad (5.28)$$

Η PSD του θορύβου $n_1^{(2)}$ υπολογίζεται και πάλι από την (5.21). Οι (5.26) και (5.28) μπορούν να εκφραστούν και με τη μορφή πινάκων σύμφωνα με:

$$\begin{bmatrix} r_1^{(1)} \\ (r_1^{(2)})^* \end{bmatrix} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1^{(1)} \\ (n_1^{(2)})^* \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

Ο πίνακας \mathbf{H} ορίζεται ως:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{21} \\ H_{21}^* & -H_{11}^* \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Πολλαπλασιάζοντας και τις δύο πλευρές της (5.29) με τον ερμιτιανό πίνακα του \mathbf{H} που ορίζεται ως $\mathbf{H}^H = (\mathbf{H}^T)^*$, όπως προαναφέρθηκε στην παράγραφο 4.4.2, αποσυμπλέκεται η ανίχνευση των συμβόλων s_1 και s_2 :

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} = \|\mathbf{H}\|^2 \mathbf{I}_2 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_{11}^* n_1^{(1)} - H_{21} n_2^{(1)} \\ H_{21}^* n_1^{(1)} + H_{11} n_2^{(1)} \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

όπου $\|\mathbf{H}\|$ η νόρμα του πίνακα \mathbf{H} και \mathbf{I}_2 2×2 μοναδιαίος πίνακας. Η χρήση της (5.31) για την ανίχνευση των συμβόλων s_1 και s_2 προϋποθέτει ότι οι συντελεστές H_{11} και H_{21} είναι γνωστοί, δηλαδή ότι στο δέκτη είναι διαθέσιμη η πληροφορία για το κανάλι. Ο δέκτης σε ένα ασύρματο οπτικό σύστημα μπορεί εύκολα να αποκτήσει την πληροφορία σχετικά με την κατάσταση του οπτικού καναλιού χρησιμοποιώντας κατάλληλες ακολουθίες εκμάθησης εφόσον το οπτικό κανάλι μεταβάλλεται πολύ αργά σε σχέση με το ρυθμό μετάδοσης.

Στην περίπτωση που στη μεριά του δέκτη χρησιμοποιούνται δύο στοιχεία λήψης ισχύει και πάλι η (5.29) και το μόνο που θα αλλάξει θα είναι ο πίνακας \mathbf{H} , ο οποίος θα δίνεται από:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{21} \\ H_{12} & H_{22} \\ H_{21}^* & -H_{11}^* \\ H_{22}^* & -H_{12}^* \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

5.2.2 Υπολογισμός BER

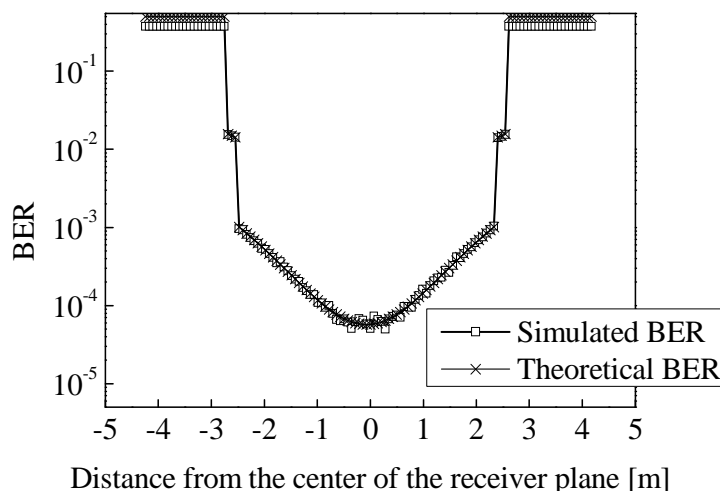
Η πιθανότητα σφάλματος bit (BER) του συστήματος όταν χρησιμοποιείται M -PSK διαμόρφωση υπολογίζεται σύμφωνα με τη σχέση [117]:

$$P_e = \frac{2}{\log_2 M} Q \left(\sqrt{\sin^2 \left(\frac{\pi}{M} \right) \log_2 M \frac{\|\mathbf{H}\|^2}{\sigma^2}} \right) \quad (5.33)$$

όπου σ^2 η ισχύς του θορύβου, που υπολογίζεται πολλαπλασιάζοντας την PSD που υπολογίστηκε στην (5.21) με το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων που υποστηρίζει το σύστημα, και Q η συνάρτηση Marcum που ορίζεται ως:

$$Q(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_y^{+\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (5.34)$$

Η ισχύς της (5.33) μπορεί να επαληθευτεί υπολογίζοντας την πιθανότητα σφάλματος με τη βοήθεια προσομοιώσεων Monte Carlo χρησιμοποιώντας το κριτήριο της μέγιστης πιθανοφάνειας σύμφωνα με τις (4.38) και (4.39).



Σχήμα 45: Επαλήθευση της εξίσωσης (5.33) για τον υπολογισμό του BER σε ένα σύμφωνο σύστημα Alamouti 2x1 χρησιμοποιώντας προσομοιώσεις Monte Carlo.

Τα αποτελέσματα που απεικονίζονται στο Σχήμα 45 προέκυψαν για το σχήμα Alamouti 2x1, για θέσεις του δέκτη επάνω στην κύρια διαγώνιο του δωματίου που φαίνεται Σχήμα 42, όταν η ισχύς εκπομπής είναι 20mW. Για τον υπολογισμό του BER με τη μέθοδο Monte Carlo πραγματοποιήθηκαν 10^6 προσομοιώσεις, δηλαδή τιμές του BER $> 10^{-4}$ μπορούσαν να υπολογιστούν με ακρίβεια [130]. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 42 η εξίσωση (5.33) υπολογίζει με μεγάλη ακρίβεια το BER και γι αυτό το λόγο θα χρησιμοποιηθεί στη συνέχεια της παρούσας ανάλυσης. Στο σημείο αυτό πρέπει να σημειωθεί ότι η (5.33) μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για τον υπολογισμό του BER σε ένα σύστημα SISO (Single Input Single Output) αντικαθιστώντας τον πίνακα \mathbf{H} με το βαθμωτό (μονοδιάστατο) μέγεθος H που αντιστοιχεί στο κέρδος του SISO καναλιού.

Εφαρμόζοντας την ίδια συλλογιστική είναι δυνατό να υπολογιστεί η πιθανότητα σφάλματος ενός συστήματος που χρησιμοποιεί επαναληπτικούς κώδικες (RC). Η (5.33) ισχύει και στην περίπτωση ενός 2x1 RC συστήματος αρκεί κανένας να αντικαταστήσει το $\|\mathbf{H}\| = |H_{11}|^2 + |H_{21}|^2$ με $|H_{11} + H_{21}|^2$. Με τη βοήθεια της (5.27) προκύπτει ότι:

$$|H_{11} + H_{21}|^2 = |H_{11}|^2 + |H_{21}|^2 + 4R^2 \frac{P_{LO} P_T A_{eff}}{A_{cov}} \cos(k(d_{11} - d_{21})) \quad (5.35)$$

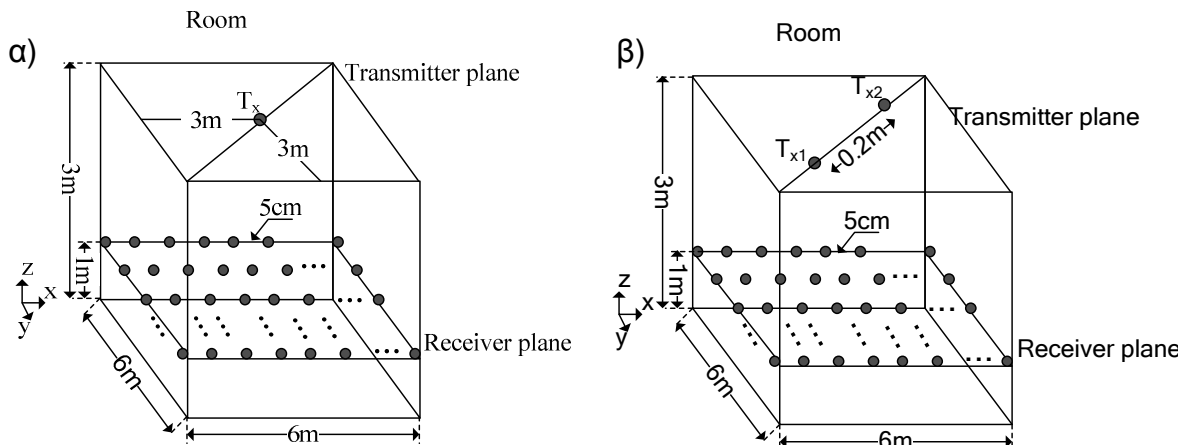
Η (5.35) υπονοεί ότι, εφόσον τα d_{11} και d_{21} είναι πολύ μεγαλύτερα από το μήκος κύματος λ της οπτικής ακτινοβολίας, η τιμή του BER στην περίπτωση αυτή είναι δυνατό να υποστεί έντονες διακυμάνσεις ακόμα και σε πολύ κοντινά σημεία.

5.3 Επίδραση της τεχνικής Alamouti στην απόδοση ενός σύμφωνου IR συστήματος εσωτερικού χώρου

Στην παράγραφο αυτή θα μελετήσουμε με τη βοήθεια προσομοιώσεων την απόδοση ενός σύμφωνου IR συστήματος, που χρησιμοποιεί την τεχνική Alamouti, ως προς το BER και το μέγιστο δυνατό ρυθμό μετάδοσης που μπορεί να επιτευχθεί σε ένα δωμάτιο.

5.3.1 Περιγραφή υπό μελέτη συστήματος

Το υπό μελέτη σύστημα βρίσκεται τοποθετημένο μέσα σε ένα δωμάτιο διαστάσεων $6 \times 6 \times 3 \text{m}$ [123]. Η τοπολογία SISO απεικονίζεται στο Σχήμα 46 και περιλαμβάνει έναν πομπό τοποθετημένο στο μέσο της οροφής ο οποίος στοχεύει προς τα κάτω (κατεύθυνση $-z$) και ένα δέκτη τοποθετημένο σε απόσταση 1m επάνω από το δάπεδο. Στο Σχήμα 46 παρουσιάζονται οι δυνατές θέσεις του δέκτη στο δωμάτιο οι οποίες χρησιμοποιήθηκαν στους υπολογισμούς. Οι πομποί των συστημάτων 2×1 και 2×2 είναι τοποθετημένοι στην οροφή του δωματίου σε απόσταση 0.1m από το κέντρο της οροφής ο καθένας, κατά μήκος της κύριας διαγωνίου του δωματίου όπως φαίνεται στο Σχήμα 46β). Τα στοιχεία λήψης στο δέκτη του συστήματος 2×2 απέχουν απόσταση ίση με 1cm . Η απόσταση αυτή επιλέχθηκε έτσι ώστε να είναι αρκετά μικρή για να μπορούν να ενσωματωθούν τα στοιχεία λήψης στο ίδιο τερματικό. Τόσο στα συστήματα 2×1 και 2×2 όσο και στο σύστημα SISO τα στοιχεία λήψης έχουν κατεύθυνση προς τα πάνω (κατεύθυνση $+z$). Το FOV του κάθε στοιχείου λήψης είναι $\theta_c = 52^\circ$, τιμή που επιλέχθηκε έτσι ώστε να παρέχεται κάλυψη τουλάχιστον στο 50% των δεκτών στη διάταξη SISO. Στη θέση του κάθε δέκτη βρίσκεται μία p-i-n φωτοδίοδος εμβαδού $A_{\text{det}} = 0.176 \text{mm}^2$ συνδυασμένη με κατάλληλο οπτικό συγκεντρωτή με δείκτη διάθλασης $n_c = 1.85$ και συντελεστή απόκρισης $R = 0.9 A/W$, και με οπτικό φίλτρο εύρους $\Delta\lambda = 50 \text{nm}$. Για τη σχετική τοποθέτηση των δύο πομπών στα συστήματα 2×1 και 2×2 εξετάσθηκαν διάφορες θέσεις και τελικά επιλέχθηκαν εκείνες που επιτυγχάνουν τη μεγαλύτερη περιοχή κάλυψης χωρίς όμως να μειώνεται σημαντικά η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος.



Σχήμα 46: α) SISO τοπολογία. β) 2×1 και 2×2 τοπολογίες.

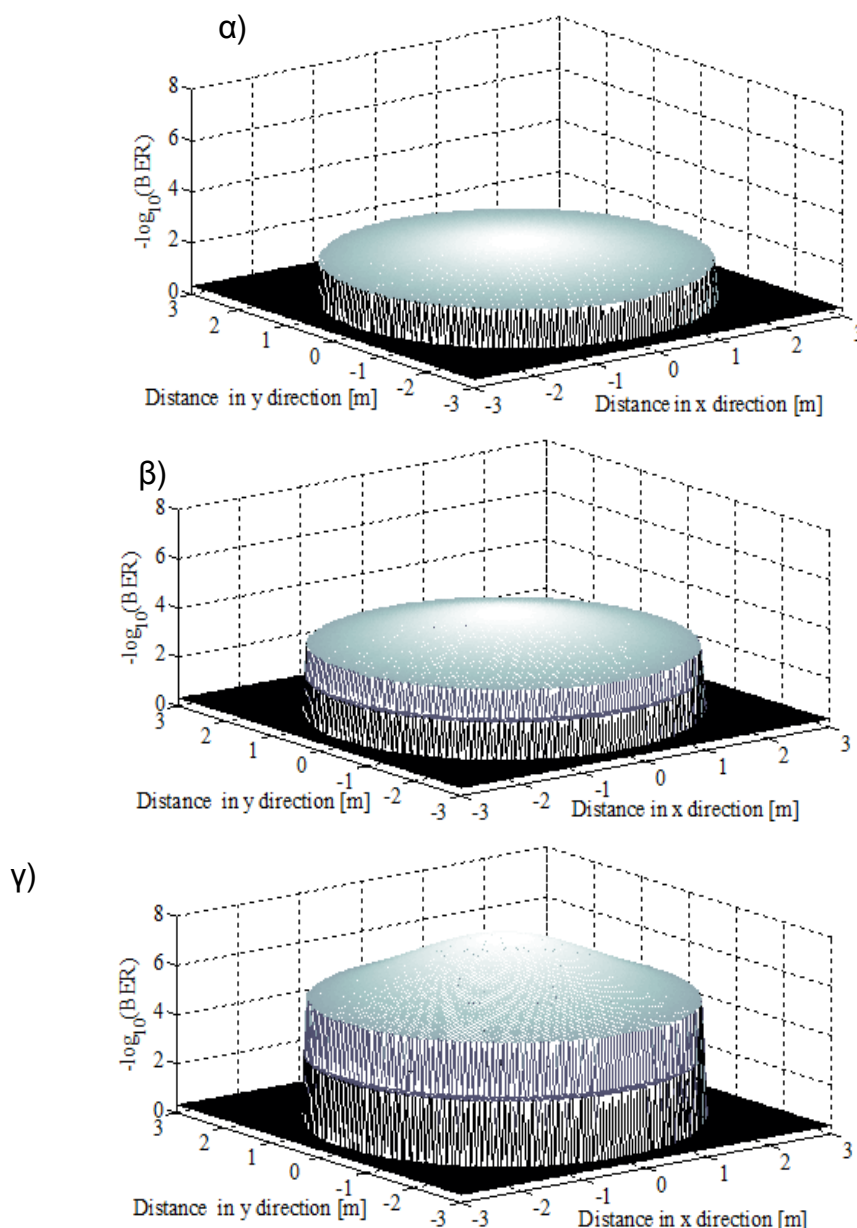
5.3.2 Απόδοση υπό μελέτη συστήματος ως προς το BER και το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων

Με τη βοήθεια της ανάλυσης που προηγήθηκε υπολογίστηκε το BER και για τις τρεις διατάξεις, δηλαδή τη SISO, τη 2×1 και τη 2×2 . Χρησιμοποιήθηκε το σχήμα διαμόρφωσης BPSK (Binary Phase Shift Keying, $M=2$) και η ισχύς του LO επιλέχθηκε ίση με $P_{LO} = 5 \text{mW}$. Η μέση συνολική ισχύς εκπομπής είναι $P_T = 20 \text{mW}$ ενώ ο ρυθμός μετάδοσης bit θεωρείται $R_b = 1 \text{Gb/s}$. Πρέπει να σημειωθεί ότι τα στοιχεία εκπομπής στον πομπό των συστημάτων 2×1 και 2×2 , εκπέμπουν τη μισή οπτική ισχύ σε σύγκριση με το SISO.

Για τον υπολογισμό του BER αρχικά κρίνεται απαραίτητο να καθορισθεί η ισχύς του θορύβου στο δέκτη. Σύμφωνα με την (5.21), η συνολική PSD του θορύβου δίνεται από το άθροισμα του θορύβου λόγω του περιβαλλοντικού φωτός, του θερμικού θορύβου καθώς και του θορύβου βολής από το σήμα του LO. Η επικρατέστερη πηγή θορύβου

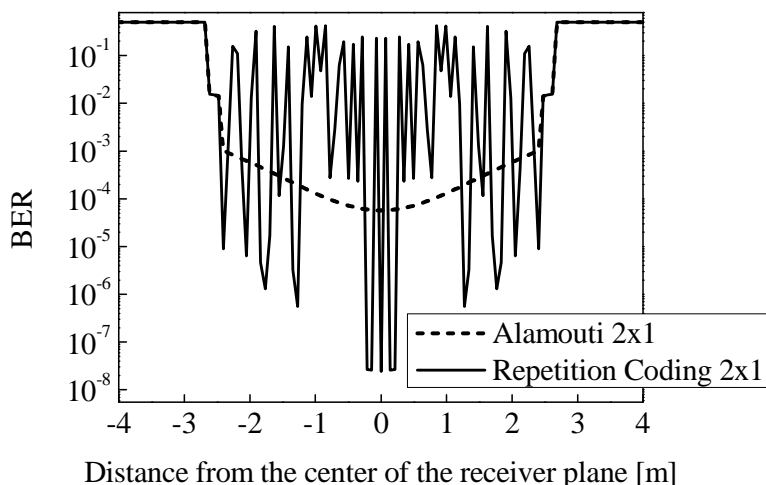
Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου

είναι ο θόρυβος βολής με $\sigma \approx 53 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ ενώ ο θερμικός θόρυβος και ο θόρυβος λόγω του περιβαλλοντικού φωτός έχουν τιμές $\sigma \approx 0.005 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ και $\sigma \approx 5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ όπου σ^2 η φασματική πυκνότητα ισχύος (PSD).



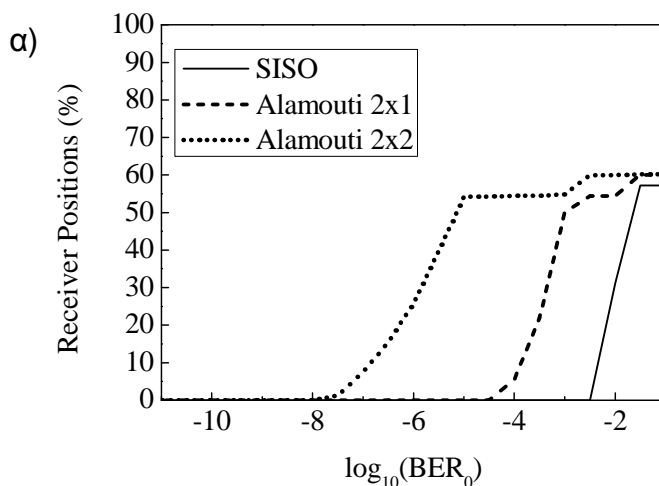
Σχήμα 47: Κατανομή του BER στο δωμάτιο για τις διατάξεις α) SISO.β) 2x1 Alamouti και γ) 2x2 Alamouti.

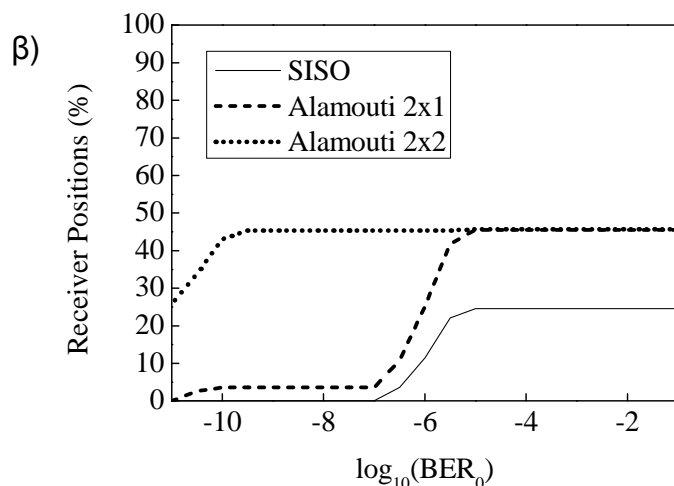
Στο Σχήμα 47α), β) και γ) απεικονίζεται η λογαριθμική κατανομή του BER, δηλαδή το $-\log_{10}(\text{BER})$ για τις διατάξεις SISO, 2x1 και 2x2 schemes αντίστοιχα σε διάφορες θέσεις του δέκτη εντός του υπό μελέτη δωματίου. Παρατηρώντας τα σχήματα αυτά, μπορεί κανένας να παρατηρήσει ότι και τα δύο συστήματα OSTBC παρουσιάζουν πολύ καλύτερη συμπεριφορά από το SISO ως προς την τιμή του BER. Πράγματι, ακόμα και για θέσεις του δέκτη κοντά στο κέντρο του δωματίου όπου ο πομπός του SISO συστήματος στοχεύει ακριβώς επάνω στο δέκτη, το BER είναι πολύ υψηλότερο σε σύγκριση με αυτό των συστημάτων 2x1 και 2x2. Συγκεκριμένα, το BER που επιτυγχάνει η διάταξη 2x2 είναι αρκετά χαμηλό ώστε να εξασφαλίζεται η απρόσκοπτη μετάδοση δεδομένων από το σύστημα.



Σχήμα 48: Τιμές του BER κατά μήκος της κύριας διαγωνίου του δωματίου για ένα σχήμα Alamouti και ένα RC 2x1.

Σε μία προσπάθεια να διερευνηθεί η υπεροχή των STBC σε σχέση με τους επαναληπτικούς κώδικες για σύμφωνα οπτικά συστήματα υπολογίστηκε το BER για ένα κώδικα RC 2x1, σε διαφορετικές θέσεις του δέκτη επάνω στην κύρια διαγώνιο του δωματίου που φαίνεται στο Σχήμα 32. Τα αποτελέσματα φαίνονται στο Σχήμα 48. Μπορεί κανένας να παρατηρήσει ότι το σύστημα RC επιτυγχάνει χαμηλότερες τιμές του BER ($\sim 10^{-7}$) σε σχέση με το Alamouti για ορισμένες θέσεις του δέκτη αλλά για κάποιες άλλες θέσεις του δέκτη σε πολύ κοντινή απόσταση το BER είναι πάρα πολύ υψηλό ($\sim 10^{-1}$). Οι έντονες διακυμάνσεις στην τιμή του BER οφείλονται στο συνημίτονο που εμφανίζεται στο δεύτερο σκέλος της (5.35). Συμφωνα με τα αποτελέσματα αυτά η χρήση κωδίκων επανάληψης δε μπορεί να εγγυηθεί αξιόπιστες ζεύξεις σε σύμφωνα οπτικά ασύρματα συστήματα.

