



**ΕΘΝΙΚΟ ΚΑΙ ΚΑΠΟΔΙΣΤΡΙΑΚΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΑΘΗΝΩΝ**

**ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ  
ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΚΑΙ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ**

**ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ  
"ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΑΙ ΔΙΚΤΥΑΚΕΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΕΣ"**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**Σχεδίαση και Υλοποίηση Πομποδέκτη για Οπτική Μετάδοση  
Δεδομένων Ελεύθερου Χώρου στο Υπεριώδες Φάσμα**

**Νικόλαος Γ. Βαρυθυμιάδης**

**Επιβλέποντες: Δημήτριος Συβρίδης, Καθηγητής  
Θωμάς Νίκας, Επιστημονικός Συνεργάτης**

**ΑΘΗΝΑ**

**ΙΟΥΝΙΟΣ 2017**

## **ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

Σχεδίαση και Υλοποίηση Πομποδέκτη για Οπτική Μετάδοση Δεδομένων Ελεύθερου Χώρου στο Υπεριώδες Φάσμα

**Νικόλαος Γ. Βαρυθυμιάδης**  
Α.Μ.: 1403

**ΕΠΙΒΛΕΠΟΝΤΕΣ:** Δημήτριος Συβρίδης, Καθηγητής  
Θωμάς Νίκας, Επιστημονικός Συνεργάτης

Ιούνιος 2017

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Το αντικείμενο της εργασίας είναι η σχεδίαση και υλοποίηση πομποδέκτη για οπτική μετάδοση δεδομένων στον ελεύθερο χώρο χωρίς οπτική επαφή χρησιμοποιώντας υπεριώδη ακτινοβολία. Η μετάδοση στο υπεριώδες καθιστά δυνατή την εγκαθίδρυση ζεύξεων με διάχυτο φως, λόγω της ισχυρής σκέδασης. Επιπρόσθετα προσφέρει αυξημένη ασφάλεια στην επικοινωνία, καθώς λόγω της ισχυρής εξασθένησης περιορίζεται σημαντικά η δυνατότητα υποκλοπής. Επίσης, στο μήκος κύματος λειτουργίας των 265nm, η απορρόφηση της ανώτερης ατμόσφαιρας λόγω του όζοντος είναι ιδιαίτερα υψηλή, με αποτέλεσμα να είναι θεωρητικά δυνατή η ζεύξη με υπεριώδες φως ακόμη και κατά τη διάρκεια της ημέρας.

Αρχικά, μελετήθηκε η βιβλιογραφία της διάδοσης με διάχυτο φως στο υπεριώδες. Εκτιμήθηκε η επίδραση της ατμοσφαιρικής απορρόφησης και σκέδασης, των μετεωρολογικών συνθηκών και του διάχυτου ηλιακού φωτός στην ποιότητα της ζεύξης. Η υψηλή τιμή απωλειών στο υπεριώδες οδηγεί στη χρήση φωτοπολλαπλασιαστή και στην έντονη παρουσία θορύβου βολής στο λαμβανόμενο σήμα. Η επίδραση του συγκεκριμένου θορύβου αποτελεί έναν από τους βασικότερους παράγοντες υποβάθμισης του λαμβανόμενου σήματος.

Η έρευνα εστιάστηκε στην κάλυψη μεγαλύτερης απόστασης με χαμηλό ρυθμό σφαλμάτων και περιορισμένη ισχύ εκπομπής καθώς και στην δυνατότητα υπερπήδησης εμποδίων χρησιμοποιώντας κατάλληλες γωνίες ακτινοβολίας στο πομπό και στο δέκτη. Για τον σκοπό αυτόν επιλέχθηκε τετραδική διαμόρφωση θέσης παλμού, εφαρμόστηκε πειραματικά μια σειρά συνελικτικών κωδικοποιήσεων και συγκρίθηκαν οι επιδόσεις τους. Καθορίστηκαν βέλτιστοι συνδυασμοί ρυθμών σηματοδοσίας, κωδικοποιήσεων και γωνιών ανύψωσης πομπού-δέκτη για την κάλυψη χωρίς οπτική επαφή συγκεκριμένης απόστασης.

Επίσης, σχεδιάστηκαν και αναπτύχθηκαν τα απαραίτητα αναλογικά κυκλώματα του οπτικού πομποδέκτη καθώς και υλοποιήθηκε πλήρως το ψηφιακό μέρος του σε περιβάλλον Simulink. Ιδιαίτερη έμφαση δόθηκε στην αυτόνομη λειτουργία του πομποδέκτη. Για τον σκοπό αυτόν εντοπίστηκαν και λύθηκαν όλα τα πιθανά προβλήματα συγχρονισμού και εξαγωγής μετρικών, όπως ο ρυθμός σφαλμάτων. Τα προς μετάδοση δεδομένα ενθυλακώθηκαν σε ένα πλαίσιο που περιελάμβανε εκτός αυτών και μια σειρά από υποπλάγια πιλότων για τον συγχρονισμό του ρολογιού του αποδιαμορφωτή, καθώς και υποπλάγια εκκίνησης και διακοπής των ωφέλιμων δεδομένων.

Πραγματοποιήθηκε μια σειρά μετρήσεων σε αποστάσεις 5m και 25m με περιορισμένη ισχύ εκπομπής της τάξης του 1mW για διάφορους ρυθμούς σηματοδοσίας που κυμαίνονταν από 1.2kbps μέχρι 9.6kbps και για γωνίες ανύψωσης από 0° έως 90°. Καταδείχθηκε η υπεροχή της κωδικοποίησης turbo σε όλες τις περιπτώσεις και η δυνατότητα απρόσκοπτης επικοινωνίας με σκεδαζόμενο υπεριώδες φως για γωνίες ανύψωσης γύρω από τις 50° στα 25m για χαμηλούς ρυθμούς σηματοδοσίας.

**ΘΕΜΑΤΙΚΗ ΠΕΡΙΟΧΗ:** Οπτική Ζεύξη Δεδομένων Ελεύθερου Χώρου

**ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ:** Οπτικός Πομποδέκτης, Χωρίς Οπτική Επαφή, Μετάδοση στο Υπεριώδες, Κωδικοποίηση Καναλιού, Διαμόρφωση Θέσης Παλμού

## ABSTRACT

The subject of the thesis is to design and develop a non-line-of-sight free space optical transceiver for data communication, using ultraviolet radiation. Ultraviolet transmission enables the establishment of links with diffused light due to strong scattering. Additionally provides increased communication security, as the ability to intercept is significantly reduced due to strong attenuation. Also, at the operating wavelength of 265nm, the absorption of the upper atmosphere is particularly high due to ozone, resulting in a theoretically possible link with ultraviolet light, even during daytime.

Initially, was studied the bibliography of propagation with diffused light in the ultraviolet. The effect of atmospheric absorption and scattering, meteorological conditions and diffused sunlight on the quality of the link have been estimated. The high value of ultraviolet losses leads to the use of a photomultiplier and to the intense presence of shot noise in the received signal. The effect of this specific noise is one of the main downsizing factors of the received signal.

The research is focused on covering longer distance with low bit error rate and limited transmission power and on the ability to overcome obstacles using appropriate radiation angles in the transmitter and the receiver. For this purpose quaternary pulse positioning modulation was selected, series of convolutional codings were performed experimentally and their performance was compared. Optimal combinations of signaling rates, coding, and transmitter-receiver lifting angles were set for coverage of non-line-of-sight particular distance.

Furthermore, necessary analog circuits of the optical transceiver were designed and developed as well as its digital part was fully implemented in a Simulink environment. Particular emphasis was placed on the autonomous operation of the transceiver. For this purpose, all possible synchronization and exporting metrics problems, such as error rate, were identified and resolved. The data to be transmitted were encapsulated in a frame that also included pilot subframes to synchronize the clock of the demodulator, in addition to starting and stopping subframes of the useful data.

Series of measurements were made at distances of 5m and 25m with a limited transmission power of 1mW for different signaling rates ranged from 1.2kbps to 9.6kbps and for lift angles from 0° to 90°. It has been demonstrated the superiority of turbo coding in each case and the ability to communicate seamlessly with scattered ultraviolet light for elevation angles around 50° to 25m for low signaling rates.

**SUBJECT AREA:** Free Space Optical Data Link

**KEYWORDS:** Optical Transceiver, Non-Line-Of-Sight, Ultraviolet Transmission, Channel Coding, Pulse Position Modulation

*Στην οικογένειά μου*

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

<b>ΠΡΟΛΟΓΟΣ</b> .....	<b>12</b>
<b>1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ</b> .....	<b>13</b>
1.1 Μετάδοση στον Ελεύθερο Χώρο .....	13
1.2 Επικοινωνία στο Υπεριώδες.....	14
1.3 Δομή Εργασίας.....	16
<b>2. ΔΙΑΔΟΣΗ ΣΤΟ ΥΠΕΡΙΩΔΕΣ ΜΕ ΔΙΑΧΥΣΗ</b> .....	<b>17</b>
2.1 Επίδραση Περιβάλλοντος Διάδοσης .....	17
2.1.1 Απορρόφηση.....	17
2.1.2 Σκέδαση .....	18
2.1.3 Σπινθηρισμοί.....	21
2.2 Επίδραση Μετεωρολογικών Φαινομένων .....	21
2.2.1 Ομίχλη.....	21
2.2.2 Υετός .....	21
2.3 Παρεμβολές και Θόρυβος.....	22
2.3.1 Τεχνητή Ακτινοβολία .....	22
2.3.2 Ηλιακή Ακτινοβολία.....	22
2.3.3 Θόρυβος Βολής.....	22
2.4 Εύρος Ζώνης .....	23
<b>3. ΕΞΑΓΩΓΗ ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΩΝ ΠΟΜΠΟΔΕΚΤΗ ΣΤΟ ΥΠΕΡΙΩΔΕΣ</b> .....	<b>24</b>
3.1 Ρυθμός Σηματοδοσίας .....	24
3.2 Αντοχή στον Θόρυβο .....	24
<b>4. ΠΟΜΠΟΔΕΚΤΗΣ</b> .....	<b>26</b>
4.1 Αναλογικό Τμήμα Πομποδέκτη.....	26
4.1.1 Κύκλωμα Οδήγησης.....	26
4.1.2 LED .....	27
4.1.3 Φωτοπολλαπλασιαστής.....	28
4.1.4 Τροφοδοτικό Υψηλής Τάσης Φωτοπολλαπλασιαστή.....	28
4.1.5 Ενισχυτής Διαντίστασης Φωτοπολλαπλασιαστή.....	29
4.2 Ψηφιακό Τμήμα Πομποδέκτη.....	29
4.2.1 Κάρτα Ήχου .....	29
4.2.2 Simulink.....	30
<b>5. ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΠΟΜΠΟΥ</b> .....	<b>32</b>
5.1 Πλαίσιο.....	32
5.1.1 Υποπλαίσιο Πιλότων .....	32
5.1.2 Υποπλαίσιο Εκκίνησης .....	32

5.1.3	Υποπλαίσιο Επικεφαλίδας .....	33
5.1.4	Συνθήκη Διακοπής .....	33
<b>5.2</b>	<b>Εμπρόσθια Διόρθωση Σφαλμάτων .....</b>	<b>34</b>
5.2.1	Συνελικτικός Κώδικας .....	34
5.2.2	Διεμπλοκείας .....	35
5.2.3	Turbo Κώδικας .....	35
<b>5.3</b>	<b>Gray Κώδικας .....</b>	<b>35</b>
<b>5.4</b>	<b>Υλοποίηση Διαμόρφωσης .....</b>	<b>36</b>
<b>6.</b>	<b>ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΔΕΚΤΗ .....</b>	<b>38</b>
<b>6.1</b>	<b>Συγχρονισμός .....</b>	<b>38</b>
6.1.1	Πιλότοι .....	39
6.1.2	Εκκίνηση .....	40
6.1.3	Διακοπή .....	41
<b>6.2</b>	<b>Αποδιαμόρφωση .....</b>	<b>41</b>
6.2.1	Αφαίρεση Μηδενικών .....	43
6.2.2	BER .....	44
<b>6.3</b>	<b>Κατώφλια .....</b>	<b>44</b>
6.3.1	Πιλότοι .....	44
6.3.2	Εκκίνηση .....	45
6.3.3	Διακοπή .....	46
<b>7.</b>	<b>ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΑΔΟΣΕΙΣ-ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΥΠΟ ΔΙΑΦΟΡΑ ΣΕΝΑΡΙΑ .....</b>	<b>48</b>
<b>8.</b>	<b>ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ .....</b>	<b>56</b>
	<b>ΠΙΝΑΚΑΣ ΟΡΟΛΟΓΙΑΣ .....</b>	<b>57</b>
	<b>ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ - ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ - ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ .....</b>	<b>58</b>
	<b>ΑΝΑΦΟΡΕΣ .....</b>	<b>59</b>

## ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1. Σχηματικό διάγραμμα εμπρόσθιου άκρου πομπού και δέκτη ασύρματης οπτικής ζεύξης.....	14
Σχήμα 2. (α) Διαμόρφωση LOS, (β) Διαμόρφωση NLOS .....	14
Σχήμα 3. Ηλεκτρομαγνητικό Φάσμα .....	15
Σχήμα 4. Μεταβολή της διαπερατότητας της ατμόσφαιρας λόγω της μοριακής απορρόφησης.....	18
Σχήμα 5. Κατά προσέγγιση μεταβολή συντελεστών σκέδασης Rayleigh και Mie .....	20
Σχήμα 6. Φάσμα τεχνητών πηγών φωτός .....	22
Σχήμα 7. NLOS διαμορφώσεις .....	23
Σχήμα 8. Αποδοτικότητα εύρους ζώνης της PPM και ισχύ μετάδοσης σε σχέση με την OOK .....	25
Σχήμα 9. Κύκλωμα οδήγησης.....	26
Σχήμα 10. Χαρακτηριστική Τάσης-Ρεύματος των LEDs .....	27
Σχήμα 11. Χαρακτηριστική Ισχύος-Ρεύματος των LEDs.....	27
Σχήμα 12. Φάσμα των LEDs .....	27
Σχήμα 13. Φασματική απόκριση καθόδου .....	28
Σχήμα 14. Κύκλωμα ενισχυτή διαντίστασης .....	29
Σχήμα 15. Έξοδος κάρτας ήχου .....	29
Σχήμα 16. Έξοδος κυκλώματος οδήγησης .....	30
Σχήμα 17. Πλαίσιο μετάδοσης σήματος.....	32
Σχήμα 18. Συσχετίσεις υποπλαισίων .....	33
Σχήμα 19. Αυτοσυσχέτιση υποπλαισίων διακοπής .....	34
Σχήμα 20. Σχηματικό διάγραμμα πομπού με συνελικτική κωδικοποίηση 2/3 .....	36
Σχήμα 21. Σχηματικό διάγραμμα πομπού με turbo κωδικοποίηση.....	37
Σχήμα 22. Σχηματικό διάγραμμα δέκτη .....	38
Σχήμα 23. Σχηματικό διάγραμμα συγχρονισμού πιλότων.....	39
Σχήμα 24. Σχηματικό διάγραμμα διαμορφωτή.....	39
Σχήμα 25. Σχηματικό διάγραμμα συγχρονισμού εκκίνησης .....	40
Σχήμα 26. Σχηματικό διάγραμμα συγχρονισμού διακοπής.....	41
Σχήμα 27. Σχηματικό διάγραμμα αποδιαμορφωτή και υπολογισμός BER με συνελικτική αποκωδικοποίηση 2/3 .....	42
Σχήμα 28. Σχηματικό διάγραμμα αποδιαμορφωτή και υπολογισμός BER με turbo αποκωδικοποίηση .....	43
Σχήμα 29. Υποσύστημα αφαίρεσης μηδενικών .....	44
Σχήμα 30. Συσχετίσεις στο υποσύστημα πιλότων .....	45
Σχήμα 31. Αναλογία μεγίστων των δυο τελευταίων συσχετίσεων του Σχήματος 30 .....	45