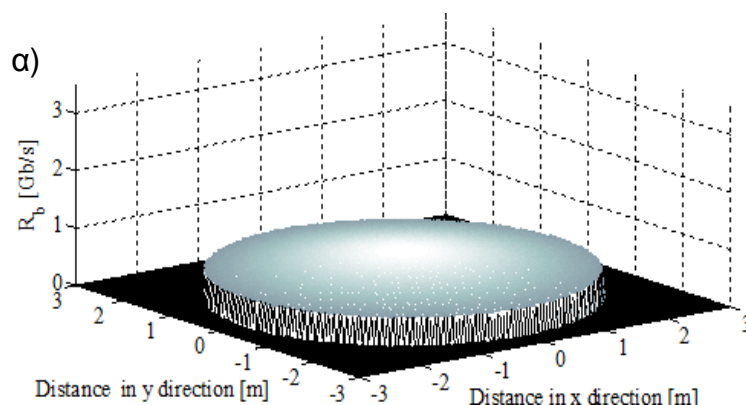


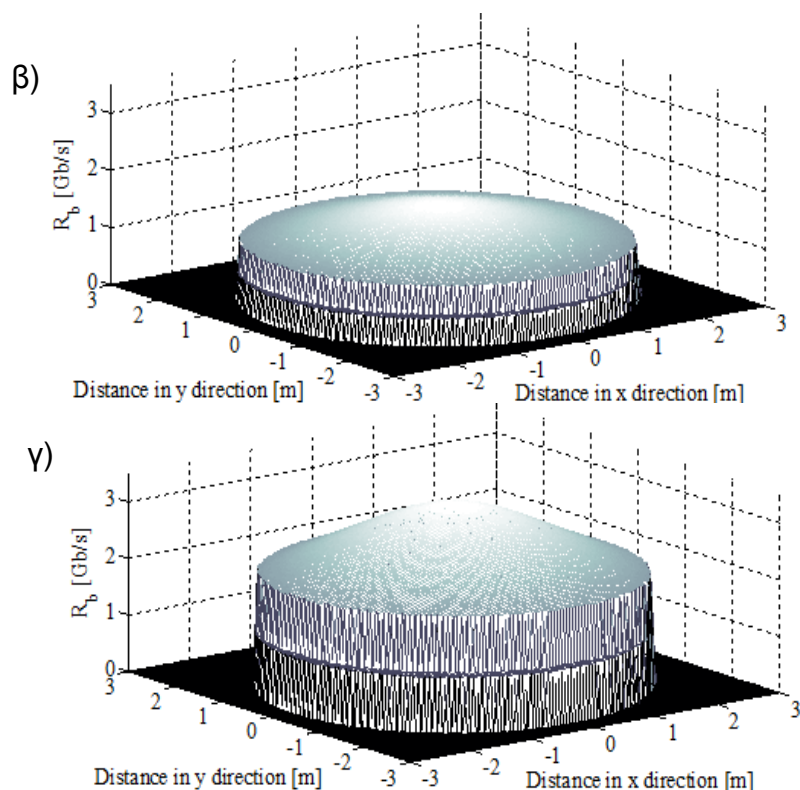


Σχήμα 49: Ποσοστό των σημείων επάνω στο επίπεδο του δέκτη στα οποία το BER είναι ίσο με τις καθορισμένες τιμές για (α) FOV 52° και απόσταση 0.2m μεταξύ των πομπών και (β) FOV 40° και απόσταση 2.5m μεταξύ των πομπών.

Η περιοχή κάλυψης του καθενός από τα τρία συστήματα παρουσιάζεται στο Σχήμα 49. Πιο συγκεκριμένα, το Σχήμα 49α) απεικονίζει το ποσοστό των θέσεων του δέκτη μέσα στο δωμάτιο στις οποίες η τιμή του BER είναι μεγαλύτερη από τις τιμές αναφοράς BER_0 που φαίνονται στον άξονα x του διαγράμματος. Παρατηρούμε ότι η χρήση OSTBC παρέχει σημαντική βελτίωση ως προς την περιοχή κάλυψης του συστήματος. Το 2x2 σύστημα επιτυγχάνει τιμές για το BER τουλάχιστον ίσες με 10^{-5} σε περισσότερο από το 50% των πιθανών θέσεων του δέκτη στο δωμάτιο. Στην περίπτωση της διάταξης 2x1, η κάλυψη είναι μικρότερη ενώ η τιμή του BER είναι τουλάχιστον ίση με 10^{-3} στις μισές περίπου θέσεις των δεκτών. Τέλος, το σύστημα SISO επιτυγχάνει τιμές του BER μεγαλύτερες από 10^{-2} στις περισσότερες θέσεις του δέκτη στο δωμάτιο.

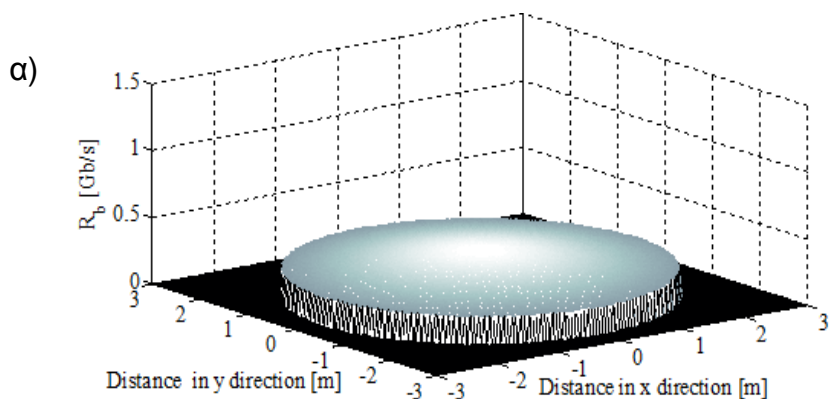
Επιπλέον μελετήθηκε και μία εναλλακτική διάταξη η οποία χρησιμοποιεί δέκτες με στενότερο FOV, ίσο με 40° και πομπούς οι οποίοι απέχουν μεταξύ τους μεγαλύτερη απόσταση, ίση με 2.5 m. Η περιοχή κάλυψης για το σύστημα αυτό φαίνεται στο Σχήμα 49β). Από το σχήμα αυτό μπορούμε να συμπεράνουμε ότι και οι δύο τεχνικές OSTBC επιτυγχάνουν τιμές για το BER μικρότερες από 10^{-6} στο 45% των θέσεων του δέκτη στο δωμάτιο ενώ το SISO επιτυγχάνει τέτοιες τιμές για το BER μόνο στο 25% του δωματίου. Σύμφωνα με το Σχήμα 49 η χρήση τεχνικών MIMO μπορεί να βελτιώσει σημαντικά την απόδοση ενός σύμφωνου ασύρματου οπτικού συστήματος.

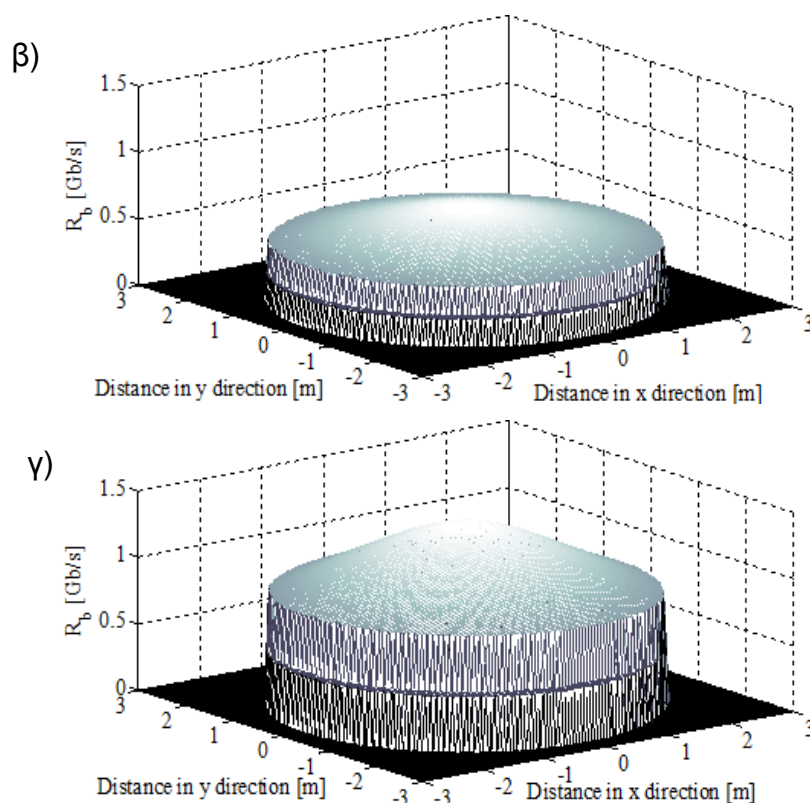




Σχήμα 50: Μέγιστος ρυθμός μετάδοσης bit σε διαφορετικές θέσεις στο δωμάτιο για τις διατάξεις α) SISO, β) 2x1 Alamouti και γ) 2x2 Alamouti όταν η τιμή του BER είναι ίση με 10^{-3} .

Η απόδοση των τριών συστημάτων διερευνήθηκε και ως προς το μέγιστο δυνατό ρυθμό μετάδοσης που μπορούν να παρέχουν. Για αυτόν το σκοπό υπολογίστηκε ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης θεωρώντας δύο τιμές αναφοράς για το BER, 10^{-3} και 10^{-6} σε όλες τις δυνατές θέσεις του δέκτη μέσα στο δωμάτιο. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο Σχήμα 50 και στο Σχήμα 51 για την περίπτωση που το FOV του δέκτη είναι ίσο με 52° . Σύμφωνα με το Σχήμα 50α), στο οποίο η επιθυμητή τιμή του BER είναι ίση με 10^{-3} , το σύστημα SISO μπορεί να επιτύχει ρυθμό μετάδοσης ίσο με 0.6Gb/s κοντά στο κέντρο του δωματίου ενώ σε λιγότερο ευνοϊκές θέσεις στο δωμάτιο ο μέγιστος δυνατός ρυθμός μετάδοσης είναι μεταξύ 0.2 και 0.4Gb/s. Η χρήση των τεχνικών OSTBC μπορεί να αυξήσει το ρυθμό μετάδοσης σε 1.5Gb/s και 3Gb/s στην περίπτωση του συστήματος 2x1 και 2x2 αντίστοιχα.





Σχήμα 51: Μέγιστος ρυθμός μετάδοσης bit σε διαφορετικές θέσεις στο δωμάτιο για τις διατάξεις α) SISO, β) 2x1 Alamouti και γ) 2x2 Alamouti όταν η τιμή του BER είναι ίση με 10^{-6} .

Το Σχήμα 51α) υποδεικνύει ότι με την επιβολή ενός αυστηρότερου ορίου στην τιμή του BER, δηλαδή για $BER = 10^{-6}$, ο μέγιστος δυνατός ρυθμός μετάδοσης που μπορεί να παρέχει το σύστημα SISO είναι 0.3Gb/s. Από την άλλη μεριά, το σύστημα 2x1, επιτυγχάνει μέγιστο ρυθμό μετάδοσης ίσο με 0.6Gb/s ενώ η προσθήκη ενός επιπλέον στοιχείου λήψης αποδεικνύεται ιδιαίτερα ωφέλιμη για το υπό μελέτη σύστημα καταφέροντας να πετύχει ρυθμό μετάδοσης λίγο υψηλότερο από 1Gb/s. Τα αποτελέσματα παρουσιάζουν την υπεροχή των συστημάτων OSTBC σε σύγκριση με τα συμβατικά συστήματα SISO για την υλοποίηση ενός gigabit σύμφωνου IR συστήματος τόσο ως προς την περιοχή κάλυψης όσο και ως προς το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων.

5.4 Συμπεράσματα

Στην ενότητα αυτή διερευνήθηκε η δυνατότητα να επιτευχθούν ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων της τάξης των ~Gb/s σε LOS ασύρματα οπτικά συστήματα χρησιμοποιώντας σύμφωνη διαμόρφωση BPSK σε συνδυασμό με την τεχνική Alamouti STBC και ομόδνη φώραση στο δέκτη. Στο προηγούμενο Κεφάλαιο οι τεχνικές Alamouti αυτές αποδείχθηκαν καλύτερες των SISO και MRC τεχνικών μόνο σε κάποιες περιπτώσεις, για συγκεκριμένες διατάξεις πομποδεκτών ενώ σε καμία περίπτωση δεν ήταν καλύτερες από τη μέθοδο RC. Το γεγονός αυτό έρχεται σε αντίθεση με τις επιδόσεις των STBC στα RF συστήματα και αποδίδεται στο γεγονός ότι τα υπέρυθρα συστήματα χρησιμοποιούν την IM/DD. Έτσι στο κεφάλαιο αυτό εξετάσθηκε η χρησιμότητα των STBC σε σύμφωνα ασύρματα οπτικά συστήματα που παρουσιάζουν πιο κοντινά χαρακτηριστικά με τα RF.

Για το σκοπό αυτό εξετάσθηκαν διάφορα συστήματα όπως 2x1 και 2x2 Alamouti STBC καθώς και επαναληπτικοί κώδικες 2x1 RC και συγκρίθηκαν με ένα σύστημα SISO. Για τη μετάδοση των δεδομένων επιλέχθηκε διαμόρφωση BPSK. Η επίδοση του συστήματος εξετάσθηκε ως προς την πιθανότητα σφάλματος για διάφορες θέσεις του δέκτη στον υπό μελέτη χώρο. Σύμφωνα με τα αποτελέσματα η χρήση μεθόδων STBC

μπορεί να βελτιώσει σημαντικά την απόδοση ενός σύμφωνου ασύρματου οπτικού συστήματος και να επιτρέψει την επίτευξη ρυθμών μετάδοσης της τάξης των ~Gb/s. Οι τεχνικές αυτές μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε σύμφωνα ασύρματα οπτικά συστήματα, να αυξήσουν την εμβέλεια και τη χωρητικότητά τους ενώ παράλληλα μειώνουν την ισχύ εκπομπής στον πομπό. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει η διερεύνηση της επέκτασης των MIMO σύμφωνων οπτικών συστημάτων και για την υλοποίηση ασύρματων δικτύων διάχυσης. Η αυξημένη ευαισθησία των σύμφωνων δεκτών είναι δυνατό να υπερβεί τους περιορισμούς που εισάγει στα κανάλια διάχυσης η χαμηλή ληφθείσα ισχύς και το έντονο περιβαλλοντικό φως. Η διερεύνηση επομένως των σύμφωνων ασύρματων οπτικών συστημάτων διάχυσης σε συνδυασμό με κατάλληλες μεθόδους ισοστάθμισης ή DMT για την αντιμετώπιση της ISI αποτελεί αντικείμενο περαιτέρω έρευνας.

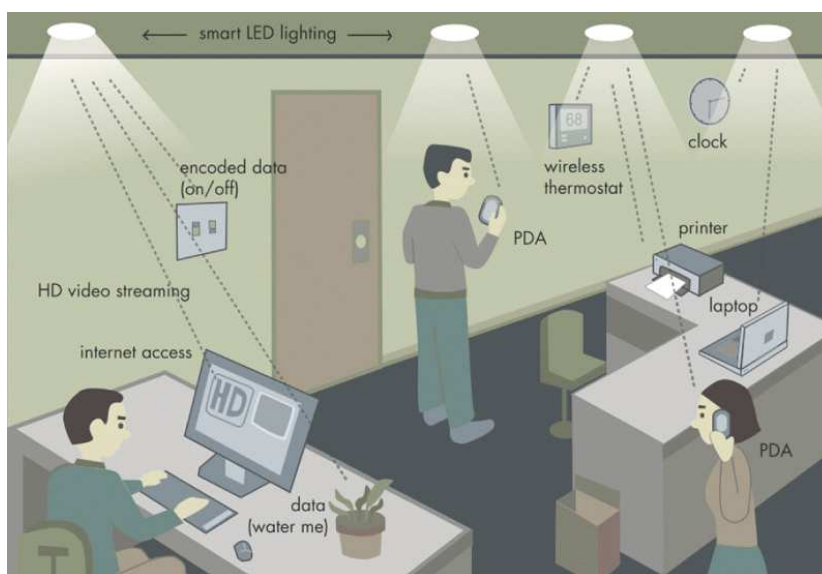
6. Διαμόρφωση πλάτους παλμού για τη ρύθμιση της φωτεινότητας των LED σε ασύρματα οπτικά συστήματα με ορατό φως

Η μέχρι τώρα ανάλυση επικεντρώθηκε στη μελέτη των IR συστημάτων επικοινωνίας και προτάθηκαν διάφορες τεχνικές για τη βελτίωση της απόδοσης των διατάξεων διάχυσης και LOS. Πολλές από τις τεχνικές αυτές χρησιμοποιούνται και στα ασύρματα οπτικά συστήματα με ορατό φως (VLC – Visible Light Communications), τα οποία τα τελευταία χρόνια συγκεντρώνουν το ενδιαφέρον της επιστημονικής κοινότητας. Η καινοτομία των VLC αποδίδεται στη διττή χρήση τους ως διατάξεις φωτισμού και ως συστήματα μετάδοσης πληροφορίας (broadcast). Αυτή ακριβώς η διττή τους χρήση διαφοροποιεί τις απαιτήσεις των VLC από αυτές των IR διατάξεων. Πιο συγκεκριμένα, τα συστήματα VLC πρέπει να εξασφαλίζουν ότι η μετάδοση της πληροφορίας δεν υποβαθμίζει τις επιθυμητές συνθήκες φωτισμού σε ένα δωμάτιο αλλά και αντίστροφα, η μεταβολή της έντασης του φωτός να μην εμποδίζει την απρόσκοπτη μετάδοση των δεδομένων.

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει η υλοποίηση ενός συστήματος VLC το οποίο να υποστηρίζει τη δυνατότητα ρύθμισης της φωτεινότητας (dimming) της οπτικής πηγής, δυνατότητα διαθέσιμη σε όλα τα σύγχρονα συστήματα φωτισμού, χωρίς να υποβαθμίζεται η ποιότητα της επικοινωνίας. Για το σκοπό αυτό προτείνεται στο παρόν κεφάλαιο η μέθοδος διαμόρφωσης εύρους παλμού (PWM – Pulse Width Modulation) και εξετάζονται οι επιδόσεις του συστήματος VLC τόσο ως προς το φωτισμό όσο και ως προς τη μετάδοση δεδομένων, για διάφορες τιμές του επιπέδου dimming.

6.1 Περιγραφή ενός συστήματος VLC

Ένα VLC σύστημα αποτελείται από μία οπτική πηγή, το ασύρματο οπτικό κανάλι και έναν οπτικό δέκτη ο οποίος συνηθέστατα είναι μία φωτοδίοδος σε συνδυασμό με ένα κατάλληλο οπτικό φίλτρο ή/και συγκεντρωτή. Επομένως η βασική δομή του είναι ίδια με αυτή του ασύρματου οπτικού συστήματος που παρουσιάστηκε στο Σχήμα 14. Στη θέση της οπτικής πηγής χρησιμοποιούνται μία ή περισσότερες λευκές LEDs (white LEDs), όπως χαρακτηρίζονται οι LEDs που εκπέμπουν ακτινοβολία στην ορατή περιοχή του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος. Μία πιθανή υλοποίηση για ένα σύστημα VLC σε περιβάλλον γραφείου απεικονίζεται στην Εικόνα 27.



Εικόνα 27: Εφαρμογή ενός VLC συστήματος σε ένα τυπικό περιβάλλον γραφείου. Οι λαμπτήρες χρησιμοποιούνται για να παρέχουν πρόσβαση στο Internet, συνδέονται με κατάλληλο δίκτυο αισθητήρων για την αυτοματοποίηση κάποιων εργασιών κοκ.

Στη θέση του πομπού ενός συστήματος VLC μπορούν θεωρητικά να χρησιμοποιηθούν κάθε μορφής πηγές ορατού φωτός. Η βασική προϋπόθεση είναι να μπορούν να αναβοσβήνουν με γρήγορους ρυθμούς. Οι κοινοί λαμπτήρες πυράκτωσης καταστρέφονται γρήγορα όταν αναβοσβήνουν συνεχώς και συνεπώς κρίνονται ακατάλληλοι για τέτοιου είδους εφαρμογές. Αντίθετα, οι λαμπτήρες φθορισμού, που ήδη χρησιμοποιούνται ευρέως για σκοπούς φωτισμού, αποτελούν μία καλή επιλογή λόγω της δυνατότητας τους να αναβοσβήνουν με γρήγορους ρυθμούς. Έχουν αναφερθεί εφαρμογές που χρησιμοποιούν λαμπτήρες φθορισμού για την υλοποίηση συστημάτων VLC όπου απαιτούνται χαμηλοί ρυθμοί μετάδοσης. Για παράδειγμα, οι [131] και [132] πρότειναν ένα σύστημα πλοήγησης για ανθρώπους με προβλήματα όρασης χρησιμοποιώντας κατάλληλους αισθητήρες σε συνδυασμό με VLC με λαμπτήρες φθορισμού. Σύμφωνα με σχετικές πειραματικές μετρήσεις επιτεύχθηκαν ταχύτητες μεταξύ 1.2–9.6kb/s όταν ο χρήστης κινείται με ταχύτητες μεταξύ 0.3–5m/s. Η επιπλέον αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεν είναι δυνατή παρά μόνο με τη χρήση LEDs, οι οποίες μπορούν να αναβοσβήνουν με ακόμη μεγαλύτερη ταχύτητα.

Οι λευκές LEDs αποτελούν μια ιδιαίτερα ελκυστική πρόταση για την υλοποίηση συστημάτων φωτισμού. Σε σύγκριση με τα συνηθισμένα συστήματα φωτισμού όπως είναι οι λαμπτήρες πυρακτώσεως και φθορισμού, οι λευκές LEDs παρουσιάζουν μεγαλύτερο χρόνο ζωής, ανθεκτικότητα στην υγρασία, χαμηλή κατανάλωση ισχύος και επομένως και χαμηλή παραγωγή θερμότητας και το επίπεδο της φωτεινότητάς τους μπορεί να ρυθμιστεί (dimming) [133]. Γι αυτούς τους λόγους αποτελούν τα συστήματα φωτισμού της επόμενης γενιάς (solid state lighting) και τείνουν να αντικαταστήσουν τις συμβατικές τεχνητές πηγές φωτός που προαναφέρθηκαν. Ένα ακόμη σημαντικό χαρακτηριστικό των LEDs είναι η δυνατότητα τους να αναβοσβήνουν ταχύτερα από ότι μπορεί να αντιληφθεί ο ανθρώπινος οφθαλμός, συνεπώς πέραν από την καταλληλότητα τους σε εφαρμογές φωτισμού μπορούν να χρησιμοποιηθούν ταυτόχρονα για σκοπούς οπτικής ασύρματης επικοινωνίας. Η πρωτοποριακή ιδέα για την παράλληλη χρήση των λευκών LEDs ως πηγών φωτός σε ένα σύστημα φωτισμού και ως πομπών σε ένα σύστημα μετάδοσης δεδομένων αποδίδεται στην ερευνητική ομάδα του Nakagawa στο Πανεπιστήμιο Keio στην Ιαπωνία [134].

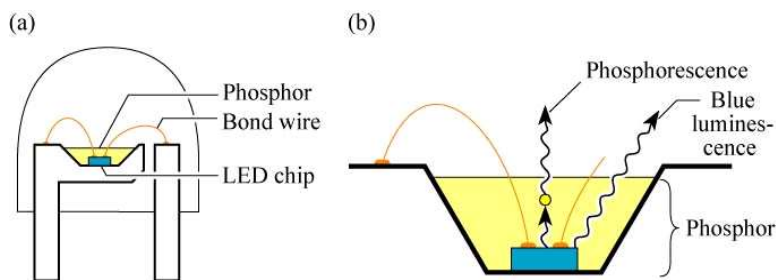
6.1.1 Λευκές LEDs

Το χρώμα που παράγει μία δίοδος εκπομπής φωτός εξαρτάται από τη χημική σύσταση του ημιαγωγού από τον οποίο είναι κατασκευασμένη η ενεργός περιοχή της. Οι κρύσταλλοι ημιαγωγίου υλικού που χρησιμοποιούνται έχουν σαν κύρια βάση το στοιχείο γάλλιο (Ga) και με διάφορες άλλες προσμίξεις επιτυγχάνονται συγκεκριμένα χρώματα. Διακρίνουμε δύο τύπους λευκών LEDs ανάλογα με την κατασκευή τους και τον τρόπο παραγωγής του λευκού φωτός: τις φωσφορίζουσες και τις τριών χρωμάτων. Οι φωσφορίζουσες λευκές LEDs αποτελούνται από ένα InGaN μπλε chip επάνω στο οποίο βρίσκεται τοποθετημένο ένα στρώμα φωσφόρου (YAG – Yttrium Aluminum Garnet). Η δομή και ο μηχανισμός εκπομπής φωτός μίας φωσφορίζουσας LED φαίνεται στην Εικόνα 28. Όταν το μπλε chip διαρρέεται από ηλεκτρικό ρεύμα, εκπέμπει μπλε φως το οποίο διεγείρει το στρώμα φωσφόρου με αποτέλεσμα να εκπέμπεται «φωσφορούχο» κίτρινο φως. Ο συνδυασμός του κίτρινου και του μπλε χρώματος οδηγεί στην εκπομπή λευκού φωτός από την LED.