Σχήμα 32. Συσχετίσεις στο υποσύστημα εκκίνησης .....	46
Σχήμα 33. Αναλογία μεγίστων των δυο τελευταίων συσχετίσεων του Σχήματος 32 .....	46
Σχήμα 34. Συσχετίσεις στο υποσύστημα διακοπής .....	47
Σχήμα 35. Αναλογία μεγίστων των δυο τελευταίων συσχετίσεων του Σχήματος 34 .....	47
Σχήμα 36. Ποσοστό σφάλματος bit για όλες τις γωνίες ανύψωσης του πομπού $\theta Tx$ και του δέκτη $\theta Rx$ για μετάδοση χωρίς κωδικοποίηση καναλιού και ρυθμό $Rb = 4.8kbps$ ..	49
Σχήμα 37. Ποσοστό σφάλματος bit για σταθερή γωνιακή ανύψωση του πομπού $\theta Tx = 90^\circ$ και μεταβλητή $\theta Rx$ γωνιακή ανύψωση του δέκτη για μετάδοση με και χωρίς κωδικοποιήσεις καναλιού που μελετήθηκαν και ρυθμούς $Rb = 1.2kbps$ , $Rb = 2.4kbps$ , $Rb = 4.8kbps$ , $Rb = 9.6kbps$ .....	49
Σχήμα 38. Ποσοστό σφάλματος bit για σταθερή γωνιακή ανύψωση του πομπού $\theta Tx = 90^\circ$ και μεταβλητή $\theta Rx$ γωνιακή ανύψωση του δέκτη για μετάδοση με 2/3 συνελικτική κωδικοποίηση καναλιού, 1/2 συνελικτική κωδικοποίηση καναλιού, 1/4 συνελικτική κωδικοποίηση καναλιού, turbo κωδικοποίηση καναλιού και όλους τους ρυθμούς $Rb$ που χρησιμοποιήθηκαν.....	50
Σχήμα 39. Χρωματική απεικόνιση του ποσοστού σφάλματος bit για όλους τους συνδυασμούς των γωνιών ανύψωσης του πομπού $\theta Tx$ και του δέκτη $\theta Rx$ για μετάδοση χωρίς κωδικοποίηση καναλιού και ρυθμό $Rb = 4.8kbps$ .....	51
Σχήμα 40. Χρωματική απεικόνιση του ποσοστού σφάλματος bit για όλους τους συνδυασμούς των γωνιών ανύψωσης του πομπού $\theta Tx$ και του δέκτη $\theta Rx$ για μετάδοση με turbo κωδικοποίηση καναλιού και ρυθμό $Rb = 4.8kbps$ .....	51
Σχήμα 41. Ποσοστό σφάλματος bit για όλες τις γωνίες ανύψωσης του πομπού $\theta Tx$ και του δέκτη $\theta Rx$ για μετάδοση χωρίς κωδικοποίηση καναλιού και ρυθμό $Rb = 2.4kbps$ ..	52
Σχήμα 42. Ποσοστό σφάλματος bit για σταθερή γωνιακή ανύψωση του πομπού $\theta Tx = 40^\circ$ και μεταβλητή $\theta Rx$ γωνιακή ανύψωση του δέκτη για μετάδοση με turbo και χωρίς κωδικοποίηση καναλιού και ρυθμούς $Rb = 1.2kbps$ , $Rb = 2.4kbps$ , $Rb = 4.8kbps$ , $Rb = 9.6kbps$ .....	52
Σχήμα 43. Ποσοστό σφάλματος bit για σταθερή γωνιακή ανύψωση του πομπού $\theta Tx = 40^\circ$ και μεταβλητή $\theta Rx$ γωνιακή ανύψωση του δέκτη για μετάδοση με turbo κωδικοποίηση καναλιού και όλους τους ρυθμούς $Rb$ που χρησιμοποιήθηκαν .....	53
Σχήμα 44. Χρωματική απεικόνιση του ποσοστού σφάλματος bit για όλους τους συνδυασμούς των γωνιών ανύψωσης του πομπού $\theta Tx$ και του δέκτη $\theta Rx$ για μετάδοση χωρίς κωδικοποίηση καναλιού και ρυθμό $Rb = 2.4kbps$ .....	54
Σχήμα 45. Χρωματική απεικόνιση του ποσοστού σφάλματος bit για όλους τους συνδυασμούς των γωνιών ανύψωσης του πομπού $\theta Tx$ και του δέκτη $\theta Rx$ για μετάδοση με turbo κωδικοποίηση καναλιού και ρυθμό $Rb = 2.4kbps$ .....	54

## ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΙΚΟΝΩΝ

Εικόνα 1. Μέρος της ευρεσιτεχνίας Photophone, υπ' αριθμόν 235496 που απονεμήθηκε στις 14/12/1880 στον Alexander Graham Bell .....	13
Εικόνα 2. Οπτικοποίηση της σκέδασης Rayleigh .....	19
Εικόνα 3. Οπτικοποίηση της σκέδασης Mie.....	19

## ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 1. Αντιστοίχιση δεδομένων εισόδου σε μεταδιδόμενα σύμβολα για 4-PPM .....	25
Πίνακας 2. Κωδικοποίηση Gray 2-bit.....	35
Πίνακας 3. Συνελικτικοί κώδικες και turbo κώδικας [19].....	36
Πίνακας 4. Ρυθμοί μετάδοσης και παράγοντας υπερδειγματοληψίας.....	37
Πίνακας 5. Συνοπτικά οι επιδόσεις που επιτευχθήκαν με turbo κωδικοποίηση καναλιού .....	55

## ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Τα πειραματικά αποτελέσματα που παρουσιάζονται στο πλαίσιο της παρούσας Διπλωματικής Εργασίας πραγματοποιήθηκαν στο τμήμα Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών του Εθνικού και Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών και συγκεκριμένα στο Εργαστήριο Οπτικών Επικοινωνιών του τμήματος.

Για τη διεκπεραίωση της παρούσας Διπλωματικής Εργασίας, θα ήθελα να ευχαριστήσω ορισμένους ανθρώπους, η συμβολή των οποίων ήταν πολύτιμη.

Καταρχάς ιδιαίτερες ευχαριστίες οφείλω στον Θωμά Νίκα, για την άψογη συνεργασία και τη μέριμνά του για την καθημερινή πρόοδο. Η εις βάθος γνώση του σε ένα ευρύ επιστημονικό φάσμα και η ικανότητά του να τη μεταλαμπαδεύει, διεύρυνε τον γνωστικό μου ορίζοντα.

Έπειτα, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή Δημήτρη Συβρίδη που με ενέπνευσε και με παρακίνησε να ασχοληθώ με τον τομέα των οπτικών επικοινωνιών καθώς και που ήταν παρών καθ' όλη τη διάρκεια των μεταπτυχιακών σπουδών μου, να με καθοδηγεί και να με συμβουλεύει.

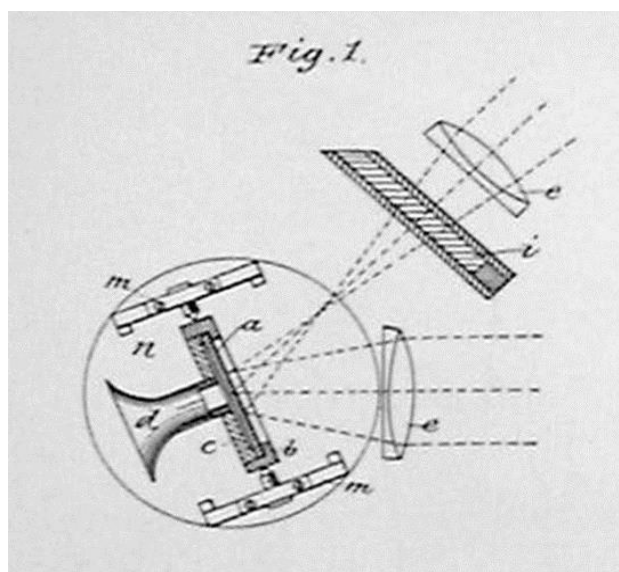
Ακόμη, αυτή η εργασία δεν θα ήταν δυνατή χωρίς τον Νίκο Ράπτη που με βοήθησε να κατανοήσω το θεωρητικό υπόβαθρο που απαιτούνταν και τον Βαγγέλη Πικάση που είχε δημιουργήσει τα πρώτα ψηφιακά μοντέλα. Οι οποίοι μαζί είχαν πραγματοποιήσει τις πρώτες πειραματικές μεταδόσεις, πάνω στις οποίες βασίστηκε η παρούσα εργασία. Αλλά και τον Αλέξανδρο Φράγκο που υλοποίησε τα αναλογικά κυκλώματα του οπτικού πομποδέκτη. Τους ευχαριστώ θερμά, όπως και τα υπόλοιπα μέλη του εργαστηρίου, που με αγκάλιασαν από την πρώτη στιγμή και μέσα από τη συνύπαρξή μας μπόρεσα να κατανοήσω πως είναι να εργάζεσαι ως ερευνητής.

## 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

### 1.1 Μετάδοση στον Ελεύθερο Χώρο

Η Οπτική Επικοινωνία Ελεύθερου Χώρου (FSO) είναι μια μορφή επικοινωνίας μεγάλων αποστάσεων, που χρησιμοποιείται από την απαρχή του ανθρώπινου πολιτισμού. Υπάρχουν αναφορές στα αρχαία κείμενα για τις Φρυκτωρίες, που χρησιμοποιούνταν για την αποστολή απλών μηνυμάτων σε πολύ μακρινές αποστάσεις εντός ελάχιστου χρονικού διαστήματος.

Το 1880, ο Alexander Graham Bell κατοχύρωσε την ευρεσιτεχνία Photophone, την οποία θεωρούσε ως τη σημαντικότερη εφεύρεσή του, πιο σημαντική και από το τηλέφωνο. Το Photophone, διαμόρφωνε μια δέσμη ηλιακού φωτός μέσω ενός ελαστικού κατόπτρου που ταλαντωνόταν από τα ηχητικά κύματα. Το σύστημα στην τελική του μορφή είχε εύρος περίπου 200 μέτρων καθώς η ένταση του ήλιου έπνιγε το σήμα και επιπρόσθετα δεν λειτουργούσε όταν είχε συννεφιά αλλά και τη νύχτα.

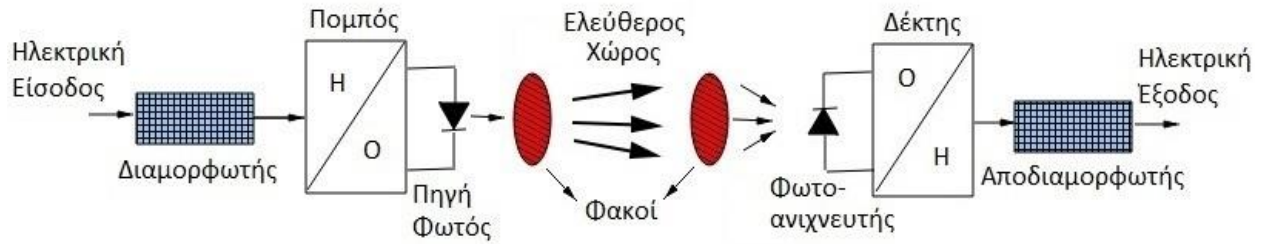


Εικόνα 1. Μέρος της ευρεσιτεχνίας Photophone, υπ' αριθμόν 235496 που απονεμήθηκε στις 14/12/1880 στον Alexander Graham Bell

Την επανάσταση στα FSO συστήματα, έφερε η εφεύρεση του λέιζερ στα τέλη της δεκαετίας του '60, όπου τον Ιούνιο του 1968, έφθασε το πλήρωμα του χρόνου με τη δημοσίευση "Information transmission by light beams through the atmosphere", του Erhard Kube, που είναι το πρώτο επιστημονικό άρθρο που εξηγούσε για τη δυνατότητα μετάδοσης δεδομένων δια μέσου της ατμόσφαιρας με τη χρήση φωτεινών ακτίνων.

Οι πρώτες εφαρμογές αυτών των συστημάτων ήταν από τους διαστημικούς οργανισμούς και τον στρατό, οι οποίοι έδειξαν ιδιαίτερο ενδιαφέρον και ενίσχυσαν σημαντικά την ανάπτυξή τους. Έκτοτε έχουμε σταδιακές βελτιώσεις και παραλλαγές της σύγχρονης μορφής τους.

Τα βασικά υποσυστήματα ενός FSO συστήματος επικοινωνίας απεικονίζονται στο Σχήμα 1. Η ηλεκτρική είσοδος είναι τα δεδομένα προς μετάδοση στο δυαδικό σύστημα, η οποία διαμορφώνεται από τον πομπό σε ένα οπτικό σήμα, μεταβάλλοντας την ένταση του ρεύματος της πηγής φωτός. Η πηγή μπορεί να είναι είτε δίοδος εκπομπής φωτός (LED) είτε δίοδος ενίσχυσης φωτός με εξαναγκασμένη εκπομπή ακτινοβολίας (Laser Diode). Έπειτα, το σήμα διαδίδεται ως πεδίο στο ατμοσφαιρικό κανάλι πριν φθάσει στον δέκτη. Εκεί το πεδίο συλλέγεται και ο φωτοανιχνευτής, που είναι είτε PIN φωτοδίοδος είτε φωτοδίοδος χιονοστιβάδας (APD) είτε φωτοπολλαπλασιαστής (PMT), μετατρέπει το οπτικό σε ηλεκτρικό σήμα, το οποίο στη συνέχεια αποδιαμορφώνεται.