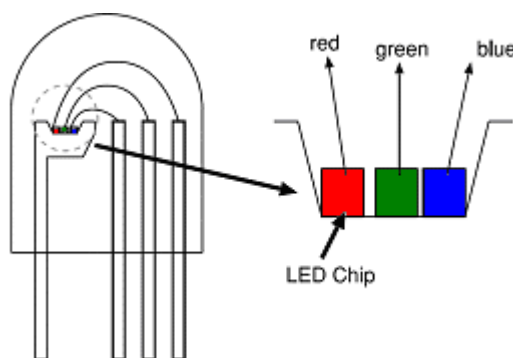
Η εκπομπή λευκού φωτός από μία λευκή LED τριών χρωμάτων αποδίδεται στο συνδυασμό των βασικών τριών χρωμάτων, κόκκινου, πράσινου και μπλε, που εκπέμπεται από τρεις διαφορετικές LEDs. Οι LEDs αυτού του τύπου χαρακτηρίζονται και ως RGB (Red Green Blue) LEDs και με κατάλληλες μεθόδους πολυπλεξίας μήκους κύματος (WDM – Wavelength Division Multiplexing) καθεμία από τις τρεις LEDs που

Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου

συνδυάζουν μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν ξεχωριστό κανάλι για τη μετάδοση δεδομένων [135]. Η δομή μίας τέτοιας LED φαίνεται στην Εικόνα 29.

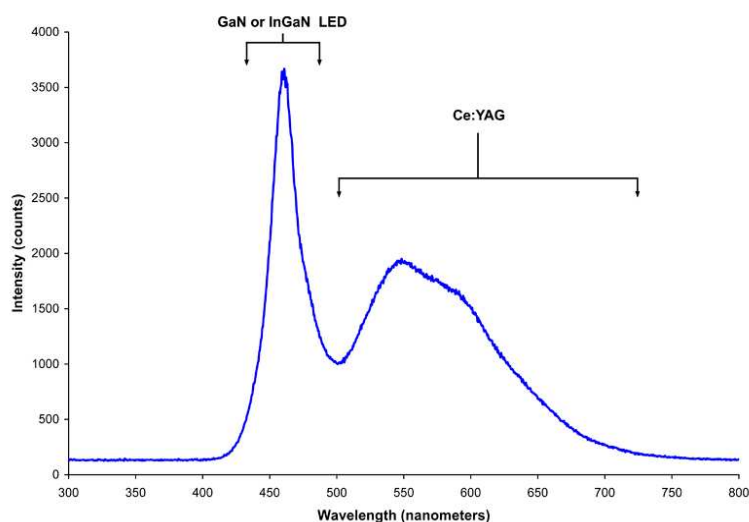


Εικόνα 28: α) Δομή μίας λευκής one-chip LED. Διακρίνονται το στρώμα φωσφόρου που καλύπτει το μπλε InGaN chip. β) Μηχανισμός εκπομπής φωτός από μία λευκή one-chip LED.



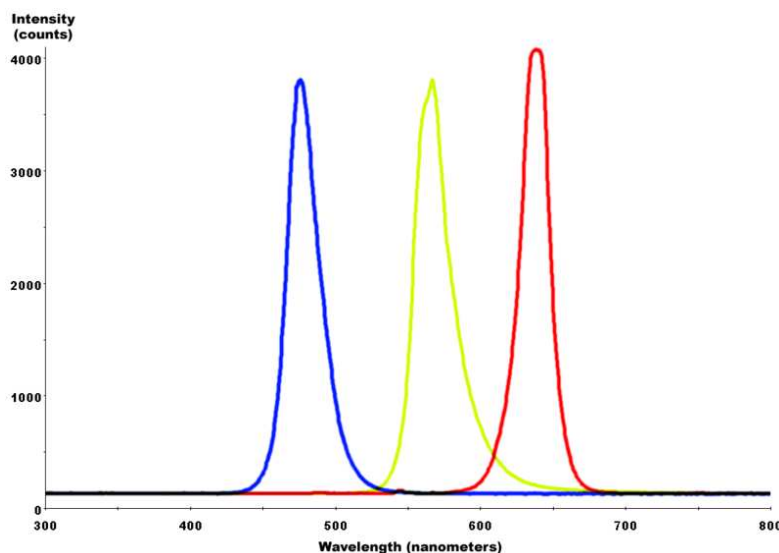
Εικόνα 29: Δομή μίας λευκής multi-chips RGB LED. Διακρίνονται τα τρία chips κόκκινου, πράσινου και μπλε χρώματος.

Οι one-chip LEDs χαρακτηρίζονται από χαμηλότερο κόστος και μεγαλύτερη φωτεινότητα σε σχέση με τις αντίστοιχες multi-chip. Ωστόσο το γεγονός ότι το στρώμα φωσφόρου ακτινοβολεί αφού προηγηθεί η εκπομπή ακτινοβολίας από το μπλε chip περιορίζει την ταχύτητα αποκρίσης των LEDs καθιστώντας ακατάλληλη τη χρήση τους σε εφαρμογές όπου απαιτούνται πολύ υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης. Ως πηγές φωτός έχουν μεγαλύτερη φωτεινότητα όπως προαναφέρθηκε αλλά «φτωχή» χρωματική απόδοση (color rendering) όπως συμπεραίνεται από το διάγραμμα ακτινοβολίας που φαίνεται στην Εικόνα 30.



Εικόνα 30: Φασματική πυκνότητα έντασης ακτινοβολίας μίας λευκής one-chip LED. Διακρίνεται η μπλε ακτινοβολία της InGaN LED με κορυφή στα 465 nm περίπου και η πιο ευρεία κατανομή της έντασης της ακτινοβολίας που εκπέμπεται από το στρώμα φωσφόρου YAG μεταξύ 500–700 nm.

Η χρωματική απόδοση καθορίζει την ποιότητα φωτισμού ενός χώρου. Το γεγονός αυτό σε συνδυασμό με την γρήγορη απόκριση των multi-chip LEDs τις καθιστά την ιδανική επιλογή σε ένα σύστημα VLC. Οι multi-chip LEDs είναι δυνατό να εκπέμπουν φως διαφορετικών χρωμάτων μεταβάλλοντας τη συνεισφορά της κάθε μίας από τις τρεις LEDs (Red, Green, Blue) ξεχωριστά. Το διάγραμμα ακτινοβολίας μίας RGB LED φαίνεται στην Εικόνα 31. Η μετάδοση δεδομένων σε ένα VLC σύστημα που χρησιμοποιεί RGB LEDs πραγματοποιείται διαμορφώνοντας και τις τρεις LEDs ταυτόχρονα.



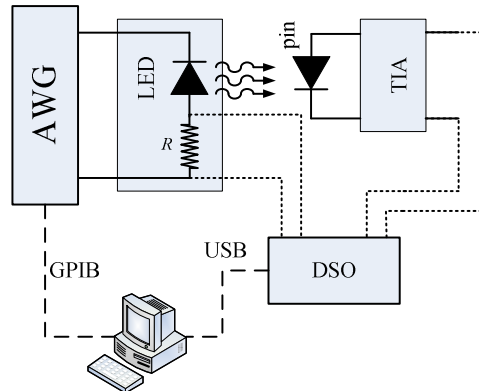
Εικόνα 31: Φασματική πυκνότητα έντασης ακτινοβολίας μίας λευκής RGB LED. Διακρίνεται η μπλε ακτινοβολία με κορυφή στα 465 nm περίπου, πράσινη στα 575 nm και η κόκκινη συνιστώσα στα 635 nm περίπου.

Είναι επίσης δυνατόν να χρησιμοποιηθούν δίοδοι φωτοεκπομπής με κοιλότητα αντήχησης (RCLED – Resonant Cavity LED), που έχουν παρόμοια κατασκευή με τις RGB LEDs αλλά με επιπλέον προσθήκη καθρέπτων Bragg ενισχύεται η φωτεινότητά τους και το φως που εκπέμπουν μπορεί να διαμορφωθεί σε πολύ υψηλές ταχύτητες. Με αυτή την προσέγγιση έχουν επιτευχθεί ταχύτητες μέχρι 500Mb/s [91].

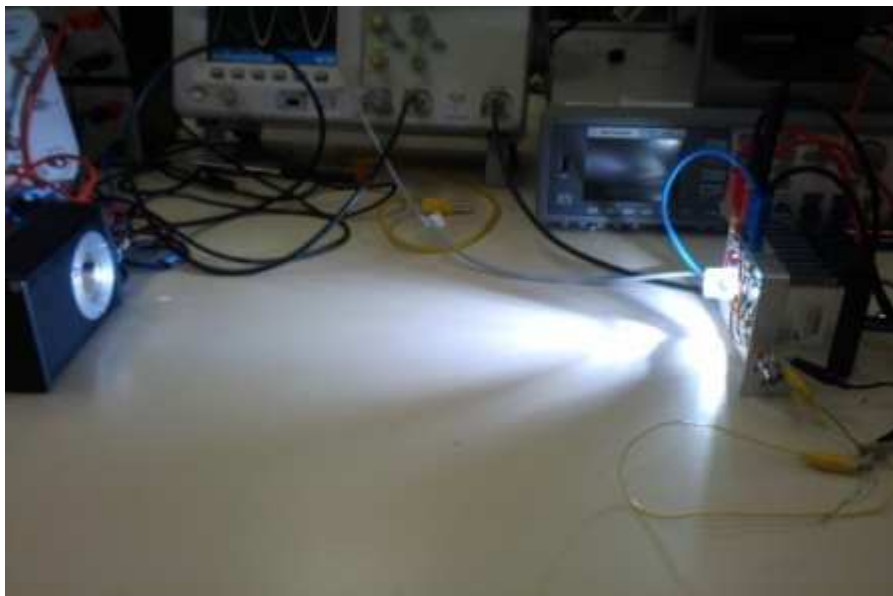
Ο βασικός περιορισμός για την επίτευξη υψηλών ταχυτήτων μετάδοσης προκύπτει από το περιορισμένο εύρος διαμόρφωσης (modulation bandwidth) των LEDs. Στην περίπτωση των one-chip white LEDs το εύρος ζώνης είναι περίπου 2 MHz αλλά εάν χρησιμοποιηθεί φίλτρο κυανού χρώματος στο δέκτη, το εύρος διαμόρφωσης μπορεί να αυξηθεί μέχρι τα 20 MHz [136]. Στην περίπτωση των three-chip white LEDs αυξάνεται μέχρι 25MHz. Επιπλέον η χρήση μεθόδων διαμόρφωσης με υψηλή αποδοτικότητα ως προς το εύρος ζώνης όπως π.χ. η DMT καθιστά εφικτούς ρυθμούς μετάδοσης μεγαλύτερους από 200 Mb/s ακόμα και με one-chip LEDs.

Το περιορισμένο εύρος ζώνης διαμόρφωσης των λευκών one-chip LEDs σε σχέση με αυτό των three-chip μπορεί να διαπιστωθεί υπολογίζοντας τη συνάρτηση μεταφοράς τους. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιώντας τη συνδεσμολογία που παριστάνεται στο Σχήμα 52 πραγματοποιήσαμε μετρήσεις στο εργαστήριο ηλεκτρονικής του τμήματος Πληροφορικής και Τηλεματικής του Χαροκόπειου πανεπιστημίου Αθηνών και υπολογίσαμε τη συνάρτηση μεταφοράς κάποιων εμπορικών LEDs. Η υπό μέτρηση LED είναι συνδεδεμένη σε σειρά με μία αντίσταση 50Ω ενώ μία γεννήτρια τυχαίων κυματομορφών AWG – Arbitrary Waveform Generator) χρησιμοποιήθηκε για τη σύνθεση της τάσης οδήγησης της LED. Η αντίσταση R χρησιμοποιήθηκε για τη μέτρηση του ρεύματος οδήγησης της LED ενώ η τάση εξόδου του οπτικού ανιχνευτή είναι

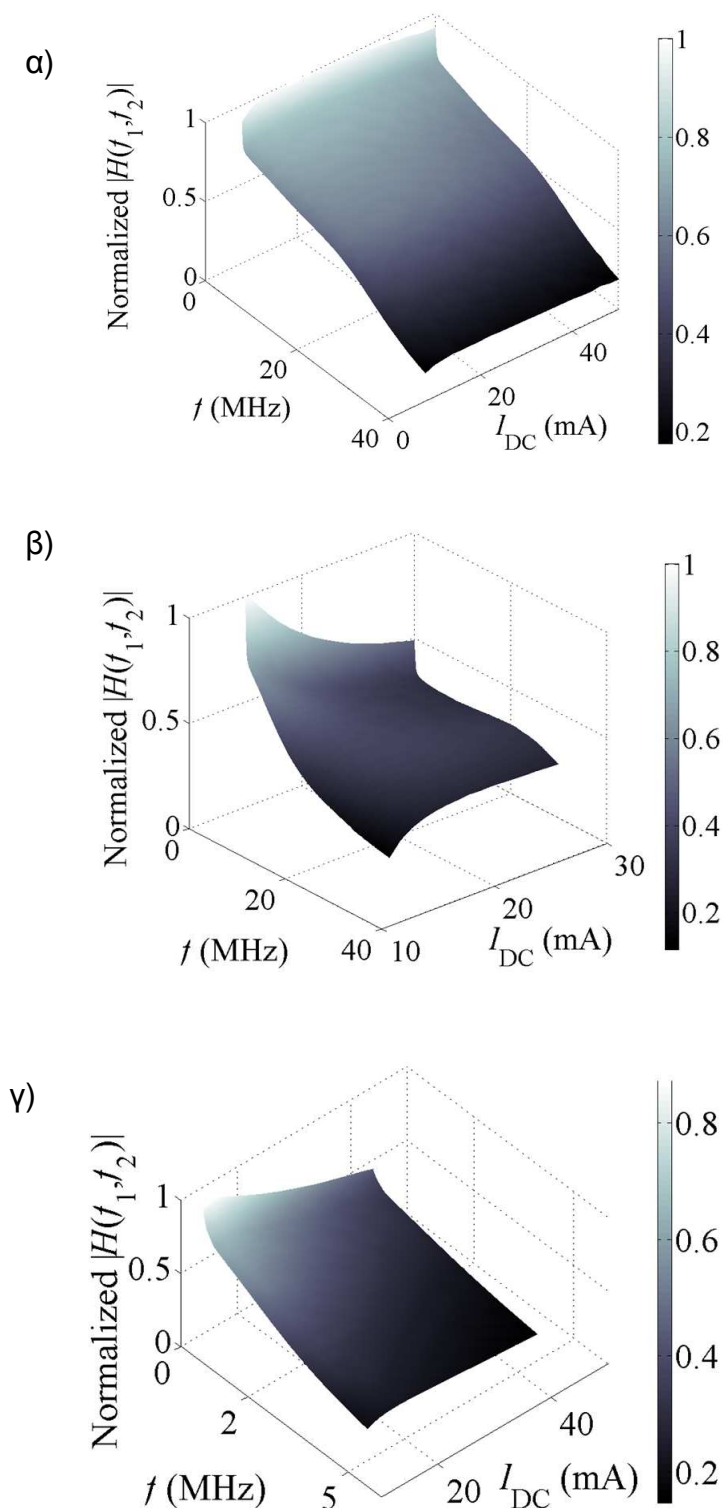
ανάλογη της οπτικής ισχύος που εκπέμπει η LED. Η τάση στον ανιχνευτή και στην αντίσταση καταγράφονται στον ψηφιακό παλμογράφο (DSO - Digital Storage Oscilloscope). Ένα στιγμιότυπο των μετρήσεων απεικονίζεται στην Εικόνα 32, ενώ τα αποτελέσματα των μετρήσεων για μία IR, μία three-chip και μία one-chip LED παρουσιάζονται στο Σχήμα 53α-γ). Παρατηρούμε ότι το 3dB εύρος ζώνης διαμόρφωσης για εμπορικές IR και RGB LEDs πλησιάζει τα 20 και 15MHz αντίστοιχα σε αντίθεση με τις one-chip λευκές LEDs που παρουσιάζουν ένα πολύ περιορισμένο εύρος ζώνης κοντά στα 2MHz. Επιπλέον από το Σχήμα 53α), β) και γ) διαπιστώνουμε ότι η συνάρτηση μεταφοράς στην περίπτωση των λευκών LEDs μεταβάλλεται με το ρεύμα οδήγησης σε αντίθεση με την περίπτωση της IR LED όπου δεν παρουσιάζει σημαντική μεταβολή.



Σχήμα 52: Διάταξη μέτρησης της συνάρτησης μεταφοράς μίας LED. Η γεννήτρια Agilent 33250A και ο παλμογράφος DSO5000 συνδέονται σε ένα PC μέσω των διεπαφών GPIB και USB, αντίστοιχα. Το φως που εκπέμπει η LED λαμβάνεται από τον ανιχνευτή 100MHz PDA10A-EC, ο οποίος περιλαμβάνει έναν ενισχυτή διαγωγιμότητας (TIA – TransImpedance Amplifier). Μία αντίσταση $R = 50 \Omega$ συνδέεται σε σειρά με την LED και χρησιμοποιείται για τη μέτρηση του ρεύματος οδήγησης.



Εικόνα 32: Διάταξη μέτρησης της συνάρτησης μεταφοράς μίας εμπορικής λευκής LED. Διακρίνεται ο οπτικός ανιχνευτής στα αριστερά, η λευκή LED στα δεξιά και ο ψηφιακός παλμογράφος που καταγράφει την τάση στο δέκτη και στον πομπό.



Σχήμα 53: Κανονικοποιημένο πλάτος συνάρτησης μεταφοράς πρώτης τάξης για α) IR LED, β) το μπλε τμήμα μίας RGB LED και γ) μίας λευκής LED.

Η εξάπλωση των LEDs για εφαρμογές φωτισμού όχι μόνο σε εσωτερικούς χώρους, αλλά και σε εξωτερικούς χώρους στην οδική υποδομή όπως σηματοδότες και πινακίδες κυκλοφορίας, καθώς και σε λαμπτήρες οχημάτων, λειτουργεί ως καταλύτης για την ανάπτυξη των συστημάτων VLC. Τα περισσότερα συστήματα που έχουν αναπτυχθεί χρησιμοποιούν τοπολογία μη κατευθυνόμενης οπτικής επαφής (non directed LOS) και παρέχουν μόνο downlink για την broadcast εκπομπή δεδομένων. Η παροχή uplink μπορεί να πραγματοποιηθεί με χρήση IR καναλιού.

6.1.2 Διατάξεις ανίχνευσης για συστήματα VLC

Στη θέση του δέκτη χρησιμοποιείται όπως και στην περίπτωση των συστημάτων IR κατάλληλη φωτοδίοδος σε συνδυασμό με κυανό φίλτρο για την ενίσχυση του εύρους διαμόρφωσης των λευκών LEDs. Για περισσότερες πληροφορίες σχετικά με τα χαρακτηριστικά των φωτοδίοδων και των οπτικών φίλτρων που απαντώνται σε ασύρματα οπτικά συστήματα ο αναγνώστης παραπέμπεται στην ενότητα 2.4. Η παρούσα μελέτη θα επικεντρωθεί στη χρήση διαμόρφωσης έντασης με άμεση ανίχνευση (IM/DD).

6.2 Τεχνική PWM για ρύθμιση της φωτεινότητας μίας LED (dimming)

Όλα τα σύγχρονα συστήματα φωτισμού διαθέτουν την δυνατότητα ρύθμισης της φωτεινότητας σύμφωνα με τις προσωπικές προτιμήσεις του κάθε χρήστη. Μία μεγάλη πρόκληση που καλούνται να αντιμετωπίσουν τα συστήματα VLC είναι η διατήρηση της ποιότητας της ζεύξης για διαφορετικά επίπεδα φωτισμού. Η ρύθμιση της φωτεινότητας μίας LED (dimming) πραγματοποιείται διαμορφώνοντας το ρεύμα οδήγησης της LED με την τεχνική PWM [137], [138].

Μία PWM κυματομορφή χαρακτηρίζεται σαν μία περιοδική σειρά παλμών, των οποίων το εύρος μπορεί να ρυθμιστεί κατάλληλα προκαλώντας μεταβολές στη μέση ισχύ του σήματος. Αν συμβολίσουμε την περίοδο ενός PWM σήματος $p(t)$ με T_{PWM} , τότε για $0 \leq t \leq T_{PWM}$, το σήμα $p(t)$ δίνεται από:

$$p(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T_1 \\ 0 & T_1 \leq t \leq T_{PWM} \end{cases} \quad (6.1)$$

όπου T_1 η χρονική διάρκεια του παλμού PWM, με κύκλο εργασίας (duty cycle) $d = T_1/T_{PWM}$. Το επίπεδο φωτεινότητας ορίζεται ως $\delta = 1 - d$. Στο Σχήμα 54(α) απεικονίζεται ένα σήμα PWM για δύο διαφορετικά επίπεδα φωτεινότητας, $\delta = 20\%$ και $\delta = 80\%$. Στο Σχήμα 54(α) διακρίνουμε και τη χρονική διάρκεια, T_1 , κατά την οποία ο παλμός PWM είναι "on" στην περίπτωση του $\delta = 20\%$.

Μεγάλη προσοχή πρέπει να δοθεί στην επιλογή της συχνότητας $f_{PWM} = 1/T_{PWM}$ του σήματος PWM. Μία πολύ υψηλή τιμή της f_{PWM} θα είχε ως αποτέλεσμα μεγάλο μέρος του φάσματος του ρεύματος οδήγησης της LED να βρεθεί εκτός του 3-dB εύρους ζώνης διαμόρφωσης της LED, μειώνοντας την απόδοση της μετατροπής του ρεύματος σε οπτική ακτινοβολία. Από την άλλη μεριά, πολύ μικρές τιμές της f_{PWM} θα μπορούσαν να οδηγήσουν σε «τρεμοπαίξιμο» του φωτός (flickering) της LED προκαλώντας προβλήματα στην ανθρώπινη όραση [139].

6.3 Συνδυασμός DMT και PWM για ένα σύστημα VLC

Η χρήση της μεθόδου DMT μπορεί να διευρύνει το εύρος διαμόρφωσης μίας one-chip LED μέχρι τα 20 MHz περίπου καθιστώντας δυνατούς ρυθμούς μετάδοσης μερικών εκατοντάδων Mb/s [140], [141]. Γι αυτό το λόγο η DMT είναι η τεχνική διαμόρφωσης που έχει επιλεγεί για τα περισσότερα συστήματα VLC.