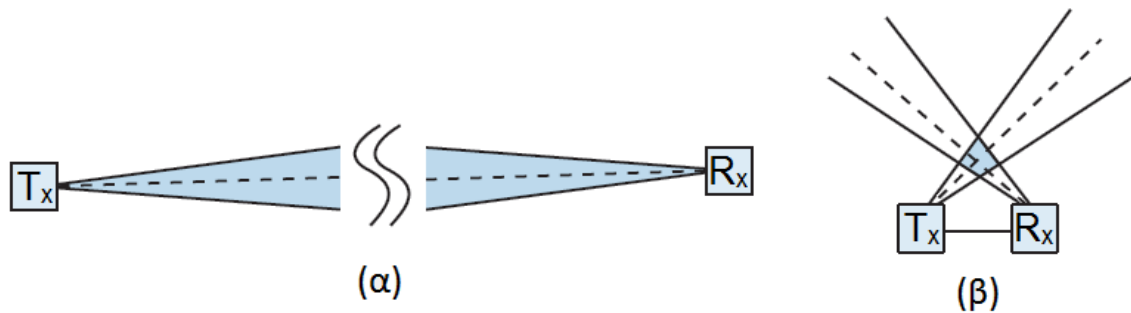


**Σχήμα 1. Σχηματικό διάγραμμα εμπρόσθιου άκρου πομπού και δέκτη ασύρματης οπτικής ζεύξης**

Η FSO τεχνολογία είναι μια ασφαλής, μεγάλου εύρους ζώνης και χαμηλού κόστους λύση που δεν περιορίζεται από την αδειοδότηση φάσματος. Αυτό προσφέρει μοναδικά πλεονεκτήματα σε σχέση με άλλες τεχνολογίες όπως τα μικροκύματα, τα ραδιοκύματα και η οπτική ίνα. Όμως έχει έναν κύριο περιορισμό, την αξιοπιστία, που έχει απασχολήσει μεγάλες εταιρείες και κυβερνητικές υπηρεσίες. Χαρακτηριστικό παράδειγμα η DARPA που έχει χρηματοδοτήσει πολλαπλά προγράμματα κατά καιρούς, δαπανώντας εκατοντάδες εκατομμύρια δολάρια στην προσπάθεια υλοποίησης του στρατηγικού της οράματος για οπτικές επικοινωνίες στο πεδίο της μάχης.

Τα συστήματα FSO στηρίζονται κατά βάση στη διάδοση με οπτική επαφή (LOS), που σημαίνει ότι απαιτείται ο πομπός και ο δέκτης να μπορούν να δουν ο ένας τον άλλον. Αυτό άμεσα βάζει περιορισμούς στο σύστημα. Επιπρόσθετα, η ατμόσφαιρα εισάγει εξασθένηση, λόγω της απορρόφησης και της σκέδασης. Κρίσιμα προβλήματα, με το πρώτο να μπορεί να παρακαμφθεί σε μεγάλο βαθμό, αξιοποιώντας τα λεγόμενα παράθυρα διάδοσης μέσω της επιλογής του μήκους κύματος, το δεύτερο όμως παραμένει κυρίαρχο και επιδεινώνεται με την εμφάνιση της πλειοψηφίας των μετεωρολογικών φαινομένων.

Διάφορα φυσικά φαινόμενα που αποτελούν εμπόδιο σε κάποιες περιπτώσεις, μπορούν να αποτελέσουν βοηθητικό παράγοντα σε κάποιες άλλες. Για παράδειγμα η σκέδαση στην ατμόσφαιρα που εμποδίζει τη διάδοση με οπτική επαφή μπορεί να δημιουργήσει πολλαπλά μονοπάτια διάδοσης και άρα να αυξήσει εκθετικά το ενδεχόμενο της εγκαθίδρυσης ζεύξης χωρίς οπτική επαφή (NLOS).



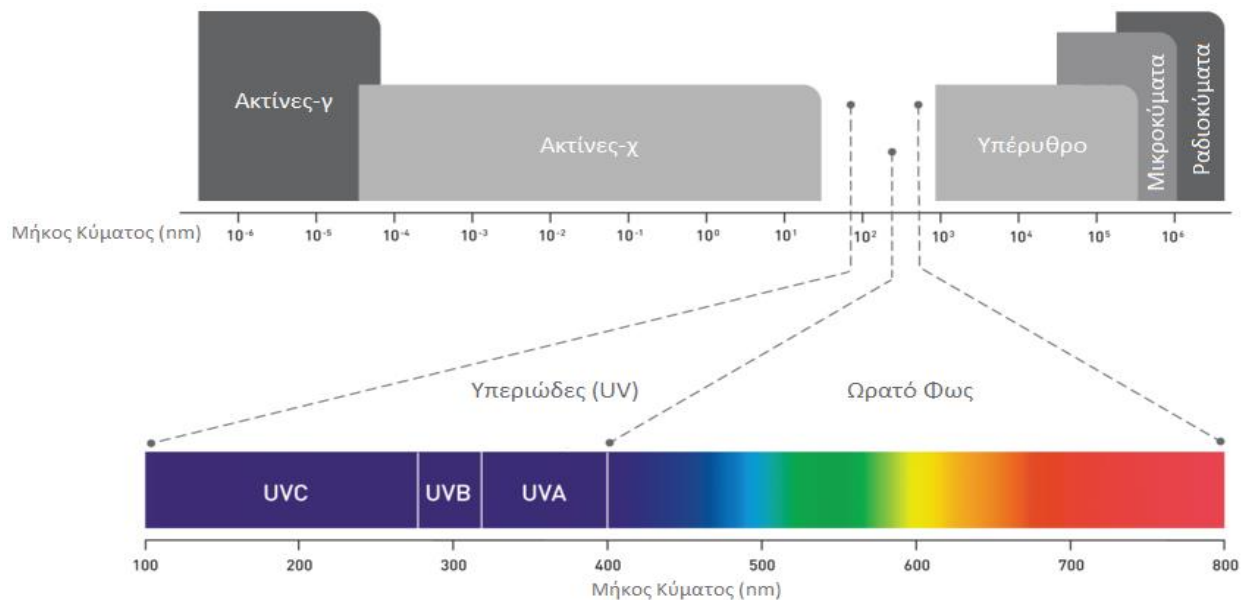
**Σχήμα 2. (α) Διαμόρφωση LOS, (β) Διαμόρφωση NLOS**

## 1.2 Επικοινωνία στο Υπεριώδες

Η χρήση της υπεριώδους (UV) ακτινοβολίας δύναται να προσφέρει τα επιθυμητά αποτελέσματα, καθώς τα μήκη κύματος σε αυτό το φάσμα σκεδάζονται έντονα από τα μόρια, τους υδρατμούς και τα άλλα σωματίδια στην ατμόσφαιρα. Οπότε ένα μέρος από τη μεταδιδόμενη ακτινοβολία, που θα σκεδαστεί προς την κατεύθυνση του δέκτη, θα ανιχνευτεί και θα δημιουργηθεί ένα κανάλι επικοινωνίας. Επομένως, είναι δυνατή η εγκαθίδρυση NLOS ζεύξεων, βέβαια μικρότερης εμβέλειας από τις LOS, λόγω της ίδιας φυσικής διαδικασίας.

Πρόσφατες εξελίξεις στο πεδίο των εκπομπών και ανιχνευτών ημιαγωγού, που λειτουργούν στην ηλιακά τυφλή περιοχή του UV, έχουν ανοίξει τον δρόμο για αποδοτικές NLOS επικοινωνίες.

Ηλιακά τυφλή, θεωρείται η περιοχή κάτω από τα 280nm μήκος κύματος (UVC), διότι εκεί η ηλιακή ακτινοβολία απορροφάται ισχυρά από το όζον που βρίσκεται στα ανώτερα στρώματα της ατμόσφαιρας, δημιουργώντας μηδενικές συνθήκες περιβάλλοντος στα κατώτερα στρώματα. Αυτή η περιοχή οριοθετείται στα 200nm μήκος κύματος, καθώς πέρα από εκεί η διάδοση περιορίζεται σημαντικά λόγω της εξασθένησης, καθιστώντας αδύνατη τη λειτουργία.