6.3.1 Τεχνική DMT για συστήματα VLC

Όπως προαναφέρθηκε στην ενότητα 2.5.1δ μία κυματομορφή DMT $x(t)$ εκφράζεται ως το άθροισμα M υποφερόντων σημάτων οι κεντρικές συχνότητες των οποίων βρίσκονται σε απόσταση $\Delta f = 1/T$ στον άξονα των συχνοτήτων, όπου T η χρονική διάρκεια ενός DMT συμβόλου. Η κυματομορφή DMT δίνεται από την (2.21) η οποία μπορεί να γραφεί και ως:

$$x(t) = P_{DC} + A \operatorname{Re} \left\{ \sum_{m=1}^{M-1} s_m e^{-j\omega_m t} \right\}, 0 \leq t < T \quad (6.2)$$

Στην (6.2) θεωρήθηκε ότι το κάθε υποφέρων ακολουθεί QAM διαμόρφωση. Με s_m συμβολίζεται το QAM σύμβολο που μεταδίδεται πάνω στο m -ιοστό υποφέρων, $\omega_m = 2\pi f_m$, $f_m = m/T$, και η σταθερά P_{DC} αντιστοιχεί στο ρεύμα πόλωσης της LED. Το πλάτος του AC τμήματος του σήματος στην (6.2) επιλέγεται σύμφωνα με τη (4.52) έτσι ώστε το συνολικό ρεύμα οδήγησης της LED να είναι πάντα θετικό, δηλαδή $x(t) \geq 0$ επειδή το σύστημα είναι IM/DD. Τα σύμβολα $s_m = a_m + jb_m$ επιλέγονται σύμφωνα με το QAM σχήμα. Οι πιθανές τιμές που μπορούν να λάβουν τα a_m και b_m είναι σε αναλογία με τη (4.51):

$$a_m, b_m = 2u - (\sqrt{N} + 1) \quad (6.3)$$

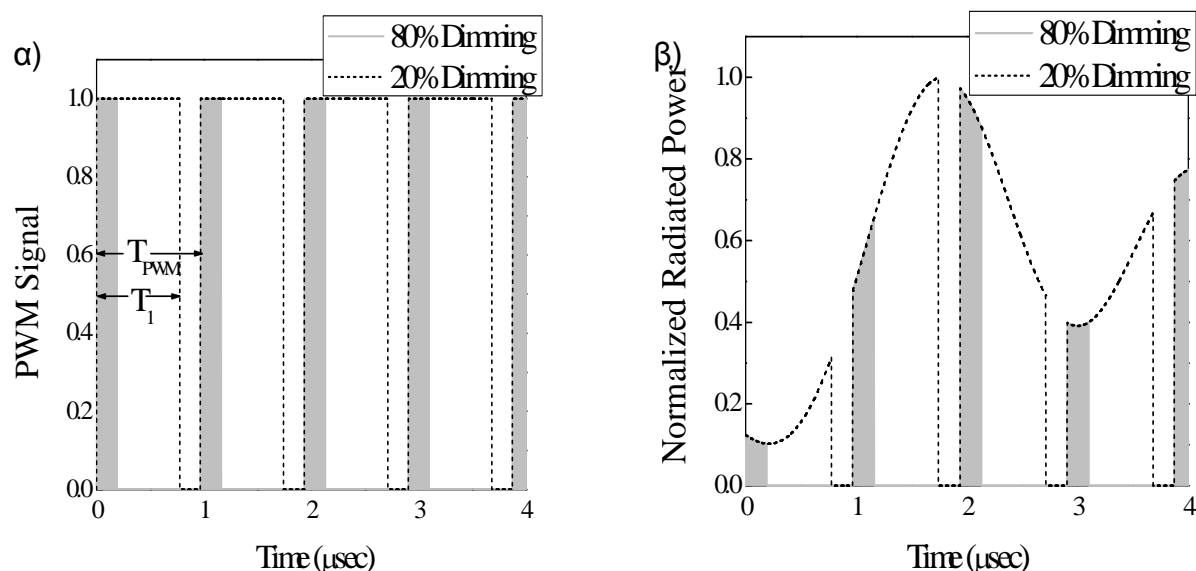
όπου $1 \leq u \leq N^{1/2}$ και N το πλήθος των δυνατών διαφορετικών QAM συμβόλων που συνήθως μπορεί να εκφραστεί ως δύναμη του 2, δηλαδή $N = 2^L$. Στο σημείο αυτό θα πρέπει να σημειωθεί ότι στην (6.2) το DC υποφέρων, δηλαδή αυτό που αντιστοιχεί στη συχνότητα $f_0 = 0$ δε διαμορφώνεται [89].

6.3.2 PWM-DMT διαμόρφωση

Συνδυάζοντας το DMT σήμα με το PWM που περιγράφηκε στην (6.1) προκύπτει ότι το ρεύμα οδήγησης της LED $y(t)$ υπολογίζεται από το γινόμενο των κυματομορφών DMT και PWM, δηλαδή:

$$y(t) = x(t)p(t) \quad (6.4)$$

Στην ανάλυση που ακολουθεί θα αναφερόμαστε στο συνδυασμό των τεχνικών PWM και DMT ως διαμόρφωση PWM-DMT.



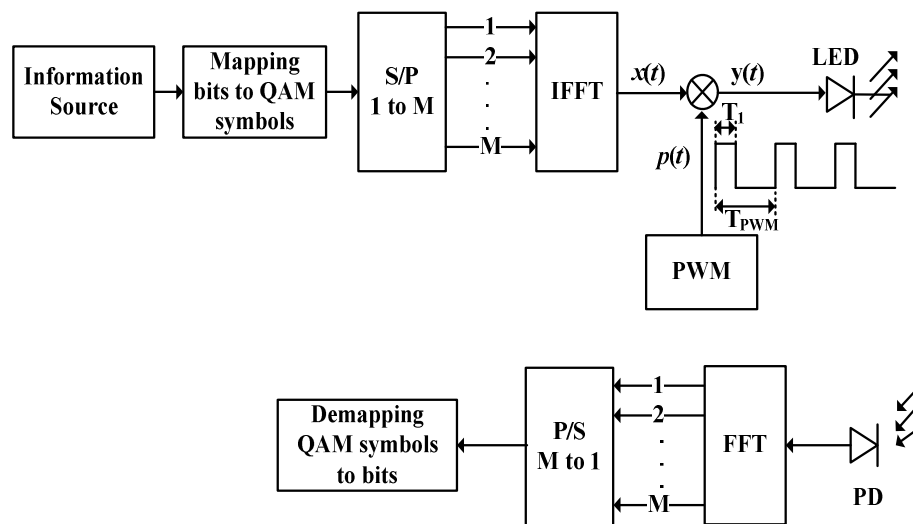
Σχήμα 54: α) PWM κυματομορφή για την περίπτωση $\delta=20\%$ και $\delta=80\%$. Διακρίνεται η περίοδος PWM (T_{PWM}) και η χρονική διάρκεια που η LED είναι σε κατάσταση «on» (T_1) όταν $\delta=20\%$. β) Συνδυασμός PWM με DMT σήμα για $\delta=20\%$ και $\delta=80\%$.

Ο λόγος R της χρονικής διάρκειας του DMT συμβόλου προς την περίοδο του σήματος PWM ορίζεται ως $R = T/T_{PWM}$ και πρέπει να ικανοποιεί την $R \geq 1$. Πράγματι εάν $R < 1$ η

διάρκεια T_1 μπορεί να είναι μικρότερη από την $T_{PWM} - T$ με αποτέλεσμα η κυματομορφή $p(t)$ να είναι μηδενική καθ' όλη τη χρονική διάρκεια του DMT συμβόλου. Στην παρούσα ανάλυση η απόδοση του PWM-DMT εξετάζεται τόσο για ακέραιες όσο και για θετικές πραγματικές τιμές του λόγου $R > 1$. Ο λόγος R δε μπορεί να λάβει πολύ υψηλή τιμή γιατί κάτι τέτοιο θα είχε ως αποτέλεσμα κάποιες φασματικές συνιστώσες του ρεύματος οδήγησης να βρεθούν εκτός του 3dB εύρους ζώνης διαμόρφωσης της LED ώστε το μεγαλύτερο μέρος της ηλεκτρικής ισχύος να «χάνεται» με τη μορφή θερμότητας αντί να μετατρέπεται σε οπτική ισχύ. Στο Σχήμα 47β) απεικονίζεται ένα PWM-DMT σήμα με 32 υποφέροντα ($M = 32$) και 16-QAM ($N = 16$). Η κεντρική συχνότητα του τελευταίου υποφέροντος είναι $f_{M-1} = 500\text{kHz}$ και τα σύμβολα s_m επιλέχθηκαν τυχαία από το σχήμα 16-QAM. Θεωρήσαμε δύο διαφορετικά επίπεδα φωτεινότητας, $\delta = 80\%$ και $\delta = 20\%$, και ο ρυθμός του PWM είναι $f_{PWM} = 1\text{MHz}$, που αντιστοιχεί σε μία τιμή $R = 64$.

6.3.3 Ανίχνευση συμβόλων σε σύστημα VLC με PWM-DMT διαμόρφωση

Στο Σχήμα 55 απεικονίζεται το μπλοκ διάγραμμα ενός συστήματος VLC που χρησιμοποιεί PWM-DMT διαμόρφωση. Τα bits της προς μετάδοση πληροφορίας συνδυάζονται ώστε να δημιουργηθούν τα αντίστοιχα QAM σύμβολα τα οποία οδηγούνται σε έναν μετατροπέα σειριακού σε παράλληλο και υπόκεινται αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier (IFFT – Inverse Fourier Transform). Με αυτόν τον τρόπο δημιουργείται το σήμα πολλών φερόντων $x(t)$ που περιγράφεται από την (6.2). Στη συνέχεια το σήμα $x(t)$ πολλαπλασιάζεται με μία περιοδική σειρά παλμών PWM $p(t)$ που δίνεται στην (6.1) με duty cycle of $d = T_1/T_{PWM}$. Ο συνδυασμός $y(t)$ των δύο σημάτων αποτελεί το ρεύμα οδήγησης της LED και υπολογίζεται από την (6.4). Το σήμα $y(t)$ προσπίπτει στη φωτοδίοδο που βρίσκεται στο δέκτη και στη συνέχεια υπόκειται σε μετασχηματισμό Fourier (FT – Fourier Transform) και προκύπτει το σήμα βασικής ζώνης που θα χρησιμοποιηθεί στη συνέχεια για την ανίχνευση των απεσταλμένων συμβόλων.



Σχήμα 55: Μπλοκ διάγραμμα ενός PWM-DMT συστήματος VLC.

Στην παρούσα ανάλυση θα θεωρήσουμε ότι οι LEDs έχουν γραμμική συμπεριφορά, επομένως η οπτική ισχύς εκπομπής της LED είναι ανάλογη το ρεύματος οδήγησής της $y(t)$. Θεωρούμε επίσης ότι μέσα στο εύρος ζώνης διαμόρφωσης που μας ενδιαφέρει το VLC κανάλι είναι σταθερό (flat), επομένως η εκτίμηση για το απεσταλμένο σύμβολο δίνεται από:

$$\hat{s}_m = \frac{2A}{T} \int_0^T dt y(t) e^{j\omega_m t} \quad (6.5)$$

Στην παράμετρο A ενσωματώνονται ο συντελεστής μετατροπής ρεύματος σε ισχύ της LED, το κέρδος του οπτικού καναλιού καθώς και ο συντελεστής απόκρισης του δέκτη. Στην (6.5) δε λαμβάνεται υπόψη η επίδραση του θερμικού και περιβαλλοντικού θορύβου η οποία θα μελετηθεί παρακάτω.

Αρχικά, για λόγους απλότητας θα θεωρήσουμε ότι χρησιμοποιούνται μόνο τα δύο υποφέροντα με κεντρικές συχνότητες ω_m και ω_n . Αντικαθιστώντας την (6.4) στην (6.5) και με τη βοήθεια της (6.2) προκύπτει:

$$\hat{s}_m = A(X_{DC}P(\omega_m) + s_m P(0) + s_m^* P(-2\omega_m)) + A(s_n P(\omega_n - \omega_m) + s_n^* P(\omega_n + \omega_m)) \quad (6.6)$$

όπου το $P(\omega)$ υπολογίζεται σύμφωνα με την:

$$P(\omega) = \frac{1}{T} \int_0^T dt p(t) e^{j\omega t} \quad (6.7)$$

Στην (6.6) ο όρος $AX_{DC}P(\omega_m)$ είναι ανεξάρτητος από τα σύμβολα s_m και s_n επομένως μπορεί να αγνοηθεί κατά τη διαδικασία της εκτίμησης των συμβόλων, επομένως η (6.6) μπορεί να γραφεί ως:

$$\hat{s}_m = A(s_m P(0) + s_m^* P(-2\omega_m)) + A(s_n P(\omega_n - \omega_m) + s_n^* P(\omega_n + \omega_m)) \quad (6.8)$$

Παρατηρώντας την (6.8) είναι φανερό ότι η εκτίμηση για το σύμβολο s_m που μεταδόθηκε περιλαμβάνει έναν όρο παρεμβολής που οφείλεται στο ίδιο το σύμβολο $As_m^* P(-2\omega_m)$. Αυτός ο όρος προκύπτει από το γεγονός ότι στο κάθε υποφέρον ω_m αποστέλλονται τόσο το $\frac{1}{2}s_m e^{-j\omega_m t}$ όσο και ο συζυγής μιγαδικός αυτού $\frac{1}{2}s_m^* e^{j\omega_m t}$. Τα δύο αυτά εκθετικά σήματα είναι ορθογώνια μεταξύ τους με αποτέλεσμα στην απουσία διαμόρφωσης PWM, δηλαδή για $y(t)=x(t)$ τα σήματα αυτά δεν προκαλούν παρεμβολή. Ωστόσο, όταν το σήμα υφίσταται PWM διαμόρφωση δηλαδή $y(t)=x(t)p(t)$ οι συνιστώσες του σήματος παρεμβάλλουν με τις συζυγείς μιγαδικές τους με αποτέλεσμα να δημιουργείται ο όρος παρεμβολής $As_m^* P(-2\omega_m)$. Εμφανίζονται επίσης δύο ακόμα όροι παρεμβολής λόγω του n -ιοστού υποφέροντος. Σύμφωνα με την (6.8) εάν θέσουμε $AP(0) = 1$ εξασφαλίζουμε ότι τα ληφθέντα και απεσταλμένα QAM σύμβολα θα απέχουν την ίδια απόσταση.

Γενικεύοντας την (6.8) για την περίπτωση που στάλθηκαν $M-1$ υποφέροντα προκύπτει ότι η εκτίμηση για το σύμβολο s_m δίνεται από:

$$\hat{s}_m = s_m + s_m^* \frac{P(-2\omega_m)}{P(0)} + \frac{1}{P(0)} \sum_{n \neq m} (s_n P(\omega_n - \omega_m) + s_n^* P(\omega_n + \omega_m)) \quad (6.9)$$

Το άθροισμα στην (6.9) αποτελεί τη συνολική παρεμβολή από όλα τα υποφέροντα εκτός του m -ιοστού.

6.3.4 Συγχρονισμός PWM και DMT διαμόρφωσης

Η σωστή εκτίμηση του απεσταλμένου συμβόλου απαιτεί τον υπολογισμό του $P(\omega)$ όπως συμπεραίνεται από την (6.9). Για το σωστό υπολογισμό του $P(\omega)$ είναι απαραίτητο να

ληφθεί υπόψη η σχετική χρονική απόσταση του σήματος DMT και της κυματομορφής PWM. Στην περίπτωση που $R = T/T_{PWM} > 1$, είναι δυνατό να εμφανιστούν πολλαπλοί PWM παλμοί μέσα στη διάρκεια ενός DMT συμβόλου. Ο λόγος R δεν είναι γενικώς ακέραιος αριθμός, με αποτέλεσμα να υπάρχει ένα χρονικό διάστημα $0 \leq T_{RES} \leq T_{PWM}$ κατά τη διάρκεια του οποίου μονάχα ένα τμήμα του PWM παλμού βρίσκεται εντός της διάρκειας του DMT συμβόλου, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 56. Επομένως για να υπολογίσει κανένας το $P(\omega)$ πρέπει να λάβει υπόψη το χρόνο τ που μεσολαβεί μεταξύ της χρονικής στιγμής που ξεκινάει ο PWM παλμός και της στιγμής που ξεκινάει το DMT σύμβολο. Το χρονικό διάστημα T_{RES} δίνεται από την $T_{RES} = T - T_{PWM}R'$, όπου $R' = \lfloor R \rfloor$ και με $\lfloor x \rfloor$ συμβολίζεται ο μέγιστος ακέραιος που είναι μικρότερος από το x .

Στη γενική περίπτωση η (6.7) μπορεί να γραφεί ως το άθροισμα δύο όρων:

$$P_{\tau}(\omega) = P_{\tau,1}(\omega) + \frac{1}{T} e^{j\omega R T_{PWM}} P_{\tau,2}(\omega) \quad (6.10)$$

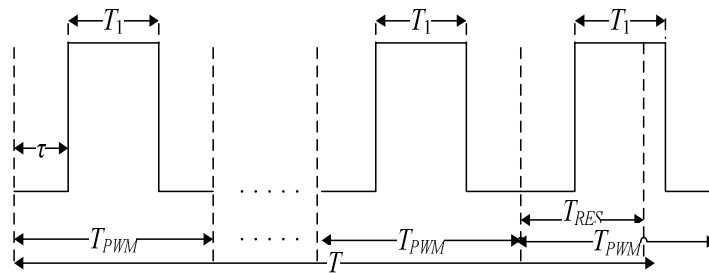
όπου

$$P_{\tau,1}(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^{R'} e^{j\omega(i-1)T_{PWM}} \int_0^{T_{PWM}} dt p(t-\tau) e^{j\omega t} \quad (6.11)$$

και

$$P_{\tau,2}(\omega) = \int_0^{T_{RES}} dt p(t-\tau) e^{j\omega t} \quad (6.12)$$

Το φάσμα $P_{\tau}(\omega)$ μπορεί να υπολογιστεί με κατάλληλες αριθμητικές μεθόδους ολοκλήρωσης χρησιμοποιώντας τις (6.11) και (6.12). Ωστόσο, χρησιμοποιώντας τον ορισμό της κυματομορφής $p(t)$ που δίνεται στην (6.1) προκύπτει «κλειστή» λύση για τον υπολογισμό του $P_{\tau}(\omega)$ η οποία περιγράφεται στο Παράρτημα Ι. Σύμφωνα με τις (6.11) και (6.12) το φάσμα $P_{\tau}(\omega)$ εξαρτάται από το χρόνο τ ο οποίος, στην περίπτωση μίας μεγάλης ακολουθίας δεδομένων ακολουθεί ομοιόμορφη κατανομή στο διάστημα $[0, T_{PWM}]$.



Σχήμα 56: Κυματομορφή PWM στην περίπτωση που ο λόγος R δεν είναι ακέραιος αριθμός.

Ο υπολογισμός της ισχύος της παρεμβολής θα παρέχει μία εκτίμηση της επίδρασής της στο σύστημα. Για το σκοπό αυτό διαχωρίζουμε αρχικά την (6.9) σε πραγματικό και φανταστικό μέρος και έχουμε:

$$\hat{s}_{mr} = s_{mr} + P(0)^{-1} \sum_{n \neq m} \left[s_{nr} P^r(\omega_n - \omega_m) - s_{ni} P^i(\omega_n - \omega_m) + s_{nr} P^r(\omega_n + \omega_m) + s_{ni} P^i(\omega_n + \omega_m) \right] \quad (6.13)$$

και

$$\hat{s}_{mi} = s_{mi} + P(0)^{-1} \sum_{n \neq m} [s_{ni} P^r(\omega_n - \omega_m) + s_{nr} P^i(\omega_n - \omega_m) - s_{nr} P^i(\omega_n + \omega_m) - s_{ni} P^r(\omega_n + \omega_m)] \quad (6.14)$$

όπου με i και r συμβολίζονται το φανταστικό και πραγματικό μέρος αντίστοιχα. Παρατηρούμε ότι ο όρος της παρεμβολής από το συζυγή μιγαδικό του ίδιου του συμβόλου s_m έχει αγνοηθεί γιατί επηρεάζει την ανίχνευση του συμβόλου με τρόπο ντετερμινιστικό και άρα μπορεί να απομακρυνθεί με κατάλληλη επεξεργασία. Η μέση τιμή του τετραγώνου της εκτίμησης του πραγματικού και φανταστικού μέρους του συμβόλου s_m θα είναι:

$$V_{mr}(\tau) = \langle \hat{s}_{mr}^2 \rangle = P(0)^{-2} \sum_{n \neq m} |P_\tau(\omega_n - \omega_m) + P_\tau(\omega_n + \omega_m)|^2 \quad (6.15)$$

$$V_{mi}(\tau) = \langle \hat{s}_{mi}^2 \rangle = P(0)^{-2} \sum_{n \neq m} |P_\tau(\omega_n - \omega_m) - P_\tau(\omega_n + \omega_m)|^2 \quad (6.16)$$

Όπως προαναφέρθηκε τα σύμβολα ακολουθούν QAM διαμόρφωση και δίνονται από την (6.3). Τόσο το πραγματικό όσο και το φανταστικό μέρος των συμβόλων επιλέγονται τυχαία και ανεξάρτητα με ίση πιθανότητα με αποτέλεσμα $\langle s_{nr} \rangle = \langle s_{ni} \rangle = 0$ και $\langle s_{nr}^2 \rangle = \langle s_{ni}^2 \rangle = (N-1)/3$, ενώ $\langle s_{nr} s_{mi} \rangle = \langle s_{ni} s_{mr} \rangle = \langle s_{nr} s_{mr} \rangle = \langle s_{ni} s_{mi} \rangle = 0$. Λαμβάνοντας το ολοκλήρωμα ως προς τ στη διάρκεια T_{RES} υπολογίζεται η μέση διακύμανση του πραγματικού και του φανταστικού όρου της παρεμβολής στο m -ιοστό υποφέρον:

$$\sigma_{mr}^2 = \frac{1}{T_{PWM}} \int_0^{T_{RES}} d\tau V_{mr}(\tau) \quad (6.17)$$

$$\sigma_{mi}^2 = \frac{1}{T_{PWM}} \int_0^{T_{RES}} d\tau V_{mi}(\tau) \quad (6.18)$$

Ο λόγος σήματος προς παρεμβολή (SIR – Signal to Interference Ratio) για το m -ιοστό υποφέρον ορίζεται ως:

$$SIR = \frac{1}{2} \left\{ \frac{d_{\min}^2}{4\sigma_{mr}^2} + \frac{d_{\min}^2}{4\sigma_{mi}^2} \right\} \quad (6.19)$$

όπου d_{\min} η ελάχιστη απόσταση μεταξύ δύο γειτονικών συμβόλων στο σχήμα QAM.

6.4 Επίδραση διαμόρφωσης PWM-DMT στη λειτουργία ενός VLC συστήματος

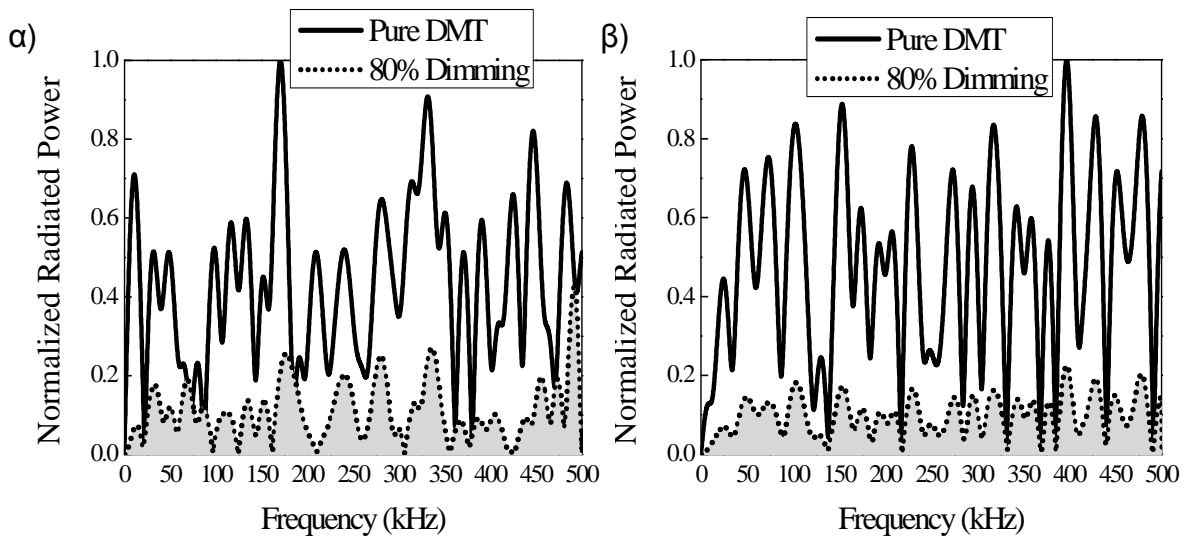
Η διαμόρφωση PWM-DMT θα πρέπει να ικανοποιεί τη διπλή φύση της λειτουργίας των VLC συστημάτων, δηλαδή να μην υποβαθμίζει ούτε την παροχή φωτισμού αλλά ούτε και τη μετάδοση δεδομένων. Σε μια προσπάθεια να κατανοήσουμε την επίδραση της PWM διαμόρφωσης στην ποιότητα του φωτισμού θα μελετήσουμε το φάσμα του σύνθετου PWM-DMT σήματος για να εξετάσουμε εάν το σύνθετο αυτό σήμα που εκπέμπει η LED «τρεμοπαίζει» (flicker) με τρόπο που γίνεται αντιληπτός στον ανθρώπινο οφθαλμό. Το flickering στο φως μίας LED μπορεί να προκαλέσει προβλήματα στην ανθρώπινη υγεία όπως πονοκεφάλους και καταπόνηση των οφθαλμών. Είναι πολύ σημαντικό λοιπόν για ένα σύστημα φωτισμού να μην

παρουσιάζει flickering. Η αποτίμηση της επίδρασης του σχήματος PWM-DMT στο VLC σύστημα όσον αφορά στη λειτουργία του ως τηλεπικοινωνιακή διάταξη πραγματοποιείται υπολογίζοντας το λόγο της ισχύος του σήματος προς την ισχύ της παρεμβολής από τα γειτονικά υποφέροντα (SIR) με τη βοήθεια της (6.19) ή υπολογίζοντας την πιθανότητα σφάλματος bit (BER) κατά την ανίχνευση των απεσταλμένων συμβόλων.

Τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στην παρούσα ενότητα υπολογίστηκαν θεωρώντας $M = 32$ υποφέροντα για το DMT με το τελευταίο υποφέρον να βρίσκεται στη συχνότητα $f_{M-1} = 500$ kHz. Τα σύμβολα που μεταδίδονται στο κάθε υποφέρον ανήκουν στο σχήμα διαμόρφωσης 16-QAM.

6.4.1 Φάσμα του σύνθετου σήματος PWM-DMT

Η κανονικοποιημένη φασματική πυκνότητα ισχύος του σύνθετου σήματος $y(t)$ όταν $\delta=0$ ($y(t) = x(t)$) και $\delta=80\%$ απεικονίζεται στο Σχήμα 57α) και β) για $F = 1$ ($f_{PWM} = f_{M-1}$) και $F = 2$ ($f_{PWM} = 2f_{M-1}$) αντίστοιχα. Ο συντελεστής F ορίζεται ως ο λόγος f_{PWM}/f_{M-1} . Ο υπολογισμός του φάσματος πραγματοποιήθηκε αριθμητικά, επιλέγοντας τυχαία τα QAM σύμβολα που μεταδίδονται στο κάθε υποφέρον. Όπως είναι αναμενόμενο όταν $\delta=80\%$ η μέση ισχύς του σύνθετου σήματος είναι πολύ χαμηλότερη σε σύγκριση με την περίπτωση που $\delta=0$. Παρατηρούμε επίσης ότι για $F=2$ η φασματική πυκνότητα ισχύος του $y(t)$ έχει ακριβώς την ίδια μορφή με αυτή του $x(t)$ αλλά εξασθενημένη κατά 80% λόγω της εφαρμογής του PWM. Αντίθετα, για $F=1$ η διαμόρφωση PWM δεν εισάγει μόνο εξασθένηση αλλά το σήμα $y(t)$ εμφανίζεται παραμορφωμένο σε σχέση με το αρχικό σήμα $x(t)$.



Σχήμα 57: Φασματική πυκνότητα ισχύος ενός PWM-DMT σήματος με 32 υποφέροντα και 16-QAM διαμόρφωση στο καθένα, για $\delta = 0$ και $\delta = 80\%$ όταν α) $f_{PWM} = f_{M-1}$ και β) $f_{PWM} = 2f_{M-1}$.

Οι προηγούμενες παρατηρήσεις επιβεβαιώνονται υπολογίζοντας αναλυτικά το φάσμα του DMT σήματος και εξετάζοντας την επίδραση που έχει σε αυτό η διαμόρφωση PWM. Το PWM σήμα είναι περιοδικό και επομένως μπορεί να αναλυθεί σε μία σειρά Fourier:

$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n e^{j2\pi nt/T_{PWM}} \quad (6.20)$$

Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου

όπου C_n οι συντελεστές Fourier του $p(t)$. Όπως προαναφέρθηκε το $p(t)$ δίνεται από την (6.1), επομένως οι συντελεστές C_n ακολουθούν μία sinc συνάρτηση ως προς n . Το φάσμα της $y(t)$:

$$Y(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} dt y(t) e^{-j2\pi ft} \quad (6.21)$$

μπορεί να εκφραστεί χρησιμοποιώντας τις (6.4) και (6.20) ως:

$$Y(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n X(f - n f_{PWM}) \quad (6.22)$$

Στην (6.22) παρατηρούμε ότι το φάσμα $Y(f)$ του σύνθετου σήματος $y(t)$ προκύπτει ως το άθροισμα μετατοπισμένων αντιγράφων του φάσματος $X(f)$ του σήματος $x(t)$ πολλαπλασιασμένων με τους συντελεστές C_n . Το $X(f)$ βρίσκεται εντός του εύρους συχνοτήτων $f \in [-B, B]$, όπου B η κεντρική συχνότητα του τελευταίου υποφέροντος f_{M-1} . Στην περίπτωση που ο ρυθμός f_{PWM} του PWM είναι διπλάσιος του εύρους ζώνης B του σήματος DMT ($f_{PWM} \geq 2B \cong 2f_{M-1}$) τότε δεν παρατηρείται παρεμβολή μεταξύ των φασματικών συνιστωσών $C_n X(f - n f_{PWM})$. Για παράδειγμα, στην περίπτωση που έχουμε την κυματομορφή PWM που απεικονίζεται στο Σχήμα 54α) τότε $C_0 = T_1/T_{PWM} = d$ και άρα όταν $f_{PWM} \geq 2B \cong 2f_{M-1}$ θα έχουμε:

$$Y(f) = X(f)d \quad (6.23)$$

για $f \in [-B, B]$. Σύμφωνα με την (6.23) η μορφή του φάσματος του DMT σήματος παραμένει αναλλοίωτη για κάθε τιμή του πλάτους του παλμού του PWM όπως φαίνεται και στο Σχήμα 57β) αρκεί να ικανοποιείται η συνθήκη:

$$F = f_{PWM} / f_{M-1} \geq 2 \quad (6.24)$$

6.4.2 PWM-DMT και LED flickering

Στην προηγούμενη παράγραφο είδαμε ότι η χρήση PWM-DMT διαμόρφωσης δεν παραμορφώνει το φάσμα του σήματος που εκπέμπει η LED σε ένα σύστημα VLC. Αν λάβει κανένας υπόψη ότι η οπτική ισχύς του σήματος εκπομπής είναι ανάλογη του σήματος $y(t)$ τότε σύμφωνα με την (6.23) στην περιοχή συχνοτήτων $|f_L| < 200\text{Hz}$, στην οποία αλλαγές στην ένταση του φωτός είναι αισθητές στον ανθρώπινο οφθαλμό, η χρήση PWM δεν προκαλεί παραμόρφωση του φάσματος $Y(f)$. Συνεπώς το PWM δεν «φαίνεται» να προκαλεί flickering στο φως της LED.

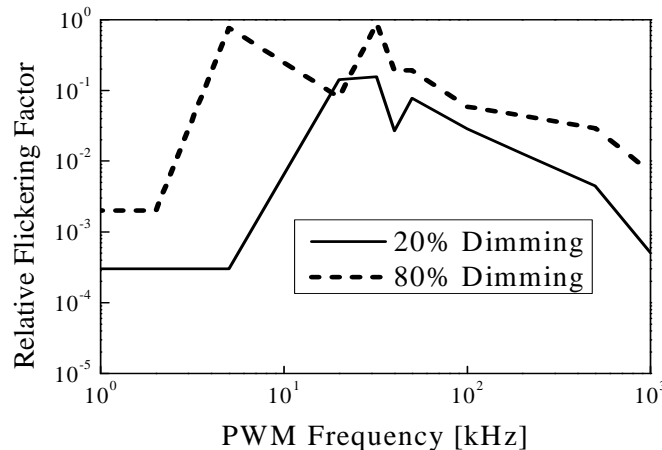
Σε μία προσπάθεια να επιβεβαιώσουμε το συμπέρασμα αυτό, ας θεωρήσουμε το σήμα $y_{LOW}(t)$ το οποίο αντιστοιχεί στο τμήμα του $Y(f)$ που βρίσκεται εντός του εύρους $f \in [-f_L, f_L]$, και υπολογίζεται λαμβάνοντας τον IFT του $Y(f)$ στην περιοχή συχνοτήτων $f \in [-f_L, f_L]$:

$$y_{LOW}(t) = \int_{-f_L}^{f_L} dt Y(f) e^{j2\pi ft} \quad (6.25)$$

Ως μέτρο του flickering του φωτός μίας LED ορίζουμε τον παράγοντα flickering:

$$C_F = \frac{\max\{|y_{LOW}(t)|\} - \min\{|y_{LOW}(t)|\}}{Y(0)} \quad (6.26)$$

όπου $Y(0)$ η DC συνιστώσα του σήματος $y(t)$. Επομένως ο συντελεστής C_F παρέχει τη μέγιστη διακύμανση του σήματος $y(t)$ ως προς την DC συνιστώσα στην περιοχή εκείνη των συχνοτήτων που γίνεται αντιληπτή στον ανθρώπινο οφθαλμό.



Σχήμα 58: Παράγοντας flickering για διαφορετικές τιμές της f_{PWM} όταν $\delta = 20\%$ και 80% .

Για τον υπολογισμό του C_F πραγματοποιήθηκε προσομοίωση Monte Carlo 100 επαναλήψεων. Σε κάθε μία επανάληψη επιλέγονται τυχαία 31 QAM σύμβολα, κάθε ένα από τα οποία φορτώνεται σε διαφορετικό υποφέρον. Με αντικατάσταση των (6.2) και (6.1) στην (6.4) υπολογίζουμε το σήμα $y(t)$. Με χρήση του διακριτού μετασχηματισμού Fourier (DFT – Discrete Fourier Transform) υπολογίζεται το φάσμα $Y(f)$ του $y(t)$ στην περιοχή συχνοτήτων, $f \in [-f_L, f_L]$. Στη συνέχεια εφαρμόζοντας τον αντίστροφο DFT (IDFT – Inverse DFT), μπορεί να υπολογιστεί το $y_{LOW}(t)$ και συνεπώς και οι συντελεστές C_F για κάθε μία από τις 100 επαναλήψεις. Η μέση τιμή του C_F υπολογίστηκε ίση με $C_F \cong 10^{-6}$. Η πολύ χαμηλή αυτή τιμή υποδεικνύει ότι δεν παρατηρείται flickering στο φως της LED λόγω της χρήσης του PWM.

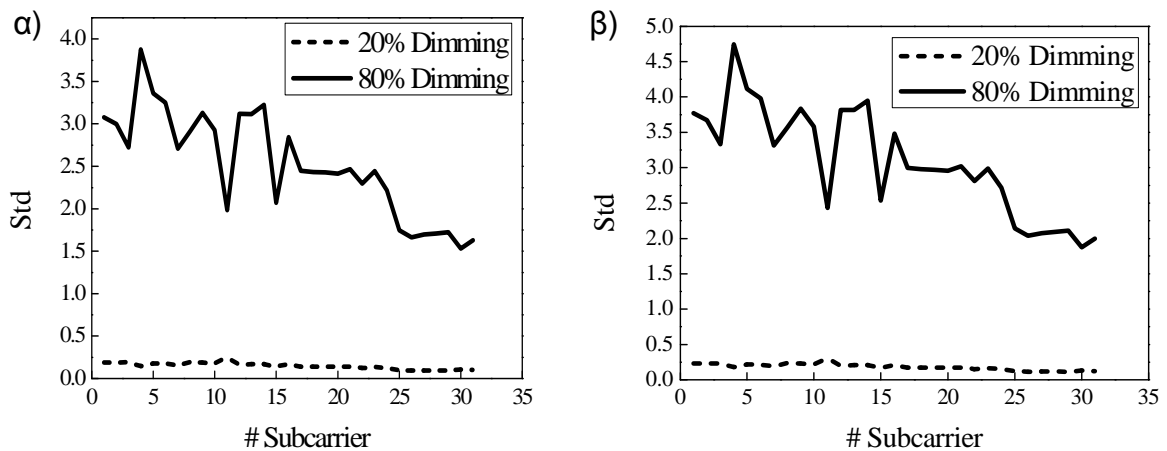
Η σχετική τιμή των συντελεστών C_F ως προς την περίπτωση που δε χρησιμοποιείται PWM, είναι $C_{Frel} = C_F / C_{F0}$, όπου C_{F0} ο συντελεστής flickering στην περίπτωση που $\delta = 0$ για τον οποίο ισχύει $C_{F0} = 1$. Η διακύμανση της τιμής του C_{Frel} για $\delta = 20\%$ και $\delta = 20\%$, δηλαδή το $(1 - C_{Frel})$ απεικονίζεται στο Σχήμα 58.

6.4.3 Υπολογισμός SIR

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα των δύο προηγούμενων παραγράφων η PWM-DMT διαμόρφωση δεν επηρεάζει τη λειτουργία του VLC συστήματος ως διάταξη φωτισμού. Στο σημείο αυτό κρίνεται απαραίτητη η διερεύνηση της επίδρασης του PWM στην απρόσκοπτη μετάδοση των δεδομένων από το VLC σύστημα. Για το σκοπό αυτό θα υπολογιστεί στην παρούσα υποενότητα ο λόγος σήματος προς παρεμβολή (SIR) και στην επόμενη, η πιθανότητα σφάλματος BER του συστήματος.

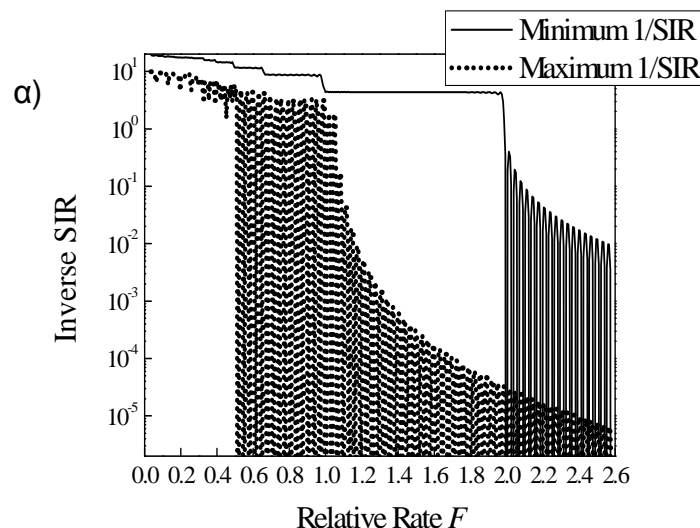
Όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 6.3.4, σύμφωνα με την (6.19), για τον υπολογισμό του SIR είναι απαραίτητος ο υπολογισμός των τιμών της τυπικής απόκλισης σ_{mr}^2 και σ_{mi}^2 για κάθε υποφέρον. Οι τιμές αυτές που δίνονται από τις (6.17) και (6.18) απεικονίζονται στο Σχήμα 59 για $F=0.3$. Παρατηρούμε ότι για χαμηλότερες τιμές του δ έχουμε και χαμηλότερες τιμές στην τυπική απόκλιση της παρεμβολής. Ένα ακόμη συμπέρασμα που προκύπτει από το Σχήμα 59 είναι ότι τα «ακριανά»

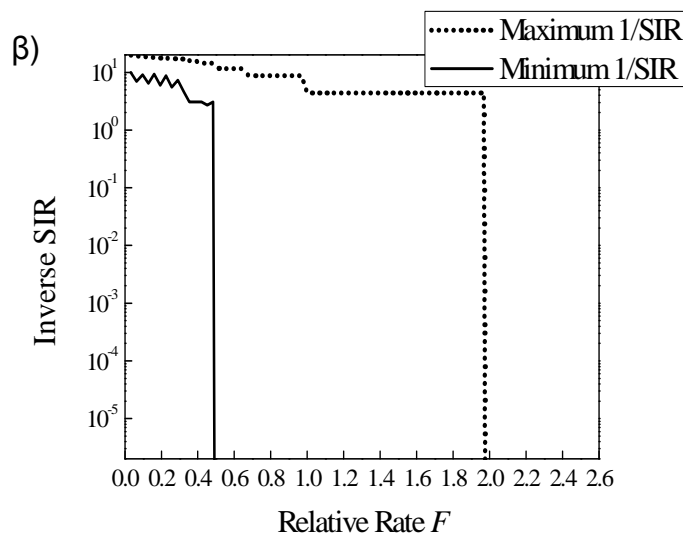
υποφέροντα, δηλαδή αυτά με κεντρική συχνότητα κοντά στο εύρος ζώνης B του DMT εμφανίζουν μικρότερη παραμόρφωση σε σύγκριση με αυτά των χαμηλότερων συχνοτήτων. Σε κάθε περίπτωση οι τιμές τόσο του πραγματικού όσο και του φανταστικού μέρους της τυπικής απόκλισης είναι της ίδιας τάξης μεγέθους.



Σχήμα 59: α) Τυπική απόκλιση του φανταστικού μέρους του αποδιαμορφωμένου συμβόλου σαν συνάρτηση του δ . β) Τυπική απόκλιση του πραγματικού μέρους του αποδιαμορφωμένου συμβόλου σαν συνάρτηση του δ . Και στις δύο περιπτώσεις $f_{PWM}=0.3f_{M-1}$.

Η επίδραση του $F = f_{PWM}/f_{M-1}$ στο SIR του PWM-DMT διαμορφωμένου VLC συστήματος απεικονίζεται στο Σχήμα 60 και στο Σχήμα 61 για δύο διαφορετικές τιμές $\delta=80\%$ και $\delta=20\%$ αντίστοιχα. Στα δύο σχήματα παρουσιάζεται ο αντίστροφος της μέγιστης και της ελάχιστης τιμής του SIR όλων των υποφερόντων του συστήματος. Το α) αντιστοιχεί στη γενική περίπτωση που τα σήματα DMT και PWM δεν είναι συγχρονισμένα, δηλαδή υπάρχει μία τυχαία χρονική απόκλιση τ μεταξύ της αρχής του παλμού PWM και της αρχής του DMT συμβόλου όπως φαίνεται στο Σχήμα 56. Στο υπόλοιπο της παρούσας ανάλυσης η περίπτωση αυτή θα αναφέρεται ως ασύγχρονη.

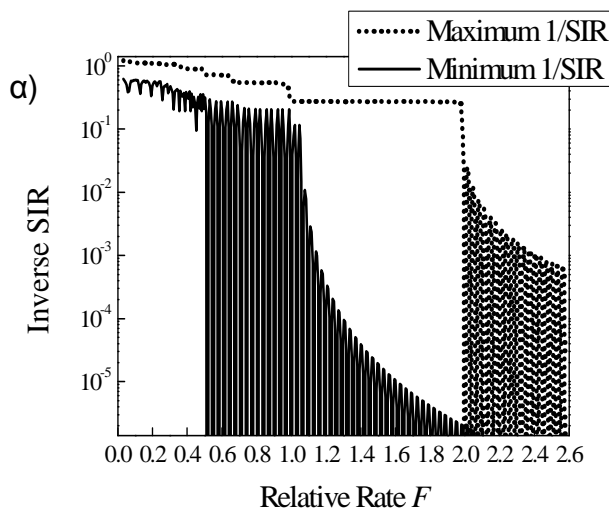


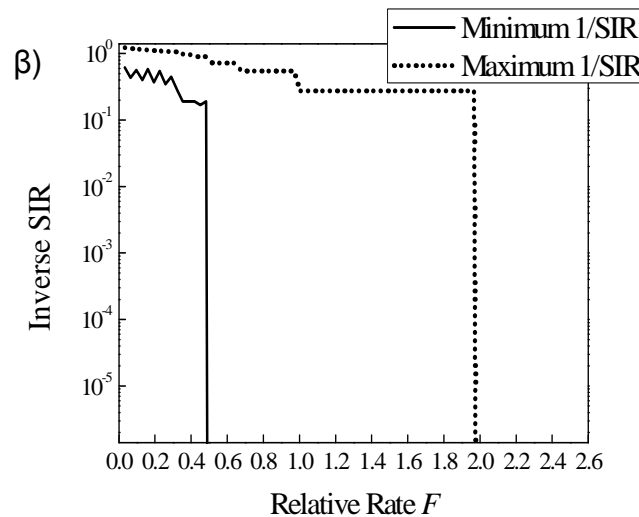


Σχήμα 60: α) Αντίστροφος SIR για την ασύγχρονη περίπτωση ως συνάρτηση του F για $\delta = 80\%$. β) Αντίστροφος SIR για τη συγχρονισμένη περίπτωση ως συνάρτηση του F για $\delta = 80\%$.

Στο Σχήμα 60β) και στο Σχήμα 61β) απεικονίζονται οι τιμές του αντίστροφου SIR στην περίπτωση που $\tau = 0$. Στη συνέχεια της παρούσας ανάλυσης η περίπτωση αυτή θα αναφέρεται ως συγχρονισμένη. Ο αντίστροφος SIR για το ασύγχρονο σύστημα που απεικονίζεται στο Σχήμα 60α) και στο Σχήμα 61α) εμφανίζει μεγάλες διακυμάνσεις πολύ υψηλής συχνότητας καθώς μεταβάλλεται το F . Για τιμές $F > 2$ η τιμή του αντίστροφου SIR μειώνεται σημαντικά υπονοώντας βελτίωση των επιδόσεων του συστήματος. Επίσης η μέγιστη τιμή του $1/SIR$, δηλαδή η ελάχιστη τιμή του SIR υπόκειται σε ισχυρές διακυμάνσεις στην περιοχή όπου $F > 2$. Η ελάχιστη τιμή του $1/SIR$, δηλαδή η μέγιστη τιμή του SIR υπόκειται σε ισχυρές διακυμάνσεις στην περιοχή όπου $F > 0.5$.

Στη συγχρονισμένη περίπτωση δεν παρατηρούνται τόσο μεγάλες διακυμάνσεις της τιμής του $1/SIR$ όπως φαίνεται στο Σχήμα 60β) και στο Σχήμα 61β). Για $F \geq 2$ μάλιστα η τιμή του $1/SIR$ απειρίζεται, υπονοώντας ότι η εφαρμογή του PWM δεν προκαλεί καμία παρεμβολή μεταξύ των υποφερόντων του DMT. Τα διαγράμματα επιβεβαιώνουν το συμπέρασμα που προέκυψε από τη μελέτη της τυπικής απόκλισης στο Σχήμα 59α) και β), ότι δηλαδή η παρεμβολή είναι ισχυρότερη για $F < 2$. Σύμφωνα με τα παραπάνω αποτελέσματα αν εξασφαλίσει κανένας το συγχρονισμό του DMT και του PWM σήματος στον πομπό και επιλέξει $F \geq 2$ είναι δυνατό να εξλειφθεί η παρεμβολή μεταξύ των υποφερόντων γεγονός που καθιστά την PWM-DMT διαμόρφωση πολύ ελκυστική για την υλοποίηση ενός συστήματος VLC.



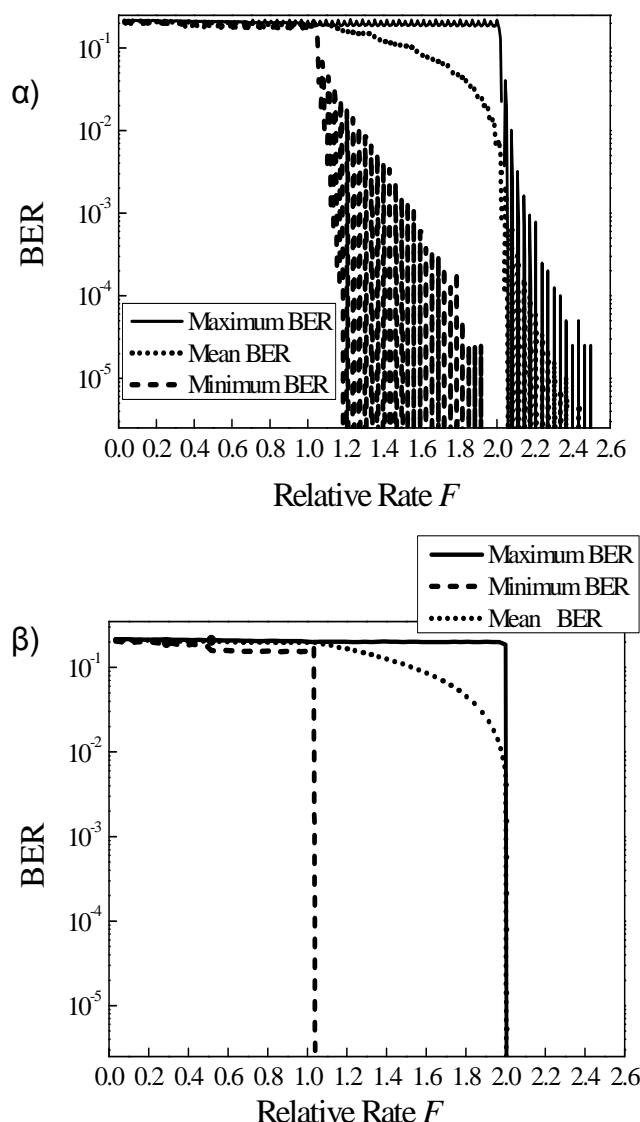


Σχήμα 61: α) Αντίστροφος SIR για την ασύγχρονη περίπτωση ως συνάρτηση του F για $\delta = 20\%$. β) Αντίστροφος SIR για τη συγχρονισμένη περίπτωση ως συνάρτηση του F για $\delta = 20\%$.