Σχήμα 3. Ηλεκτρομαγνητικό Φάσμα

Η απουσία ακτινοβολίας περιβάλλοντος επιτρέπει τη σχεδίαση δεκτών με μοναδικές ιδιότητες. Στα περισσότερα οπτικά συστήματα η ακτινοβολία περιβάλλοντος περιορίζει την απόδοση και οδηγεί σε δέκτες στενού οπτικού πεδίου με σημαντικές απαιτήσεις στην πρόσληψη, στην ευθυγράμμιση, στον εντοπισμό και έχει ισχυρή εξάρτηση από τις μετεωρολογικές συνθήκες. Στα συστήματα που λειτουργούν στο UVC, ισχύει το αντίθετο. Είναι εφικτό να χρησιμοποιηθούν δέκτες με ευρύ οπτικό πεδίο, ευαίσθητοι, ικανοί να μετρούν φωτόνια, και με τις απαιτήσεις ευθυγράμμισης και εξάρτησης από τα μετεωρολογικά φαινόμενα να είναι ελάχιστες.

Ενώ οι συνθήκες μηδενικού περιβάλλοντος καθιστούν δυνατή τη λειτουργία πολύ ευαίσθητων δεκτών με ευρύ οπτικό πεδίο, είναι η ισχυρή σκέδαση το όχημα για τη μεταφορά πληροφορίας από τον πομπό στον δέκτη, σε NLOS συνθήκες. Η σκέδαση παρέχει μια έμμεση διαδρομή στον κοινό όγκο του κώνου εκπομπής του πομπού και του κώνου αποδοχής του δέκτη. Αυτός ο τρόπος λειτουργίας μπορεί να ιδωθεί ως ένας μεγάλος αριθμός μικροσκοπικών σταθμών αναμετάδοσης, διασκορπισμένους στον κοινό όγκο πομπού-δέκτη.

Μια ακόμη σημαντική παράμετρος είναι η ασφάλεια που παρέχεται εγγενώς, καθώς η υψηλή εξασθένηση του διάχυτου UVC σήματος εμποδίζει τη λήψη της μεταδιδόμενης πληροφορίας, έξω από την καθορισμένη περιοχή λειτουργίας. Για τους ίδιους ακριβώς λόγους ισχύει και το αντίστροφο, δηλαδή είναι εξαιρετικά δύσκολο να διαταραχθούν οι τοπικές επικοινωνίες από ηλεκτρομαγνητικό θόρυβο, προερχόμενο μακριά από την περιοχή λειτουργίας.

Η NLOS οπτική επικοινωνία στο UVC γίνεται όλο και πιο ενδιαφέρουσα τα τελευταία χρόνια, παράλληλα με τη βελτίωση του υλικού και είναι μια πολλά υποσχόμενη τεχνολογία.

### 1.3 Δομή Εργασίας

Στο Κεφάλαιο 2 παρουσιάζονται οι ιδιότητες του μέσου διάδοσης. Γίνεται αναφορά στα συστατικά της ατμόσφαιρας και στα βασικά φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα σε αυτή, με έμφαση στο φάσμα του UVC. Καταδεικνύεται η επίδραση των διαφόρων κλιματικών και καιρικών συνθηκών στη μετάδοση, αλλά και οι παρεμβολές από άλλες πηγές. Επίσης, αναλύεται το πως επηρεάζεται το εύρος ζώνης της NLOS επικοινωνίας ανάλογα με τη διάταξη του συστήματος.

Αμέσως μετά εξετάζονται οι βασικές παράμετροι ενός NLOS συστήματος επικοινωνίας στο UVC, στο πως οδηγηθήκαμε στην εκλογή των ρυθμών σηματοδοσίας που χρησιμοποιούμε στη παρούσα εργασία και πως βελτιώνουμε την ανεκτικότητα του συστήματος στο θόρυβο. Ουσιαστικά στο Κεφάλαιο 3 αναλύονται οι λόγοι που καταλήξαμε στην επιλογή της διαμόρφωσης 4-PPM.

Το Κεφάλαιο 4 αφορά τον σχεδιασμό και την υλοποίηση του πομποδέκτη και χωρίζεται σε δυο μέρη. Το αναλογικό που περιλαμβάνει τα LEDs, το κύκλωμα οδήγησης και τον ενισχυτή διαντίστασης του φωτοπολλαπλασιαστή, τον φωτοπολλαπλασιαστή και το τροφοδοτικό υψηλής τάσης. Και το ψηφιακό που περιλαμβάνει το λογισμικό που χρησιμοποιήθηκε για να αναπτυχθεί το ψηφιακό μέρος του πομποδέκτη, αλλά και την κάρτα ήχου δια μέσου της οποίας συνδέεται με το υλικό.

Στο Κεφάλαιο 5 γίνεται η παρουσίαση της αρχιτεκτονικής του πομπού. Αρχικά, αναλύεται ο τρόπος που ενθυλακώνονται τα δεδομένα σε κατάλληλο πλαίσιο για να μεταδοθούν, η συνολική δομή του πλαισίου και ο ρόλος των υπόλοιπων υποπλαισίων που το απαρτίζουν. Έπειτα, παραθέτονται οι κώδικες διόρθωσης σφαλμάτων που επιλέχθηκαν και το κεφάλαιο ολοκληρώνεται με τη βήμα προς βήμα υλοποίηση της διαμόρφωσης.

Στο Κεφάλαιο 6 γίνεται παρουσίαση της αρχιτεκτονικής του δέκτη. Στην αρχή δίνεται μια συνολική εικόνα των υποσυστημάτων που τον αποτελούν και στη συνέχεια αναλύεται διεξοδικά η λειτουργία του καθενός. Παρουσιάζονται πρώτα τα υποσυστήματα που επιλύουν κάποιο από τα προβλήματα συγχρονισμού μιας ζεύξης δεδομένων και έπειτα το βασικό υποσύστημα της αποδιαμόρφωσης μαζί με τις λειτουργίες υπολογισμού του BER και ανάκτησης των αρχικών δεδομένων. Το κεφάλαιο ολοκληρώνεται με τον υπολογισμό των κατωφλίων απόφασης που είναι απαραίτητα για τη λειτουργία των υποσυστημάτων συγχρονισμού.

Στο Κεφάλαιο 7 αναφέρονται και αναλύονται τα πειραματικά αποτελέσματα που παράγει η συγκεκριμένη εργασία. Αρχικά, πιστοποιούνται οι επιλογές των παραμέτρων του συστήματος που έγιναν κατά τις πειραματικές μεταδόσεις. Έπειτα, παρατίθενται οι μετρήσεις για τα διάφορα σενάρια που μελετήθηκαν.

Τέλος, στο Κεφάλαιο 8 ακολουθούν τα συμπεράσματα από την εκπόνηση της διπλωματικής και συνολικά από την ενασχόληση με το αντικείμενο. Επίσης, προτείνονται ερευνητικά θέματα για μελλοντική διερεύνηση στα πλαίσια της συνέχισης της συγκεκριμένης εργασίας.

## 2. ΔΙΑΔΟΣΗ ΣΤΟ ΥΠΕΡΙΩΔΕΣ ΜΕ ΔΙΑΧΥΣΗ

Η κατασκευή ενός FSO συστήματος επικοινωνίας απαιτεί καλή γνώση των ιδιοτήτων του μέσου διάδοσης, καθώς η αποδοτικότητά του δεν εξαρτάται μόνο από τα εγγενή χαρακτηριστικά του πομποδέκτη, αλλά και από τη συμπεριφορά στο περιβάλλον λειτουργίας, την ατμόσφαιρα. Επομένως, είναι χρήσιμο να γνωρίζουμε πώς λειτουργεί σε διαφορετικές κλιματικές και καιρικές συνθήκες.

### 2.1 Επίδραση Περιβάλλοντος Διάδοσης

Η ατμόσφαιρα αλληλεπιδρά με το φως λόγω της σύνθεσής της, η οποία υπό κανονικές συνθήκες αποτελείται από μια ποικιλία διαφορετικών μορίων και μικρών αιωρούμενων σωματιδίων που ονομάζονται αερολύματα.