6.4.4 Υπολογισμός BER

Ο υπολογισμός του SIR για διάφορες τιμές της φωτεινότητας δ της LED παρέχει μία πρώτη εκτίμηση σχετικά με την απόδοση του συστήματος PWM-DMT. Ωστόσο, για μια πιο ακριβή αξιολόγηση του συστήματος θα πρέπει κανένας να υπολογίσει την πιθανότητα σφάλματος bit (BER). Για το σκοπό αυτό πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις Monte Carlo και υπολογίστηκε το BER του συστήματος για διάφορες τιμές του δ . Θεωρήσαμε διαμόρφωση DMT με $M = 32$ υποφέροντα καθένα από τα οποία χρησιμοποιείται για τη μετάδοση ενός 16-QAM συμβόλου. Το τελευταίο υποφέρον έχει κεντρική συχνότητα ίση με 500 kHz. Εξετάζονται τόσο η συγχρονισμένη περίπτωση ($\tau = 0$) όσο και η ασύγχρονη (τυχαίο τ).

Θεωρήθηκαν δύο μέθοδοι ανίχνευσης μία αρκετά απλή που για το υπόλοιπο της ανάλυσης θα την αναφέρουμε ως «μέθοδο Α» και μία πιο σύνθετη τη «μέθοδο Β». Η μέθοδος Α για την ανίχνευση ενός συμβόλου χρησιμοποιεί το κριτήριο της ελάχιστης απόστασης (MD – Minimum Distance), δηλαδή αποφασίζει ότι στάλθηκε το σύμβολο s'_m το οποίο ελαχιστοποιεί την $|s'_m - \hat{s}_m|^2$. Η μέθοδος Α μπορεί να οδηγήσει σε σφάλματα επειδή δε λαμβάνει υπόψη την «αυτό-παρεμβολή» που προκαλείται από το συζυγέ μιγαδικό του ίδιου του συμβόλου s_m . Πράγματι, όπως φαίνεται στην (6.9) ο υπολογισμός του \hat{s}_m καθορίζεται όχι μόνο από το απεσταλμένο σύμβολο s_m αλλά και από τους όρους της «αυτό-παρεμβολής» και της παρεμβολής που οφείλεται στα υπόλοιπα υποφέροντα. Ακόμη και στην περίπτωση που ο SIR απειρίζεται, και επομένως δεν εμφανίζεται παρεμβολή από τα υπόλοιπα υποφέροντα, είναι δυνατό να εμφανιστούν σφάλματα κατά την ανίχνευση των συμβόλων λόγω του όρου της «αυτό-παρεμβολής».

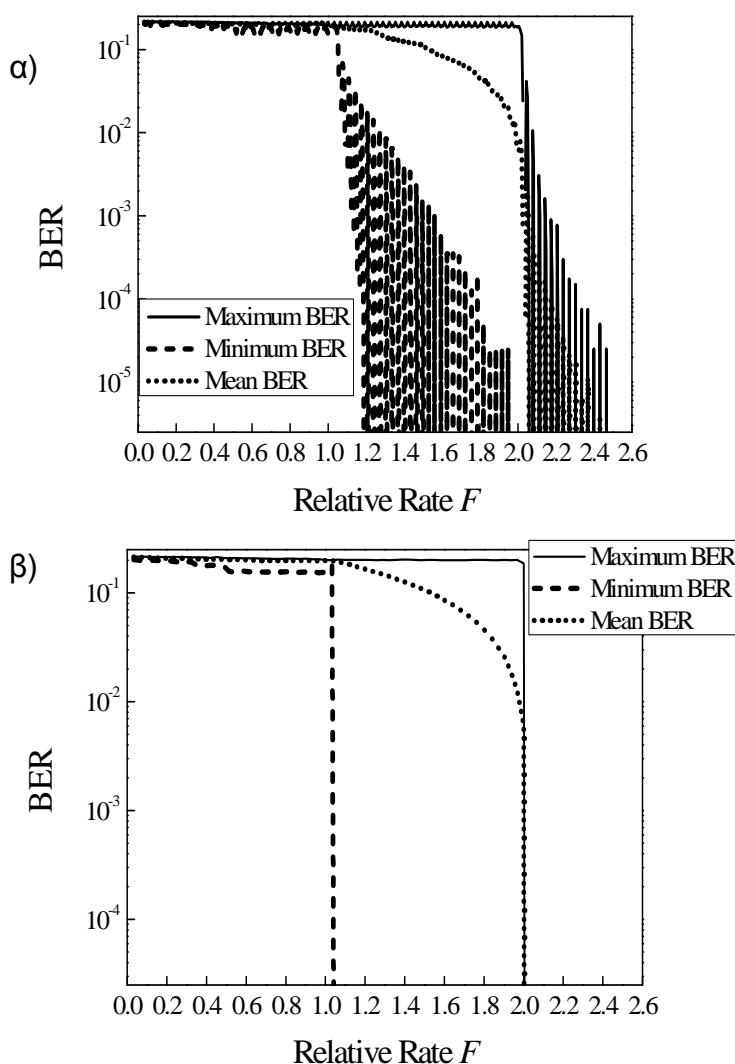


Σχήμα 62: α) BER για την ασύγχρονη περίπτωση και την τεχνική ανίχνευσης A όταν $\delta=80\%$. β) BER για τη συγχρονισμένη περίπτωση και την τεχνική ανίχνευσης A όταν $\delta=80\%$.

Η μέθοδος B χρησιμοποιεί μία πιο λεπτομερή προσέγγιση του κριτηρίου της ελάχιστης απόστασης. Στην περίπτωση αυτή η απόφαση λαμβάνεται υπέρ του συμβόλου s'_m το οποίο ελαχιστοποιεί την $|s'_m + P(-2\omega_m)/P(0)(s'_m)^* - \hat{s}_m|^2$. Χρησιμοποιώντας αυτή τη μέθοδο λαμβάνεται υπόψη και ο όρος της παρεμβολής που προκαλεί ο συζυγής μιγαδικός του σταλθέντος συμβόλου με αποτέλεσμα να μην εμφανίζονται σφάλματα κατά την ανίχνευση στην περίπτωση που απειρίζεται ο SIR. Ωστόσο, στο δέκτη είναι απαραίτητη η πληροφορία σχετικά με το συγχρονισμό του DMT και του PWM σήματος καθώς και της τιμής του δ προκειμένου να υπολογιστούν τα $P(-2\omega_m)$ και $P(0)$.

Στο Σχήμα 62 και στο Σχήμα 63 απεικονίζεται η πιθανότητα σφάλματος bit ως συνάρτηση του F , όταν χρησιμοποιείται η τεχνική ανίχνευσης A και B αντίστοιχα. Και στα δύο σχήματα η τιμή του δ είναι 80%. Οι τιμές του BER σε κάθε υποφέρον για διάφορα F υπολογίστηκαν με τη βοήθεια προσομοιώσεων με 10^4 επαναλήψεις Monte Carlo. Στο Σχήμα 62 και στο Σχήμα 63 φαίνεται η μέση, η μέγιστη και η ελάχιστη τιμή του BER σε όλα τα υποφέροντα. Στο Σχήμα 62α) και β) παρουσιάζεται το BER για την ασύγχρονη και τη συγχρονισμένη περίπτωση αντίστοιχα. Παρατηρούμε ότι και οι δύο τεχνικές ανίχνευσης επιτυγχάνουν παρόμοια απόδοση ως προς το BER. Για $F \geq 2$ η πιθανότητα σφάλματος είναι αρκετά χαμηλή, $\leq 10^{-4}$, ενώ για $F < 2$, είναι πάρα πολύ

υψηλή καθιστώντας αδύνατη την αξιόπιστη μετάδοση δεδομένων. Σύμφωνα με τα αποτελέσματα που προέκυψαν η επικοινωνία είναι εφικτή μόνο στην περίπτωση που $F \geq 2$ δηλαδή όταν η συχνότητα του PWM είναι ίση ή μεγαλύτερη από το διπλάσιο της κεντρικής συχνότητας f_{M-1} του τελευταίου υποφέροντος.



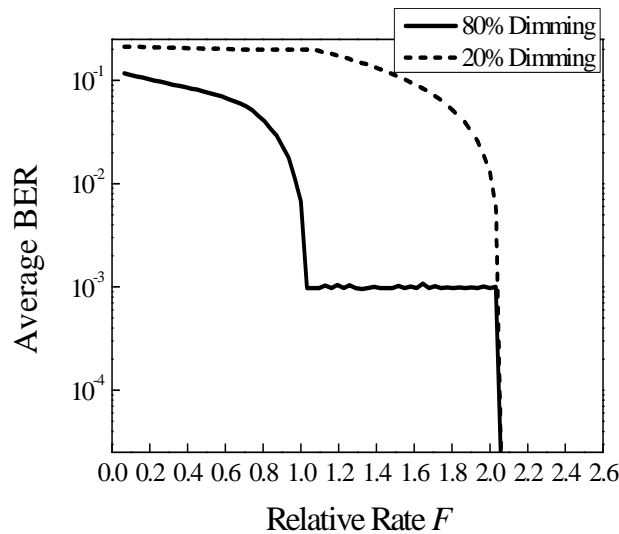
Σχήμα 63: α) BER για την ασύγχρονη περίπτωση συναρτήσεως του F όταν χρησιμοποιείται η τεχνική ανίχνευσης B. β) BER για τη συγχρονισμένη περίπτωση συναρτήσεως του F όταν χρησιμοποιείται η τεχνική ανίχνευσης B. Και στις δύο περιπτώσεις το $\delta = 80\%$.

6.4.5 Υπολογισμός BER παρουσία θορύβου

Στη μέχρι τώρα ανάλυση δε λάβαμε υπόψη τον περιβαλλοντικό και θερμικό θόρυβο του συστήματος. Ωστόσο, για μία πιο πλήρη εκτίμηση της απόδοσης του PWM-DMT σε ένα VLC σύστημα θα έπρεπε να ενσωματώσουμε στη μελέτη και την επίδραση του θορύβου. Για το σκοπό αυτό αρκεί στην εξίσωση (6.5) να προστεθεί μία Gaussian τυχαία μεταβλητή με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση που μπορεί να υπολογιστεί από πειραματικές μετρήσεις που έχουν πραγματοποιηθεί για τον υπολογισμό του περιβαλλοντικού θορύβου λόγω του ηλιακού φωτός [64].

Στο Σχήμα 64 απεικονίζεται η μέση τιμή του BER για το συγχρονισμένο σύστημα όταν χρησιμοποιείται η B τεχνική ανίχνευσης. Ο SNR του συστήματος θεωρήθηκε ίσος με 45dB, τιμή που αντιστοιχεί σε οπτική ισχύ εκπομπής ίση με 0.6W και φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου $\sim 10^{-11} \text{ A}^2/\text{Hz}$, όπως υπολογίστηκε στην παράγραφο

3.1.4. Το BER υπολογίστηκε για δύο τιμές της φωτεινότητας της LED, $\delta=20\%$ και $\delta=80\%$. Όπως θα περίμενε κανένας η τιμές του BER είναι υψηλότερες σε αυτήν την περίπτωση λόγω της εισαγωγής του θορύβου, αλλά και πάλι για τιμές του $F \geq 2$ εμφανίζει αρκετά χαμηλή τιμή, $<10^{-4}$, που μπορεί να εξασφαλίσει την απρόσκοπτη μετάδοση δεδομένων.



Σχήμα 64: Μέση τιμή του BER για τη συγχρονισμένη περίπτωση όταν χρησιμοποιείται η τεχνική ανίχνευσης B. Θεωρήθηκαν δύο τιμές για το δ , 80% και 20% και λήφθηκε υπόψη και η επίδραση του θορύβου

6.5 Συμπεράσματα

Στο Κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε η επίδραση της διαμόρφωσης PWM, που χρησιμοποιείται ευρέως σε συστήματα φωτισμού για τη ρύθμιση της φωτεινότητας, σε ένα σύστημα VLC που χρησιμοποιεί διαμόρφωση DMT για τη μετάδοση της πληροφορίας. Προς την κατεύθυνση αυτή υπολογίστηκε ο λόγος σήματος προς παρεμβολή καθώς και η πιθανότητα σφάλματος στο δέκτη. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν καταδεικνύουν ότι για αξιόπιστες ζεύξεις είναι απαραίτητο η συχνότητα του σήματος PWM να είναι τουλάχιστον διπλάσια από τη μεγαλύτερη συχνότητα των υποφερόντων της κυματομορφής του DMT. Σε αντίθετη περίπτωση παρατηρείται παρεμβολή μεταξύ των υποφερόντων που υποβαθμίζει σημαντικά την απόδοση του συστήματος. Η ίδια συνθήκη πρέπει να ισχύει και παρουσία περιβαλλοντικού θορύβου.

Το γεγονός ότι η συχνότητα του PWM πρέπει να βρίσκεται μέσα στο 3dB εύρος της LED και ταυτόχρονα να είναι τουλάχιστον δύο φορές η υψηλότερη συχνότητα του DMT θέτει ένα άνω όριο στην ποσότητα της πληροφορίας που μπορεί να μεταδοθεί από το σύστημα, δηλαδή στο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων.

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει επίσης το ότι δεν είναι απαραίτητος ο συγχρονισμός των σημάτων DMT και PWM. Ωστόσο σε περίπτωση που είναι συγχρονισμένα τα δύο σήματα παρατηρήθηκε ότι η πιθανότητα σφάλματος είναι ανεξάρτητη από clock jitter. Τέλος διερευνήθηκε η πιθανότητα να παρουσιαστεί τρεμοπαίξιμο (flickering) της εκπνευμένης οπτικής ακτινοβολίας λόγω του συνδυασμού PWM και DMT και αποδείχθηκε ότι το PWM δεν προκαλεί επιπλέον flickering σε σχέση με αυτό μίας DMT κυματομορφής.

7. Συμπεράσματα – Προτάσεις για μελλοντική έρευνα

Σε αυτό το κεφάλαιο υπογραμμίζονται τα σημαντικότερα ερευνητικά θέματα που μελετήθηκαν στο πλαίσιο της διατριβής και τα πρωτότυπα ερευνητικά αποτελέσματα που προέκυψαν από αυτή την ανάλυση. Κατόπιν παρουσιάζονται κάποιες ερευνητικές κατευθύνσεις που χρήζουν μελέτης.

7.1 Επισκόπηση – Συμπεράσματα

Στόχος της παρούσας διατριβής ήταν η διερεύνηση των επιδόσεων των ασύρματων οπτικών συστημάτων σε ευρυζωνικά δίκτυα εσωτερικού χώρου εστιάζοντας στα συστήματα IR και VLC. Προς την κατεύθυνση αυτή αναπτύχθηκε σε πρώτη φάση ένα κατάλληλο εργαλείο προσομοίωσης στο MATLAB το οποίο δέχεται ως είσοδο τα χαρακτηριστικά μίας προτεινόμενης τοπολογίας πομπόδεκτη και του χώρου στον οποίο πρόκειται να τοποθετηθεί και υπολογίζει τόσο την κρουστική απόκριση του οπτικού καναλιού όσο και την κατανομή της ισχύος του περιβαλλοντικού θορύβου στον υπό μελέτη χώρο. Το μοντέλο αυτό παρέχει πολύτιμη πληροφορία σχετικά με τα χαρακτηριστικά και τους περιορισμούς που εισάγει το εκάστοτε σύστημα. Οι κύριοι παράγοντες υποβάθμισης ενός ασύρματου οπτικού συστήματος είναι η χαμηλή ισχύς εκπομπής, οι υψηλές γεωμετρικές απώλειες καθώς και η ISI που δημιουργείται λόγω της πολυδιόδευσης στην περίπτωση διατάξεων διάχυσης. Στην παρούσα διατριβή εξετάζεται η υιοθέτηση διαφόρων μεθόδων ισοστάθμισης, διαμόρφωσης πολλαπλών φερουσών και διαφορικότητας για την αντιμετώπιση των περιορισμών αυτών και την υλοποίηση αξιόπιστων ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου.

Τα δύο πρώτα Κεφάλαια, παρέχουν μία σύντομη επισκόπηση των συστημάτων που απαντώνται στα σημερινά ευρυζωνικά δίκτυα πρόσβασης με ιδιαίτερη έμφαση στα ασύρματα οπτικά συστήματα. Περιγράφονται τα χαρακτηριστικά και οι περιορισμοί των δομικών στοιχείων ενός ασύρματου οπτικού συστήματος, όπως είναι ο πομπός, ο δέκτης, ο οπτικός συγκεντρωτής, κτλ. Ακολουθεί ανάλυση των μεθόδων διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται σε αυτά τα συστήματα. Τέλος, παρουσιάζεται το εργαλείο προσομοίωσης που αναπτύχθηκε στα πλαίσια της παρούσας διατριβής για τον υπολογισμό της κρουστικής απόκρισης του ασύρματου οπτικού καναλιού και τον υπολογισμό του θορύβου που οφείλεται στο περιβαλλοντικό φως.

Στο Κεφάλαιο 3, εξετάζεται η χρήση κατάλληλων μεθόδων ισοστάθμισης για την αντιμετώπιση της διασυμβολικής παρεμβολής (ISI – Intersymbol Interference) σε υπέρυθρα συστήματα διάχυσης. Γι αυτό το σκοπό μελετήθηκε ένα γραμμικό σύστημα ισοστάθμισης LE καθώς και ένα μη γραμμικό σύστημα ισοστάθμισης που χρησιμοποιεί ανατροφοδότηση απόφασης DFE, χρησιμοποιεί με άλλα λόγια, προηγούμενα ανιχνευμένα σύμβολα για να προσαρμόσει καλύτερα τους συντελεστές του φίλτρου ανατροφοδότησης στις απαιτήσεις του καναλιού. Χρησιμοποιήθηκαν 3 διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης, OOK, 4-PPM και 4-PAM και υπολογίστηκε ο SNR σε κάθε περίπτωση για την αποτίμηση των επιδόσεων του συστήματος. Το Κεφάλαιο 3 ολοκληρώθηκε με τον υπολογισμό του SNR σε ένα δωμάτιο για δύο διαφορετικές τοπολογίες πομπόδεκτη: α) μία που χρησιμοποιεί διαφορικότητα γωνίας στον πομπό και στο δέκτη, εξασφαλίζοντας LOS μεταξύ τους, και β) μία στην οποία ο πομπός ακτινοβολεί ομοιόμορφα προς την οροφή του δωματίου και ο δέκτης διαθέτει ένα αρκετά ευρύ FOV που «βλέπει» και αυτό στην οροφή του δωματίου, πρόκειται δηλαδή για μία διάταξη διάχυσης. Σύμφωνα με τα αποτελέσματα η χρήση μεθόδων ισοστάθμισης μπορεί να οδηγήσει σε βελτίωση του SNR σε ένα υπέρυθρο σύστημα διάχυσης που χρησιμοποιεί OOK, 4-PAM και 4-PPM και να περιορίσει σε μεγάλο βαθμό την επίδραση της ISI και του θορύβου επιτρέποντας ρυθμούς μετάδοσης 100Mb/s. Τέλος, διαπιστώθηκε ότι η χρήση διαφορικότητας στον πομπό και στο δέκτη, εκμεταλλεύεται

αποδοτικά το κανάλι πολυδιόδευσης και βελτιώνει την εμβέλεια και την αξιοπιστία του συστήματος.

Στο Κεφάλαιο 4, διερευνήθηκε η δυνατότητα να επιτευχθούν ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων της τάξης των 100Mb/s σε ασύρματα οπτικά συστήματα διάχυσης χρησιμοποιώντας διαμόρφωση DMT για την καταπολέμηση της ISI που εισάγει το κανάλι διάχυσης σε συνδυασμό με τεχνικές διαφορικής εκπομπής και λήψης. Οι τεχνικές αυτές είναι ιδιαίτερα διαδεδομένες στα RF ασύρματα συστήματα οπότε παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον η διερεύνηση της συμπεριφοράς τους σε οπτικά IM/DD συστήματα. Πιο συγκεκριμένα, πραγματοποιήθηκε συγκριτική μελέτη των μεθόδων STBC, MRC και RC με βάση το BER του κάθε συστήματος για ρυθμό μετάδοσης 100Mb/s και DMT/QAM διαμόρφωση. Χρησιμοποιήθηκε και πάλι το εργαλείο προσομοίωσης για τον ακριβή προσδιορισμό της κρουστικής απόκρισης του υπό μελέτη συστήματος. Το ίδιο εργαλείο χρησιμοποιήθηκε και για τον υπολογισμό του θορύβου που οφείλεται στο περιβαλλοντικό φως του δωματίου από τους λαμπτήρες πυρακτώσεως και τον ήλιο που φωτίζει το δωμάτιο από ένα παράθυρο. Στη συνέχεια, αναλύθηκαν διάφορες διατάξεις διαφορικής εκπομπής και λήψης και εξετάστηκε η χρησιμότητά τους σε ένα υπέρυθρο ασύρματο σύστημα εσωτερικού χώρου. Μελετήθηκαν διάφορα συστήματα όπως 2x1 και 2x2 Alamouti STBC καθώς και επαναληπτικοί κώδικες 2x1 και 2x2 RC και συγκρίθηκαν με ένα σύστημα SISO και ένα MRC 1x2. Για τη μετάδοση των δεδομένων επιλέχθηκε διαμόρφωση DMT με 16-QAM και 32 υποφέροντα. Σύμφωνα με τα αποτελέσματα η χρήση μεθόδων διαφορικής εκπομπής δεν προσφέρει σημαντική βελτίωση στην απόδοση του συστήματος και στην περίπτωση των STBC μπορεί να οδηγήσει σε υποβάθμισή της λόγω της χαμηλής τιμής της οπτικής ισχύος εκπομπής. Τα συστήματα επαναληπτικών κωδικών μπορεί να οδηγήσουν σε χαμηλότερη πιθανότητα σφάλματος από τα SISO και από τα MRC ανάλογα με τη σχετική τοποθέτηση των πομπών και του δέκτη. Σε κάθε περίπτωση τα συστήματα διαφορικής λήψης με MRC υπερέχουν των SISO αλλά αυξάνουν την πολυπλοκότητα, την κατανάλωση ισχύος και το μέγεθος του δέκτη, εφόσον χρησιμοποιούν δύο στοιχεία λήψης, γεγονός που δεν τα καθιστά τόσο ελκυστικά για ασύρματες εφαρμογές. Τα πλεονεκτήματα της διαφορικής εκπομπής με STBC είναι εμφανή σε σύμφωνα οπτικά συστήματα όπως αποδείχθηκε στο Κεφάλαιο 5.

Στο Κεφάλαιο 5 αποδεικνύεται η χρησιμότητα τεχνικών STBC σε συστήματα που χρησιμοποιούν σύμφωνη ανίχνευση στο δέκτη για την επίτευξη ρυθμών μετάδοσης της τάξης των Gb/s. Εξετάστηκαν διάφορα συστήματα όπως 2x1 και 2x2 Alamouti STBC καθώς και επαναληπτικοί κώδικες 2x1 RC και συγκρίθηκαν με ένα σύστημα SISO. Για τη μετάδοση των δεδομένων επιλέχθηκε διαμόρφωση BPSK. Η αποτίμηση των διαφόρων μεθόδων συστήματος πραγματοποιήθηκε ως προς την πιθανότητα σφάλματος για διάφορες θέσεις του δέκτη στον υπό μελέτη χώρο. Σύμφωνα με τα αποτελέσματα η χρήση μεθόδων STBC μπορεί να βελτιώσει σημαντικά την απόδοση ενός σύμφωνου ασύρματου οπτικού συστήματος και να επιτρέψει την επίτευξη ρυθμών μετάδοσης της τάξης των Gb/s.