Η ατμοσφαιρική εξασθένηση οφείλεται στην απορρόφηση και στη σκέδαση από τα μόρια αερίων και τα αερολύματα που υπάρχουν στην ατμόσφαιρα και περιγράφεται από τον νόμο Beer-Lambert [1] που δίνει τη διαπερατότητα ως συνάρτηση της απόστασης  $d$  και του μήκους κύματος  $\lambda$ :

$$\tau(\lambda, d) = \frac{P_d}{P_0} = e^{-\gamma(\lambda)d} \quad (1)$$

όπου  $P_d$  είναι η ισχύς του σήματος σε απόσταση  $d$ ,  $P_0$  η οπτική εκπεμπόμενη ισχύς και  $\gamma(\lambda)$  η εξασθένηση ή ο συντελεστής εξασθένησης ανά μονάδα μήκους συναρτήσει του  $\lambda$ .

Η εξασθένηση σχετίζεται με τη διαπερατότητα μέσω του τύπου:

$$Att_{dB}(d) = 10 * \log_{10} \left( \frac{1}{\tau(\lambda, d)} \right) \quad (2)$$

Ο συντελεστής εξασθένησης  $\gamma(\lambda)$  είναι η υπέρθεση τεσσάρων συντελεστών:

$$\gamma(\lambda) = \alpha_m(\lambda) + \alpha_a(\lambda) + \beta_m(\lambda) + \beta_a(\lambda) \quad (3)$$

όπου  $\alpha_m$  είναι ο συντελεστής μοριακής απορρόφησης,  $\alpha_a$  ο συντελεστής απορρόφησης των αερολυμάτων,  $\beta_m$  ο συντελεστής μοριακής σκέδασης και  $\beta_a$  ο συντελεστής σκέδασης των αερολυμάτων.

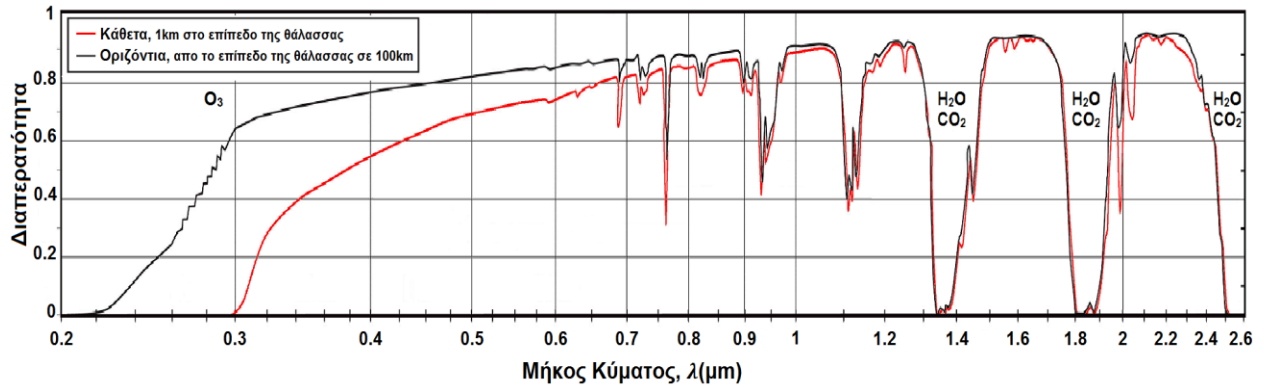
#### 2.1.1 Απορρόφηση

Η μοριακή απορρόφηση είναι αποτέλεσμα της αλληλεπίδρασης μεταξύ της οπτικής ακτινοβολίας και των μορίων του μέσου ( $N_2$ ,  $O_2$ ,  $H_2O$ ,  $Ar$ ,  $CO_2$ ,  $CH_4$ ,  $N_2O$ ,  $CO$ ,  $O_3$ , κλπ).

Ο συντελεστής απορρόφησης  $\alpha_m$  εξαρτάται από τον τύπο των μορίων αερίου και τη συγκέντρωσή τους, οι φασματικές μεταβολές του οποίου καθορίζουν το φάσμα απορρόφησης. Η φύση αυτού του φάσματος οφείλεται στις μεταβολές των ενεργειακών σταθμών εντός της αέριας μάζας.

Τα αέρια μόρια έχουν κβαντισμένες ενεργειακές στάθμες και μπορούν υπό την επίδραση προσπίπτουσας ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας να απορροφούν ενέργεια ή φωτόνια και έτσι να διεγερθούν από μια αρχική ενεργειακή στάθμη σε μια υψηλότερη. Η απώλεια ενός ή περισσότερων φωτονίων, έχει ως αποτέλεσμα την εξασθένηση της μεταδιδόμενης ενέργειας.

Η μοριακή απορρόφηση είναι ένα επιλεκτικό φαινόμενο που έχει ως αποτέλεσμα διαυγείς ζώνες κατάλληλες για διάδοση, τα λεγόμενα ατμοσφαιρικά παράθυρα και αδιαφανείς ζώνες με έντονο το φαινόμενο της απορρόφησης, όπως χαρακτηριστικά απεικονίζονται στο Σχήμα 4 [2]. Όμως το UVC είναι σε μια ενδιάμεση κατάσταση, όπου είναι δυνατή η διάδοση αλλά με αρκετή απορρόφηση.



**Σχήμα 4. Μεταβολή της διαπερατότητας της ατμόσφαιρας λόγω της μοριακής απορρόφησης**

Τα αερολύματα είναι εξαιρετικά λεπτά στερεά ή υγρά σωματίδια, αιωρούμενα στην ατμόσφαιρα, που επηρεάζουν τις συνθήκες της ατμοσφαιρικής εξασθένησης λόγω της χημικής του φύσης, του μεγέθους τους και της συγκέντρωσής τους.

Ο συντελεστής απορρόφησης των αερολυμάτων  $\alpha_a(\lambda)$  είναι [3]:

$$\alpha_a(\lambda) = 10^5 \int_0^{\infty} Q_a\left(\frac{2\pi r}{\lambda}, k\right) \pi r^2 \frac{dN(r)}{dr} dr \quad (4)$$

όπου  $dN(r)/dr$  είναι η κατανομή του μεγέθους των σωματιδίων ανά μονάδα όγκου,  $k$  το φανταστικό μέρος του μιγαδικού δείκτη διάθλασης  $n^*$  και  $Q_a(2\pi r/\lambda, k)$  η διατομή απορρόφησης για δεδομένο τύπο αερολύματος.

Η θεωρία Mie [4] επιτρέπει τον προσδιορισμό του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου που περιθλάται από ομογενή σφαιρικά σωματίδια και τον υπολογισμό της διατομής απορρόφησης  $Q_a$  και σκέδασης  $Q_s$ , που εισάγεται παρακάτω. Οι διατομές εξαρτώνται από το μέγεθος του σωματιδίου, τον δείκτη διάθλασης και το μήκος κύματος της προσπίπτουσας ακτινοβολίας.

Ο δείκτης διάθλασης των αερολυμάτων είναι μιγαδικός και εξαρτάται από τη χημική σύστασή τους. Είναι της μορφής:  $n^* = n + jk$ , στο πραγματικό μέρος  $n$  του οποίου εκφράζεται ο δείκτης διάθλασης και στο φανταστικό μέρος  $k$  ο συντελεστής απορρόφησης του υλικού για συγκεκριμένο μήκος κύματος.