Στο Κεφάλαιο 6 εξετάζεται η χρήση της τεχνικής διαμόρφωσης πλάτους παλμού (PWM – Pulse Width Modulation) για τη ρύθμιση της φωτεινότητας των LEDs που απαντώνται σε ασύρματα οπτικά συστήματα με ορατό φως (VLC – Visible Light Communications). Η πιο διαδεδομένη μέθοδος που χρησιμοποιείται για τη ρύθμιση της φωτεινότητας λαμπτήρων είναι η PWM. Από την άλλη μεριά, τα συστήματα VLC χρησιμοποιούν διαμόρφωση DMT για τη μετάδοση της πληροφορίας. Κρίνεται απαραίτητο λοιπόν να διερευνηθεί η επίδραση του συνδυασμού των δύο διαμορφώσεων τόσο ως προς τη ρύθμιση της φωτεινότητας όσο και ως προς τη μετάδοση δεδομένων του συστήματος

VLC. Προς την κατεύθυνση αυτή υπολογίστηκε ο λόγος σήματος προς παρεμβολή καθώς και η πιθανότητα σφάλματος στο δέκτη. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν αποδεικνύουν ότι για αξιόπιστη ζεύξη είναι απαραίτητο η συχνότητα του σήματος PWM να είναι τουλάχιστον διπλάσια από τη μεγαλύτερη συχνότητα των υποφερόντων της κυματομορφής του DMT. Σε αντίθετη περίπτωση παρατηρείται παρεμβολή μεταξύ των υποφερόντων που υποβαθμίζει σημαντικά την απόδοση του συστήματος. Η ίδια συνθήκη πρέπει να ισχύει και παρουσία περιβαλλοντικού θορύβου. Το γεγονός ότι η συχνότητα του PWM πρέπει να βρίσκεται μέσα στο 3dB εύρος της LED και ταυτόχρονα να είναι τουλάχιστον δύο φορές η υψηλότερη συχνότητα του DMT θέτει ένα άνω όριο στην ποσότητα της πληροφορίας που μπορεί να μεταδοθεί από το σύστημα, δηλαδή στο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει επίσης το ότι δεν είναι απαραίτητος ο συγχρονισμός των σημάτων DMT και PWM. Ωστόσο, σε περίπτωση που είναι συγχρονισμένα τα δύο σήματα παρατηρήθηκε ότι η πιθανότητα σφάλματος είναι ανεξάρτητη από clock jitter. Τέλος, διερευνήθηκε η πιθανότητα να παρουσιαστεί τρεμοπαίξιμο (flickering) της εκπεμπόμενης οπτικής ακτινοβολίας λόγω του συνδυασμού PWM και DMT και αποδείχθηκε ότι το PWM δεν προκαλεί επιπλέον flickering σε σχέση με αυτό μίας DMT κυματομορφής.

7.2 Προτάσεις για μελλοντική έρευνα

Η μετάβαση στα δίκτυα 4^{ης} γενιάς, τα οποία καλούνται να υποστηρίξουν υπηρεσίες πολυμέσων και πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης απαιτεί την αξιοποίηση εναλλακτικών τεχνολογιών λόγω της συρρίκνωσης του διαθέσιμου φάσματος στις ραδιοσυχνότητες. Η ανάπτυξη καινοτόμων τοπολογιών καναλιού και η εξέλιξη της τεχνολογίας οπτικών πομπών και δεκτών τείνουν να ξεπεράσουν τα προβλήματα που υποβαθμίζουν τις επιδόσεις των οπτικών ασύρματων συστημάτων και να οδηγήσουν στην επίτευξη ρυθμών μετάδοσης της τάξης των Gb/s. Έτσι, τα ασύρματα οπτικά συστήματα με ένα εύρος ζώνης δεκάδων THz αποτελούν μία πολλά υποσχόμενη τεχνολογία για τα δίκτυα 4^{ης} γενιάς. Στην κατεύθυνση αυτή, υπάρχουν προοπτικές εξέλιξης και προσαρμογής των μεθόδων που προτείνει η παρούσα διατριβή που αξίζουν περαιτέρω διερεύνηση.

Οι μέθοδοι (ισοστάθμιση και DMT) που προτάθηκαν για την αντιμετώπιση της ISI που εμφανίζεται στα συστήματα διάχυσης λόγω του φαινομένου της πολυδιόδευσης, επιτρέπουν ταχύτητες μετάδοσης ~100Mb/s. Σε μία πρώτη φάση θα παρουσίαζε μεγάλο ενδιαφέρον η συγκριτική μελέτη και αποτίμηση των χαρακτηριστικών των δύο τεχνικών. Επιπλέον θα μπορούσαν να συμπεριληφθούν στη σύγκριση και εναλλακτικές μέθοδοι όπως για παράδειγμα η ισοστάθμιση στο πεδίο της συχνότητας (FDE – Frequency Domain Equalization). Η διαμόρφωση DMT αντιμετωπίζει αποτελεσματικά την ISI και είναι απλή στην υλοποίηση, εφόσον χρειάζεται μόνο μία διάταξη αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier στον πομπό και μετασχηματισμού Fourier στο δέκτη, σε αντίθεση με τις συμβατικές μεθόδους ισοστάθμισης που αυξάνουν την πολυπλοκότητα και άρα και την κατανάλωση ισχύος στο δέκτη. Από την άλλη μεριά όμως στα συστήματα που χρησιμοποιούν διαμόρφωση πολλών υποφερόντων παρατηρείται μεγάλη ευαισθησία στην απόκλιση από την κεντρική συχνότητα του κάθε υποφερόντος και αύξηση του λόγου μέγιστης προς μέση οπτική ισχύ (PAPR – Peak to Average Power Ratio) γεγονός που οδηγεί στην εμφάνιση παραμόρφωσης (intermodulation distortion) αλλά και στην υποβάθμιση της απόδοσης του ενισχυτή εκπομπής (transmitter amplifier). Για το σκοπό αυτό έχουν προταθεί μέθοδοι όπως η ισοστάθμιση στο πεδίο της συχνότητας [142] η οποία δεν αντιμετωπίζει παρόμοια προβλήματα αφού χρησιμοποιεί μόνο ένα φέρον και είναι σχετικά απλή η υλοποίησή της ή κατάλληλες μέθοδοι για clipping ώστε να μειωθεί η τιμή του PAPR [143]. Κρίνεται

Μελέτη ασύρματων οπτικών συστημάτων για την υλοποίηση ευρυζωνικών δικτύων εσωτερικού χώρου

σκόπιμη λοιπόν η περαιτέρω διερεύνηση των τεχνικών αυτών σε ασύρματα οπτικά συστήματα.

Σε μία προσπάθεια περαιτέρω βελτίωσης της απόδοσης ενός συστήματος διάχυσης θα μπορούσε να εξετασθεί και το ενδεχόμενο χρήσης σύμφωνης ανίχνευσης σε συνδυασμό πάντα με κατάλληλες τεχνικές MIMO. Οι τεχνικές αυτές όπως είδαμε μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε σύμφωνα LOS ασύρματα οπτικά συστήματα, να αυξήσουν την εμβέλεια και τη χωρητικότητά τους ενώ παράλληλα μειώνουν την ισχύ εκπομπής στον πομπό. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον θα παρουσίαζε η διερεύνηση της επέκτασης των MIMO σύμφωνων οπτικών συστημάτων και για την υλοποίηση ασύρματων δικτύων διάχυσης. Η αυξημένη ευαισθησία των σύμφωνων δεκτών είναι δυνατό να υπερβεί τους περιορισμούς που εισάγει στα κανάλια διάχυσης η χαμηλή ληφθείσα ισχύς και το έντονο περιβαλλοντικό φως. Η διερεύνηση επομένως των σύμφωνων ασύρματων οπτικών συστημάτων διάχυσης σε συνδυασμό με τεχνικές MIMO για αύξηση της εμβέλειας και κατάλληλες μεθόδους ισοστάθμισης ή DMT για την αντιμετώπιση της ISI αποτελεί αντικείμενο περαιτέρω έρευνας.

ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ – ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ – ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ

3GPP	3 rd Generation Partnership Project
A/D	Analog to Digital
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AEL	Allowable Exposure Limit
AON	Active Optical Network
ASK	Amplitude Shift Keying
AWG	Arbitrary Waveform Generator
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CD	Coherent Detection
CEPT	Conference of European Postal and Telecommunications
CGH	Computer Generated Holograms
CPC	Compound Parabolic Concentrator
CSI	Channel State Information
D/A	Digital to Analog
DC	Direct Current
DFB	Distributed Feed Back
DFE	Decision Feedback Equalizer
DMT	Discrete Multi Tone
DSL	Digital Subscriber Line
DSLAM	DSL Access Multiplexer
DSO	Digital Storage Oscilloscope
DSP	Digital Signal Processing
DTIRC	Dielectric Total Internal Reflection Concentrator
DVD	Digital Versatile Disc
EGC	Equal Gain Combining
EPON	Ethernet Passive Optical Network
FCC	Federal Communications Commission
FDE	Frequency Domain Equalization
FDM	Frequency Division Multiplexing
FF	Feedforward Filter
FFE	Feed Forward Equalizer
FFT	Fast Fourier Transformation

FSO	Free Space Optics
FTTB	Fiber To The Building
FTTH	Fiber To The Home
GPON	Gigabit Passive Optical Network
HAN	Home Access Network
HDTV	High Definition TeleVision
HPSA	Half Power Semi Angle
ICI	Inter Carrier Interference
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transformation
IM/DD	Intensity Modulation/ Direct Detection
IR	InfraRed
IrDA	Infrared Data Association
ISI	Inter Symbol Interference
ISM	Industrial Scientific Medical
ITU	International Telecommunication Union
JEITA	Japan Electronics & Information Technology Industries Association
LAN	Local Area Network
LASER	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
LD	LASER Diode
LED	Light Emitting Diode
LO	Local Oscillator
LTE	Long Term Evolution
MAC	Medium Access Control
MC	Monte Carlo
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MMC	Modified Monte Carlo
MMW	MilliMeter Wave
MPE	Maximum Permissible Exposure
MRC	Maximum Ratio Combining
MSM	Multiple Subcarrier Modulation
NRZ	Non Return to Zero

OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OMEGA	hOME Gigabit Access
OOK	On Off Keying
OPLL	Optical Phase Locked Loop
P2P	Point To Point
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PDA	Personal Digital Assistants
POF	Polymer Optical Fiber
PON	Passive Optical Network
PLC	Power Line Communications
PPM	Pulse Position Modulation
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
RC	Repetition Coding
RF	Radio Frequency
RGB	Red Green Blue
RLL	Radio in the Local Loop
RZ	Return to Zero
S/P	Serial to Parallel
SC	Selection Combining
SNR	Signal to Noise Ratio
STBC	Space Time Block Coding
TDM	Time Division Multiplexing
TIA	TransImpedance Amplifier
TON	Transparent Optical Network
UMTS	Universal Mobile Telecommunication Systems
VCN	Vehicular Communications Network
VCSEL	Vertical Cavity Surface Emitting Laser
VDSL	Very high bit rate DSL
VLC	Visible Light Communications
VLCC	Visible Light Communications Consortium

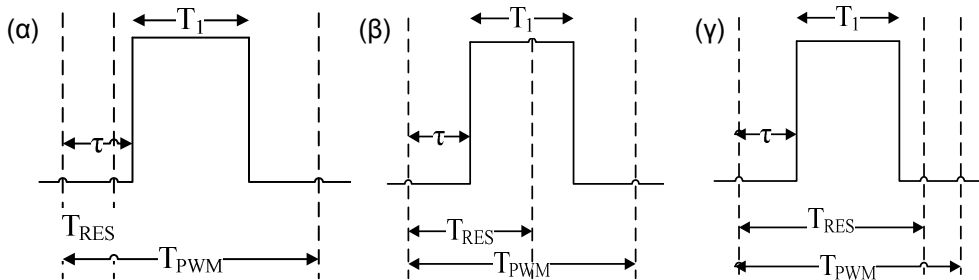
VoD	Video on Demand
V2I	Vehicle to Infrastructure
V2V	Vehicle to Vehicle
WDM	Wavelength Division Multiplexing
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMAX	World Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
YAG	Yttrium Aluminium Garnet
ΕΚΠΑ	Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι

Στο Παράρτημα αυτό παρέχουμε την «κλειστή» λύση για το $P_{\tau}(\omega)$, το οποίο ορίστηκε στις εξισώσεις (6.10)-(6.12). Ο πρώτος όρος στο δεξί μέλος της (6.11) μπορεί να ξαναγραφεί ως:

$$P_{\tau,1}(\omega) = \frac{1}{R'T_{PWM}} \int_{\tau}^{T_1+\tau} dt e^{j\omega t} \sum_{i=1}^{R'} e^{j\omega(i-1)T_{PWM}} \quad (1.1)$$

όπου $R' = \lfloor R \rfloor$.



Σχήμα 65: Οι τρεις περιπτώσεις που θεωρήθηκαν για τον υπολογισμό των όρων παρεμβολής στην περίπτωση που ο λόγος T/T_{PWM} δεν είναι ακέραιος αριθμός και όταν $\tau + T_1 < T_{PWM}$.

Σύμφωνα με την (6.9), οι συχνότητες ω στις οποίες υπολογίζουμε το $P_{\tau}(\omega)$ είναι είτε μηδέν, είτε $\pm\omega_n - \omega_m$ ή $-2\omega_m$. Εφόσον $\omega_m = 2\pi n/T$ και $\omega_n = 2\pi n'/T$, και στις τρεις περιπτώσεις, η συχνότητα ω εκφράζεται ως $\omega = 2\pi k/T = 2\pi k/(R'T_{PWM})$, όπου k ένας ακέραιος αριθμός. Το ολοκλήρωμα στην (1.1) υπολογίζεται σύμφωνα με την:

$$\frac{1}{T_{PWM}} \int_{\tau}^{T_1+\tau} dt e^{j\omega t} = d \operatorname{sinc}\left(\frac{kd}{R'}\right) e^{j\frac{\pi kd}{R'}} \quad (1.3)$$

όπου $d = T_1/T_{PWM}$ είναι ο κύκλος εργασίας (duty cycle) του PWM σήματος και $k = \omega T/(2\pi)$. Το άθροισμα στην εξίσωση (1.1) υπολογίζεται ως το άθροισμα μίας γεωμετρικής πρόοδου:

$$S(k) = \frac{1}{R'} \sum_{i=1}^{R'} e^{j2\pi k(i-1)/R'} = \begin{cases} 1 & k \text{ is divisible by } R' \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1.4)$$

Συνδυάζοντας τις (1.3) και (1.4) έχουμε:

$$P_{\tau,1}(\omega) = d \operatorname{sinc}\left(\frac{kd}{R'}\right) e^{j\frac{\pi kd}{R'}} S(k) \quad (1.5)$$

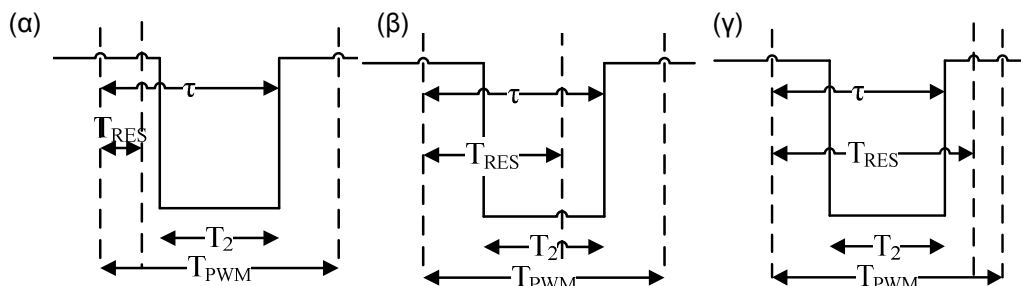
Για να υπολογίζουμε το ολοκλήρωμα του δεύτερου όρου στο δεξί σκέλος της (6.11), θεωρούμε τις περιπτώσεις που $\tau + T_1 < T_{PWM}$ και $\tau + T_1 \geq T_{PWM}$ που απεικονίζονται στο Σχήμα 65 και στο Σχήμα 66 αντίστοιχα.

Όταν $\tau + T_1 < T_{PWM}$ διακρίνουμε τρεις διαφορετικές περιπτώσεις όπως φαίνεται στο Σχήμα 65. Αρχικά, αν $T_{RES} \leq \tau$, τότε η συνεισφορά του ολοκληρώματος στο δεύτερο όρο της εξίσωσης (6.11) είναι μηδέν αφού ολόκληρος ο παλμός PWM βρίσκεται έξω από το διάστημα $[R'T_{PWM} \ R'T_{PWM} + T_{RES}]$ και έτσι $P_{\tau,2}(\omega) = 0$. Για $\tau < T_{RES} \leq T_1 + \tau$ όπως φαίνεται στο Σχήμα 65(β), μόνο ένα τμήμα του παλμού βρίσκεται εντός του διαστήματος ολοκλήρωσης με αποτέλεσμα να έχουμε:

$$P_{\tau,2}(\omega) = (T_{RES} - \tau) \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega(T_{RES} - \tau)}{2\pi}\right) e^{j\left(\frac{\omega(T_{RES} + \tau)}{2}\right)} \quad (1.6)$$

Στην τρίτη περίπτωση, όταν δηλαδή $T_1 + \tau < T_{RES} \leq T_{PWM}$ τότε σύμφωνα με το Σχήμα 65(γ), όλος ο παλμός βρίσκεται εντός του διαστήματος $[R'T_{PWM} R'T_{PWM} + T_{RES}]$ επομένως:

$$P_{\tau,2}(\omega) = T_1 \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega T_1}{2\pi}\right) e^{j\left(\frac{\omega(T_1 + 2\tau)}{2}\right)} \quad (1.7)$$



Σχήμα 66: Οι τρεις περιπτώσεις που θεωρήσαμε για την εκτίμηση των όρων παρεμβολής στην περίπτωση που ο λόγος T/T_{PWM} δεν είναι ακέραιος αριθμός και όταν $\tau + T_1 > T_{PWM}$.

Αν $\tau + T_1 > T_{PWM}$ ένα τμήμα του παλμού βρίσκεται δεξιά και ένα άλλο τμήμα του παλμού στο αριστερό άκρο της περιόδου του PWM. Σε αυτήν την περίπτωση το $p(t)$ μπορεί να γραφεί ως $p(t) = 1 - q(t)$, όπου $q(t)$ παλμος πλάτους ίσο με 1 εντός του διαστήματος $[\tau - T_2, \tau]$, με $T_2 = T_{PWM} - T_1$. Σε αυτήν την περίπτωση ο δεύτερος όρος στο δεξί μέλος της (6.11) γράφεται:

$$P_{\tau,2}(\omega) = T_{RES} \cdot \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega T_{RES}}{2\pi}\right) e^{j\omega T_{RES}/2} - \int_0^{T_{RES}} dt q(t) e^{j\omega t} \quad (1.8)$$

Για τον υπολογισμό του δεύτερου όρου της (6.9) θεωρούμε τρεις περιπτώσεις σύμφωνα με το Σχήμα 66. Αρχικά, αν $T_{RES} < \tau - T_2$, τότε το $q(t)$ είναι μηδέν επομένως:

$$\int_0^{T_{RES}} dt q(t) e^{j\omega t} = 0 \quad (1.9)$$

Αν $\tau - T_2 \leq T_{RES} \leq \tau$ τότε όπως φαίνεται στο Σχήμα 66(β), μόνο τμήμα του παλμού βρίσκεται εντός του διαστήματος ενδιαφέροντος επομένως η συνεισφορά του ολοκληρώματος είναι:

$$\int_0^{T_{RES}} dt q(t) e^{j\omega t} = (T_{RES} - \tau + T_2) \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega(T_{RES} - \tau + T_2)}{2\pi}\right) e^{j\left(\frac{\omega(T_{RES} + \tau - T_2)}{2}\right)} \quad (1.10)$$

Τέλος, αν $\tau \leq T_{RES} \leq T_{PWM}$ [βλέπε Σχήμα 66], ολόκληρος ο παλμός βρίσκεται εντός του διαστήματος ενδιαφέροντος:

$$\int_0^{T_{RES}} dt q(t) e^{j\omega t} = T_2 \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega T_2}{2}\right) e^{j\left(\frac{\omega(2\tau - T_2)}{2}\right)} \quad (1.11)$$

Εφόσον τα $P_{\tau,1}(\omega)$ και $P_{\tau,2}(\omega)$ έχουν καθοριστεί για όλες τις δυνατές περιπτώσεις, μπορούμε να υπολογίσουμε το φάσμα $P_{\tau}(\omega)$. Η ισχύς των εξισώσεων αυτών επαληθεύτηκε χρησιμοποιώντας αριθμητική ολοκλήρωση.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] *Recommendation ITU-T G987, 10-Gigabit-capable passive optical network (XG-PON) systems*, Int'l Telecommunication Union, January 2010.
- [2] ICT-OMEGA project; <http://www.ict-omega.eu>.
- [3] X. Fernando, "Broadband access networks," *Proc. Int. Conf. Signal Process. Commun. Netw. (ICSCN 08)*, pp. 380–383, 2008.
- [4] FTTH Council; <http://www.ftthcouncil.org/>.
- [5] R. B. Haugen, B. T. Olsen, B. E. Eskedal, Norwegian Telecom Res., Kjeller, "Radio in local loop for rural and sub-urban environments," *Proc. Int. Conf. Pers. Wirel. Commun. (ICPWC 94)*, pp. 17-24, 1994.
- [6] *Recommendation ITU-T G.992.1, Asymmetric digital subscriber line (ADSL) transceivers*, Int'l Telecommunication Union, February 2004.
- [7] *Recommendation ITU-T G.992.5, Asymmetric digital subscriber line (ADSL) transceivers – Extended bandwidth ADSL2 (ADSL2plus)*, Int'l Telecommunication Union, January 2009.
- [8] *Recommendation ITU-T G.993.1, Very high speed digital subscriber line transceivers (VDSL)*, Int'l telecommunication Union, June 2004.
- [9] *Recommendation ITU-T G.993.2, Very high speed digital subscriber line transceivers 2 (VDSL2)*, Int'l Telecommunication Union, February 2006.
- [10] P. E. Green, *Fiber optic networks*, Prentice-Hall Inc., NJ, Μετάφραση Κ. Καρούμπαλος, Ed. Α. Παπασωτηρίου & ΣΙΑ Ο. Ε., 1993.
- [11] G. P. Agrawal, *Fiber-optic communication systems*, 2nd Ed., John Wiley & Sons Inc., NY, 1997.
- [12] C-H. Lee, S-Mook Lee, K-M Choi, J-H Moon, S-G Mun, K-T Jeong, J.H Kim, and Byoungwhi Kim, "WDM-PON experiences in Korea", *J. of Opt. Netw.*, vol. 6, issue 5, pp. 451-464, May 2007.
- [13] C. H. Lee, W.V Sorin, B.Y. Kim, "Fiber to the home using a PON infrastructure," *IEEE/OSA J. Lightw. Technol.*, vol. 24, pp. 4568-4583, December 2006.
- [14] C. P. Larsen, M. Popov, A. Gavler, K. Wang, V. Nordell, P. Skoeldstroem, A. Netlab, "Next generation active optical access networks: Latest results from the ALPHA project," *Proc. FTTH Conf.*, 2011.
- [15] *Recommendation ITU-T G.983.1 Broadband Optical Access Systems Based on Passive Optical Networks (PON)*, Int'l Telecommunication Union, October 1998.
- [16] G. Kramer, B. Mukherjee, and A. Maislos, "Ethernet Passive Optical Networks", *IP over WDM: Building the Next-Generation Optical Internet*, S. Dixit, ed., John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [17] *IEEE Std. 802.3ah-2004, Ethernet in the first mile task force (EPON)*, IEEE, 2004.
- [18] *Recommendation ITU-T G984, Gigabit-capable passive optical networks (GPON)*, Int'l Telecommunication Union, March 2008.
- [19] B. Skubic, J. Chen, J. Ahmed, L. Wosinska, and B. Mukherjee, "A comparison of dynamic bandwidth allocation for EPON, GPON and next-generation TDM PON," *IEEE Commun. Magaz.*, vol.47, issue 3, pp. s40-s48, March 2009.
- [20] C-H. Lee, S-Mook Lee, K-M Choi, J-H Moon, S-G Mun, K-T Jeong, J.H Kim, and Byoungwhi Kim, "WDM-PON experiences in Korea", *J. of Opt. Netw.*, vol. 6, issue 5, pp. 451-464, May 2007.
- [21] R. P. Davey, et al., "DWDM Reach Extension of a GPON to 135 km", *IEEE/OSA J. of Lightw. Technol.*, vol. 24, no. 1, pp. 29-31, January 2006.
- [22] *IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems Amendment 2: Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands and Corrigendum 1, IEEE Std 802.16e-2005 and IEEE Std 802.16-2004/Cor 1-2005 (Amendment and Corrigendum to IEEE Std 802.16-2004) Std.*, IEEE, 2006.
- [23] *IEEE Std. 802.11-1997, Wireless Local Area Networks (LANs)*, IEEE, 1997.
- [24] *IEEE Std. 802.16-2004, Broadband wireless MANs*, IEEE, 2004.
- [25] *IEEE Std. 802.16j-2009, Broadband wireless MANs*, IEEE, 2009.
- [26] Rohde and Schwarz, *LTE Advanced Technology Introduction White Paper*, July 2010.
- [27] F. Nadeem, B. Flecker, E. Leitgeb, M. S. Awan, and T. Javornik, "Comparing the fog effects on hybrid network using optical wireless and GHz links," in *Proc. Int. Symp. Commun. Sys. Networks and Digital Signal Proc. (CSNDSP 08)*, , pp. 278–282, 2008.
- [28] T. Kamalakis, I. Neokosmidis, A. Tsipouras, T. Sphicopoulos, S. Pantazis, I. Andrikopoulos, "Hybrid free space optical / millimeter wave outdoor links for broadband wireless access networks," *Proc. Int. Symp. on Personal Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC 07)*, 2007.
- [29] *IEEE Std. 802.15.3c-2009, Millimeter Wave Alternative PHY*, IEEE, 2009.
- [30] N. Garfinkle, "Video on Demand," US Patents, June 1996.
- [31] N. Higashi, "High Definition TV," US Patents, May 2010.

- [32] N. Yanagihara, "Digital High Definition Video Signal recording and Reproducing Apparatus," US Patents, May 1994.
- [33] M. E. Gorzynski, M. D. Derocher, "Telepresence System," US Patents, January 2011.
- [34] G. Burdea, P. Coiffet, "Virtual Reality Technology 2nd Ed.," Presence: Teleoperators and Virtual Environments, *MIT Press Journals*, vol. 12, no. 6, pp. 663-664, December 2003.
- [35] M. J. Ball, J. Lillis, "E-health: transforming the physician/patient relationship," *Int. J. of Medical Informatics*, vol. 61, issue 1, pp. 1-10, April 2001.
- [36] K.H. Afkhamie, S. Katar, L. Yonge, R. Newman, "An overview of the upcoming HomePlug AV standard," *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 2005.
- [37] A.M. Tonello, P. Siohan, A. Zeddani, X. Mongaboure, "Challenges for 1 Gbps power line communications in home networks," *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 08)*, pp. 1-6, 2008.
- [38] R. Hashmat, P. Pagani, T. Chonavel, "MIMO capacity of inhome PLC links up to 100 MHz," *Proc. 3rd workshop on power line commun. (WSPLC 09)*, 2009.
- [39] *IEEE Std. P1905, Standard for a Convergent Digital Home Network for Heterogeneous Technologies*, IEEE, 2011
- [40] *IEEE Std. P1901, Broadband over Power Line Networks*, IEEE, 2009.
- [41] *IEEE Std. 802.3, CSMA/CD (Ethernet) Access Method*, IEEE, 1998.
- [42] *IEEE Std. 802.11a, Wireless Medium Access Control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: High speed physical layer in the 5 GHz band*, IEEE, 1999.
- [43] *IEEE Std. 802.11b, Wireless Medium Access Control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: Higher speed physical layer in the 2.4 GHz band*, IEEE, 1999.
- [44] *IEEE Std. 802.11g, Wireless Medium Access Control (MAC) and physical layer (PHY) specifications Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band*, IEEE, 2003.
- [45] *IEEE Std. 802.11n, Wireless Medium Access Control (MAC) and physical layer (PHY) specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput*, IEEE, 2009.
- [46] <http://www.fcc.gov>
- [47] <http://www.cept.org>
- [48] <http://wirelessgigabitalliance.org>
- [49] D. Penninckx, C. Perret, "New physical analysis of 10 Gb/s transparent optical networks," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, issue 5, pp. 778-780, 2003.
- [50] <http://www.irda.org/>
- [51] S. Kobayashi, H. Makino, X. Liu, J. Kudo, Y. Maeda, "Fluorescent light communication: a study of waveform characteristics and decoding methods," *ISPSJ SIG technical reports*, vol. 2006, no. 116, pp. 101-108, 2006.
- [52] M.G. Craford, "LEDs challenge the incandescents," *IEEE Circuits Devices Mag.*, vol.8, no. 5, pp.24-29, 1992.
- [53] Y. Tanaka, S. Haruyama, M. Nakagawa, "Wireless optical transmissions with white colored LED for wireless home links," *Proc. Int. Symp.on Personal Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC 00)*, vol.2, pp. 1325-1329, 2000.
- [54] <http://www.vlcc.net>
- [55] H. L. Minh, D. O'Brien, G. Faulkner, O. Bouchet, M. Wolf, L. Grobe, L. Jianhui, "A 1.25 Gb/s indoor cellular optical wireless communications demonstrator," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.22, issue 21, pp. 1598-1600, 2010.
- [56] J. Vucic, C. Kottke, S. Nerreter, A. Buttner, K.-D. Langer, J. W. Walewski, "White light wireless transmission at 200+ Mb/s net data rate by use of discrete Multitone modulation," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.21, issue 20, pp. 1511-1513, 2009.
- [57] *IEEE Std. 802.15.7, Standard for Information technology--Telecommunications and information exchange between systems--Local and metropolitan area networks--Specific requirements--Part 15.7: Standard for Short-Range Wireless Optical Communication using Visible Light*, IEEE, 2011.
- [58] C. Liu, B. Sadeghi, E. W. Knightly, "Enabling vehicular visible light communication (V²LC) networks," *Proc. Int. Worksh. on Vehicular Inter-NETworking (VANET 11)*, 2011.
- [59] Datasheet ADN3000-06: 6.144 Gbps Transimpedance Amplifier with Integrated Photodiode; <http://www.analog.com/en/fiberoptic/transimpedance-amplifiers/adn3000-06/products/product.html>.
- [60] S. K. Reynolds, B. A. Floyd, U. R. Pfeiffer, T. Beukema, J. Grzyb, C. Haymes, B. Gaucher, M. Soyuer, "A Silicon 60-GHz receiver and transmitter chipset for broadband communications," *IEEE J. of Solid State Circuits*, vol. 41, issue 12, pp. 2820-2831, 2006.
- [61] Y. Aburakawa and T. Otsu, "Dense wavelength division multiplexed optical wireless link towards terabit transmission," *International Topical Meeting On Microwave Photonics (MWP 03)*, pp. 135-138, 2003.

- [62] K. Liang, H. Shi, S. J. Sheard and D. C. O'Brien, "Transparent optical wireless hubs using wavelength space division multiplexing," *Conference of Free-space laser communications IV*, SPIE's 49th Annual Meeting, 2004.
- [63] C. Lomba, R. Valadas and A. Duarte, "Safety issues of the Baseband IR PHY," doc. IEEE P802.11-94, pp. 474, 1994.
- [64] A.C. Boucouvals, "Indoor ambient light noise and its effect on wireless optical links," *Proc. Optoelectronics IEE*, vol. 143, pp. 334–338, December 1996.
- [65] S. Hranilovic, *Wireless optical communication systems*, Springer NY, 2004.
- [66] F.R. Gfeller and U. Bapst, "Wireless in-house data communication via diffuse infrared radiation," *Proc. IEEE*, vol. 67, pp. 529–551, November 1979.
- [67] J. Kahn and J. Barry, "Wireless infrared communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, no. 2, pp. 265–298, February 1997.
- [68] J. B. Carruthers, "Modeling of nondirected wireless infrared channels," *IEEE Trans. On Commun.*, vol. 45, no. 10, October 1997.
- [69] G. W. Marsh and J. M. Kahn, "Performance evaluation of experimental 50 Mb/s diffuse infrared wireless link using on-off keying with decision feedback equalization," *IEEE Trans. On Commun.*, vol. 44, no.11, November 1996.
- [70] A. C. Boucouvals, "Indoor ambient light noise and its effect on wireless optical links," *Proc. Optoelectronics IEE*, vol. 143, pp. 334–338, December 1996.
- [71] <http://www.iec.ch/>
- [72] T. Kamalakis, J. W. Walewski, G. Ntogari, and G. Mileounis, "Empirical Volterra series modelling of commercial light-emitting-diodes," *IEEE J. of Lightw. Technol.*, vol. 29. issue 14, pp. 2146-2155, 2011.
- [73] HG. Le-Minh, D. O'Brien, G. Faulkner, L. Zeng, K. Lee, D. Jung, and Y. Oh, "High-speed visible light communications using multiple-resonant equalization," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, pp. 1243-1245, 2008.
- [74] J. Grubor, K.-D. Langer, S. C. J. Lee, T. Koonen, and J. W. Walewski, "Wireless high-speed data transmission with phosphorescent white-light LEDs," in *Proc. ECOC 2007*, 2007.
- [75] B. Inan, S.C.J Lee, S. Randel, I. Neokosmidis A.M.J Koonen, J.W. Walewski, "Impact of LED Non-linearity on Discrete Multitone Modulation", *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol.1, no.5, pp.439-451, Oct. 2009.
- [76] S. T. Wilkinson, N. M. Jokerst, and R. P. Leavitt, "Resonant-cavity-enhanced thin-film AlGaAs/GaAs/AlGaAs LED's with metal mirrors," *J. Appl. Opt.*, vol. 34, pp. 8298-8302, 1995.
- [77] G. P. Agrawal and N. K. Dutta, *Semiconductor Lasers*, 2nd ed., Van Nostrand Reinhold, New York, 1993.
- [78] H. Ghafouri-Shiraz and B.S. Lo, *Distributed Feedback Laser Diodes: Principles and Physical Modelling*, John Wiley and Sons, May 1996.
- [79] S. Arahira, S. Oshiba, Y. Matsui, T. Kunii, Y. Ogawa, "500 GHz optical short pulse generation from a monolithic passively mode - locked distributed Bragg reflector laser diode," *IEEE Appl. Phys. Lett.*, vol. 64, issue 15, pp. 1917-1919, 1994.
- [80] S. H. Khoo, E. B. Zyambo, G. Faulkner, D. C. O'Brien, D. J. Edwards, M. Ghisoni, J. Bengtsson, "Eyesafe optical link using a holographic diffuser," *IEE Colloq. on Opt. Wireless Commun.*, pp. 3/1-3/6, 2002.
- [81] M. R. Pakravan, E. Simova and M. Kavehrad, "Holographic diffusers for indoor infrared communication systems," *Inter. J. of Wireless Inform. Netw.*, vol. 4, no. 4, 1997.
- [82] Antti Vasara, Jari Turunen, and Ari T. Friberg, "Realization of general nondiffracting beams with computer-generated holograms," *J. Opt. Soc. Am. A* 6, pp. 1748-1754, 1989.
- [83] <http://www.mfaoptics.com/pdm%20Series%20G.htm>
- [84] W.R. Bennett, *Electrical Noise*, New York: McGraw-Hill, 1960.
- [85] X. Fang, M. Khalighi, S. Bourennane, "Impact of different noise sources on the performance of PIN- and APD-based FSO receivers," *Proc. Int. Conf. on Telecom.(ConTel)*, pp. 211-218, Graz 2011.
- [86] J. B. Carruthers and J. M. Kahn, "Multiple subcarrier modulation for nondirected wireless infrared communications," *IEEE J. on Sel. Areas on Commun*, vol. 14, no.3, pp. 538-546, April 1996.
- [87] J. G. Proakis, *Digital Communication*, 4th ed., New York: Mc Graw-Hill, 1995.
- [88] R. v. Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [89] J. Vucic, C. Kottke, S. Nerreter, A. Buttner, K.-D. Langer, J. W. Walewski, "White Light Wireless Transmission at 200+ Mb/s Net Data Rate by Use of Discrete-Multitone Modulation," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 21, Issue 20, pp. 1511 – 1513, Oct.15, 2009.
- [90] D. J. G. Mestdagh, P. Spruyt, and B. Biran, "Analysis of Clipping Effect in DMT-based ADSL Systems," *IEEE International Conference on Communications*, pp. 293-300, 1994

- [91] J. Vucic, C. Kottke, S. Nerreter, K.-D. Langer, J. W. Walewski, "513 Mbit/s Visible Light Communications Link Based on DMT-Modulation of a White LED," *J. of Lightw. Technol.*, vol. 28, issue 24, pp. 3512-3518, December 2010.
- [92] G. Ntogari, T. Kamalakis and T. Spicopoulos, "Analysis of Indoor Multiple Input Multiple Output Coherent Optical Wireless Systems," *submitted to J. of Lightw. Technol.*, January 2011.
- [93] J. R. Barry, J. M. Kahn, W. J. Krause, E. A. Lee, and D. G. Messerschmitt, "Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 11, pp. 367-379, April 1993.
- [94] F. J. Lopez-Hernandez, R. Perez-Jimenez and A. Santamaria, "Monte Carlo calculation of impulse response on diffuse IR wireless indoor channels," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 12, pp.1260-1262, June 1998.
- [95] F.J. Lopez-Hernandez, R. Perez-Jimenez, and A. Santamaria, "Modified Monte Carlo scheme for high efficiency simulation of the impulse response on diffuse IR wireless indoor channels," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 19, pp. 1819-1820, September 1998.
- [96] R. Perez-Jimenez, J. Berges and M. J. Betancor, "Statistical model for the impulse response of infrared indoor diffuse channels," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 15, pp. 1298-1300, July 1997.
- [97] F.J. Lopez-Hernandez, R. Perez-Jimenez, and A. Santamaria, "Ray-tracing algorithms for fast calculation of the channel impulse response on diffuse IR wireless indoor channels," *Optical Engineering*, vol. 39, no. 10, pp. 2775-2780, October 2000.
- [98] J. B. Carruthers and J. M. Kahn, "Angle Diversity for Nondirected Wireless Infrared Communication," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 48, no. 6, pp. 960-969, June 2000.
- [99] D. Hash, J. Hillery, and J. White, "IR roomnet: Model and measurement," *IBM Commun. ITL Conf.*, June 1986.
- [100] Z. K. Pahlavan, "Wireless intraoffice networks," *ACM Trans. Office Inform. Syst.*, vol. 6, no. 3, pp. 277-302, July 1988.
- [101] J. B. Carruthers, "Multipath Channels in Wireless Infrared Communications: Modeling, angle diversity and estimation," Ph.D. dissertation, Univ. of California, Berkeley, Dec. 1997.
- [102] R.M. Gagliardi and S.Karp, *Optical Communications*, John Wiley & Sons, New York, NY 1976.
- [103] G. H. Einarsson, *Principles of Lightwave Communications*, John Wiley & Sons, June 1996).
- [104] D.M. Bappy, K. D. Ajoy, S. Susmita, S. Avijit, G. Shibani, "OFDM System Analysis for reduction of Inter symbol Interference Using the AWGN Channel Platform," *Int. J. of Advanced Comp. Science and App.*, vol. 1, no. 5, 2010.
- [105] J. B. Carruthers and J. M. Kahn, "Multiple-Subcarrier Modulation for Nondirected Wireless Infrared Communication," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 14, No.3, pp. 538-546, April 1996.
- [106] O. Gonzalez, R. Perez-Jimenez, S. Rodriguez, J. Rabadan, and A. Ayala, "OFDM over indoor wireless optical channel", *Optoelectronics, IEE Proceedings-*, vol. 152, pp. 199-204, 2005.
- [107] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, "From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE J. Select. Areas Comm.*, vol.21, no.3, pp. 281-302, 2003.
- [108] S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," *IEEE J. Select. Areas Comm.*, vol. 16, pp. 1451-1458, October 1998.
- [109] J.M. Kahn, W.J. Krause and J.B. Carruthers, "Experimental characterization of non-directed indoor infrared channels," *IEEE Trans. On Comm.*, vol. 43, pp. 1613-1623, April 1995.
- [110] A. G. Al-Ghamdi and J. M. H. Elmirghani, "Analysis of Diffuse Optical Wireless Channels Employing Spot-Diffusing Techniques, Diversity Receivers, and Combining Schemes," *IEEE Trans. on comm.*, vol. 52, no. 10, October 2004.
- [111] D. Gozalvez, D. Gomez-Barquero, D. Vargas, N. Cardona, "Time Diversity in Mobile DVB-T2 Systems," *IEEE Trans. On. Broadc.*, vol. 57, issue 3, pp. 617-628, September 2011.
- [112] M. S. Varela, M. G. Sanchez, "Study of a frequency diversity system for indoor digital TV," *IEEE Trans. On. Broadc.*, vol. 46, issue 2, pp. 165-170, June 2000.
- [113] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. New York, NY, USA:Cambridge University Press, 2005.
- [114] K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, J. Ramiro-Moreno, "Application and performance of downlink beamforming techniques in UMTS," *IEEE Commun. Magaz.*, vol. 41, issue 10, pp. 134-143, October 2003.
- [115] Hoa Le Minh, D. O'Brien, G. Faulkner, L. Zeng, L. Kyungwoo, D.-K. Jung, Y.-J. Oh; "80 Mbit/s Visible Light Communications using pre-equalized white LED," *Proc. Of Europ. Conf. in Optic. Communic. 2008 (ECOC 2008)*, pp. 1-2, September 2008.
- [116] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, "From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE J. Select. Areas Comm.*, vol.21, no.3, pp. 281-302, 2003.

- [117] E. G. Larsson and P. Stoica, *Space-Time Block Coding for Wireless Communications*, Cambridge University Press 2003.
- [118] B. Hassibi and B.M. Hochwald, High-rate codes that are linear in space and time, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.48, no.7, pp. 1804-24, July 2002.
- [119] R. W. Heath and A. J. Paulraj, "Linear Dispersion Codes for MIMO Systems Based on Frame Theory," *IEEE Trans. on Sign. Procc.*, vol. 50, no. 10, October 2002
- [120] Z. Liu, G. B. Giannakis, S. Zhou, B. Muquet, "Space-time coding for broadband wireless communications," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 1, issue 1, pp. 35-53, January 2001.
- [121] L. Jong-Ho, K. Seong-Cheol, "Efficient ISI cancellation for STBC OFDM systems using successive interference cancellation," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 10, issue 8, pp. 629-631, 2006.
- [122] Derryberry, R. T., S. Gray, D. Ionescu, G. Mandyam, and B. Raghothaman: 2002, 'Transmit Diversity in 3G CDMA Systems'. *IEEE Comm. Mag.* pp. 68-75.
- [123] M. Jafar, D. C. O'Brien, C. J. Stevens, and D. J. Edwards, "Evaluation of coverage area for a wide line-of-sight indoor optical free-space communication system employing coherent detection," *IET Commun.*, vol. 2, pp. 18-26, 2008.
- [124] J. R. Barry and E.A. Lee, "Performance of coherent optical receivers," *Proc. IEEE*, vol. 78, no. 8, pp. 1369-1394, August 1990.
- [125] J. Grubor, V. Jungnickel, K.-D. Langer, "Adaptive optical wireless OFDM system with controlled asymmetrical clipping," ACSSC, Pacific Grove, CA, November 2007.
- [126] D.-S. Ly-Gagnon, S. Tsukamoto, K. Katoh, and K. Kikuchi, "Coherent detection of optical quadrature phase-shift keying signals with carrier phase estimation," *Journal of Lightwave Technol.*, vol. 24, no. 1, January 2006.
- [127] M. G. Taylor, "Phase Estimation Methods for Optical Coherent Detection Using Digital Signal Processing," *Journal of Lightwave Technol.*, vol. 27, Issue 7, pp. 901-914, 2009.
- [128] J. C. Rasmussen, T. Hoshida, H. Nakashima, "Digital coherent receiver technology for 100-Gb/s optical transport systems," *Fujitsu Sci. Tech.*, vol. 46, no. 1, pp. 63-71, January 2010.
- [129] L.G. Kazovsky, G. Kalogerakis, W.-T. Shaw, "Homodyne phase-shift-keying systems: past challenges and future opportunities," *Journal of Lightwave Technol.*, vol. 24, no.12, December 2006.
- [130] P. J. Smith, M. Shafi and H. Gao, "Quick simulation: A review of importance sampling techniques in communication systems," *IEEE J. on Sel. Areas in Commun.*, vol. 15, pp. 597-613, May 1997.
- [131] X. Liu, H. Makino, S. Kobayashi, and Y. Maeda, "An Indoor Guidance System for the Blind using Fluorescent Lights - Relationship between Receiving Signal and Walking Speed." *Proceedings of the 28th IEEE EMBS Annual International Conference New York City, USA, Aug 30-Sept 3, 2006.*
- [132] X. Liu, H. Makino, S. Kobayashi, and Y. Maeda, "Design of an Indoor Self-Positioning System for the Visually Impaired - Simulation with RFID and Bluetooth in a Visible Light Communication System," *Proceedings of the 29th Annual International Conference of the IEEE EMBS Cité Internationale, Lyon, France August 23-26, 2007.*
- [133] M.G. Craford, "LEDs challenge the incandescents," *IEEE Circuits Devices Mag.*, vol.8, no. 5, pp.24-29, 1992.
- [134] T.Komine, Y. Tanaka, S. Haruyama and M. Nakagawa, "Basic Study on Visible-Light Communication using Light Emitting Diode Illumination," *Proc. of the 11th Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2000)*, London, US, pp. 1325-1329, 2000.
- [135] S.-B. Park, D.K. Jung, H.S. Shin, D.J. Shin, Y.-J. Hyun, K. Lee, and Oh, Y.J.: 'Information Broadcasting System based on Visible Light Signboard'. *Proc. Wireless and Optical Communications*, Montreal, Canada, 2007.
- [136] S. Randel, F. Breyer, S. C. J. Lee and J. W. Walewski, "Advanced modulation schemes for short-range optical communications," *Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, September/October 2010.
- [137] Y. Zhang, Z. Zhang, Z. Huang, H. Cai, L. Xia and J. Zhao, "Apparent brightness of LEDs under different dimming methods," *Proc. SPIE*, Vol. 6841, 2007.
- [138] S. Muthu, F. J. Schuurmans, M. D. Pashley, "Red, Green, and Blue LED based white light generation: Issues and control," *37th Annual IEEE-IAS meeting*, vol. 2, 327-333, 2002.
- [139] J. W. Walewski, IEEE P802.15.7 Standard, "Health impact of light flicker: implications for visible-light communications," The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. 2008.
- [140] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," *IEEE Communications Magazine*, vol. 28, pp. 5-14, May 1990.
- [141] J. Vucic, C. Kottke, S. Nerreter, A. Buttner, K.-D. Langer, J. W. Walewski, "White Light Wireless Transmission at 200+ Mb/s Net Data Rate by Use of Discrete-Multitone Modulation," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, Issue 20, pp. 1511 - 1513, Oct.15, 2009.

- [142] F. Pancaldi, G. M. Vitetta, R. Kalbasi, N. Al-Dhahir, M. Uysal and H. Mheidat, "Single carrier frequency domain equalization. A focus on wireless applications," *IEEE Sign.Process. Magaz.*, vol. 2, 2008.
- [143] C. R. Berger , Y. Benlachtar, and R. Killely, "Optimum Clipping for Optical OFDM with Limited Resolution DAC/ADC," Conf. in Signal Processing in Photonic Communications, OSA Technical Digest (CD) (Optical Society of America, 2011), paper SPMB5.