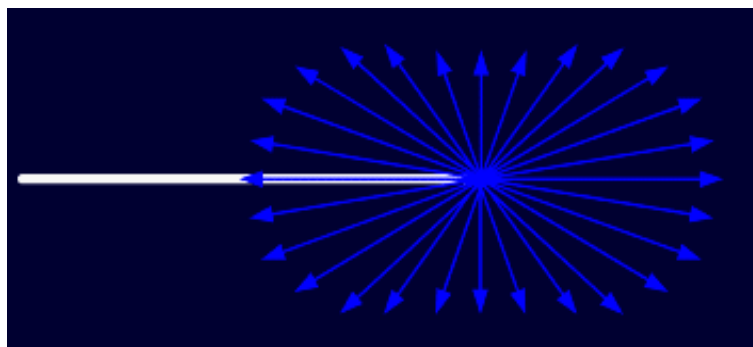
Στο χαμηλά μήκη κύματος το φανταστικό μέρος του δείκτη διάθλασης αυξάνεται, οπότε συμβάλει σημαντικά η απορρόφηση στο UVC. Γίνεται σαφές ότι στα μικρά μήκη κύματος υπάρχει σταθερά μεγάλη απορρόφηση που είναι ιδανική για ασφαλείς επικοινωνίες.

### 2.1.2 Σκέδαση

Η μοριακή σκέδαση ή Rayleigh, σκεδάζει το φως ομοιόμορφα σε όλες τις κατευθύνσεις και οφείλεται στην αλληλεπίδραση του φωτός με τα σωματίδια της ατμόσφαιρας, των οποίων η περιφέρεια  $2\pi r$  είναι πολύ μικρότερη από το μήκος κύματος  $\lambda$  του προσπίπτοντος φωτός. Δηλαδή όταν ισχύει:

$$\frac{2\pi r}{\lambda} \ll 1 \quad (5)$$

Το ταλαντευόμενο ηλεκτρικό πεδίο ενός κύματος ενεργεί επί των φορτίων του μορίου που προσπίπτει, προκαλώντας τα να κινούνται με την ίδια συχνότητα. Ως εκ τούτου, το μόριο γίνεται ένα μικρό δίπολο, την ακτινοβολία του οποίου βλέπουμε ως διάχυτο φως.



**Εικόνα 2. Οπτικοποίηση της σκέδασης Rayleigh**

Η έκφραση του συντελεστή μοριακής σκέδασης  $\beta_m(\lambda)$  είναι [5]:

$$\beta_m(\lambda) = \frac{24\pi^3}{\rho\lambda^4} \left( \frac{n(\lambda)^2 - 1}{n(\lambda)^2 + 2} \right)^2 \left( \frac{6 + 3\delta}{6 - 7\delta} \right) \quad (6)$$

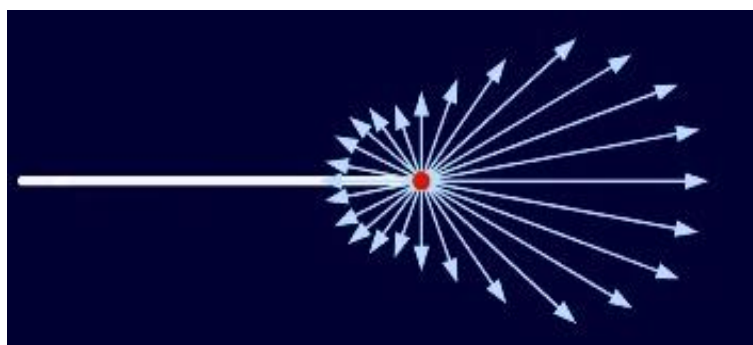
όπου  $\rho$  είναι η μοριακή πυκνότητα, με  $\rho = 2.54743 * 10^{19}$ ,  $\delta$  ο παράγοντας αποπόλωσης του αέρα, με  $\delta \approx 0.035$  και  $n(\lambda)$  ο δείκτης διάθλασης του αέρα [6].

Η εξάρτηση από το  $\lambda^{-4}$  και το μέγεθος των σωματιδίων που βρίσκονται στην ατμόσφαιρα υποδηλώνουν ότι τα μικρότερα μήκη κύματος σκεδάζονται πολύ περισσότερο από τα μεγαλύτερα. Άρα στο UVC δημιουργείται πολύ μεγάλος αριθμός διαδρομών από τον πομπό στον δέκτη.

Η σκέδαση των αερολυμάτων ή Mie, σκεδάζει το φως ως επί το πλείστον προς την εμπρόσθια κατεύθυνση και συμβαίνει όταν το μέγεθος των σωματιδίων είναι της ίδιας τάξης μεγέθους με το μήκος κύματος του προσπίπτοντος φωτός. Δηλαδή να ισχύει:

$$\frac{2\pi r}{\lambda} \approx 1 \quad (7)$$

Η εξασθένηση είναι μια συνάρτηση τόσο της συχνότητας όσο και της ορατότητας που σχετίζεται με την κατανομή του μεγέθους των σωματιδίων.



**Εικόνα 3. Οπτικοποίηση της σκέδασης Mie**

Ο συντελεστής σκέδασης των αερολυμάτων  $\beta_a(\lambda)$  είναι [3]:

$$\beta_a(\lambda) = 10^5 \int_0^{\infty} Q_s \left( \frac{2\pi r}{\lambda}, n \right) \pi r^2 \frac{dN(r)}{dr} dr \quad (8)$$

όπου  $dN(r)/dr$  είναι η κατανομή του μεγέθους των σωματιδίων ανά μονάδα όγκου,  $n$  το πραγματικό μέρος του μιγαδικού δείκτη διάθλασης  $n^*$  και  $Q_s(2\pi r/\lambda, n)$  η διατομή σκέδασης για δεδομένο τύπο αερολύματος.

Η διατομή σκέδασης  $Q_s$ , υπολογίζεται με την υπόθεση ότι τα σωματίδια είναι σφαιρικά και επαρκώς απομακρυσμένα μεταξύ τους, έτσι ώστε η αλληλεπίδραση του πεδίου σκέδασης ενός σωματιδίου με το πεδίο σκέδασης ενός άλλου, να υπολογίζεται στην περιοχή του μακρινού πεδίου.

Η συνάρτηση  $Q_s$  εξαρτάται έντονα από το μέγεθος των αερολυμάτων εν συγκρίσει με το μήκος κύματος. Φτάνει τη μέγιστη τιμή του για σωματίδιο ακτίνας ίσο με το μήκος κύματος, και όταν το μέγεθος του σωματιδίου αυξάνεται, σταθεροποιείται γύρω από μια χαμηλότερη τιμή. Επομένως, είναι μία πολύ επιλεκτική συνάρτηση για σωματίδια μικρότερης ή ίσης διάστασης με το μήκος κύματος.

Η συγκέντρωση, η σύσταση και η κατανομή μεγέθους των αερολυμάτων μεταβάλλεται χρονικά και χωρικά, οπότε είναι δύσκολο να προβλεφθεί η εξασθένηση που οφείλεται σ' αυτά. Παρόλο που η συγκέντρωσή τους είναι στενά συνδεδεμένη με την οπτική ορατότητα, δεν υπάρχει ενιαία κατανομή μεγέθους των σωματιδίων για δεδομένη ορατότητα, καθιστώντας την αναλυτική προσέγγιση μη πρακτική. Οπότε υιοθετήθηκαν εμπειρικοί μέθοδοι που σχετίζονται με την ορατότητα.

Η ορατότητα χαρακτηρίζει τη διαφάνεια της ατμόσφαιρας και μετριέται ως η απόσταση που μια παράλληλη δέσμη φωτεινών ακτίνων ταξιδεύει στην ατμόσφαιρα έως ότου η έντασή της μειωθεί στο 2% της αρχικής τιμής, ή ποιοτικά η απόσταση στην οποία είναι οριακά δυνατή η διάκριση ενός σκοτεινού αντικειμένου στον ορίζοντα [7].

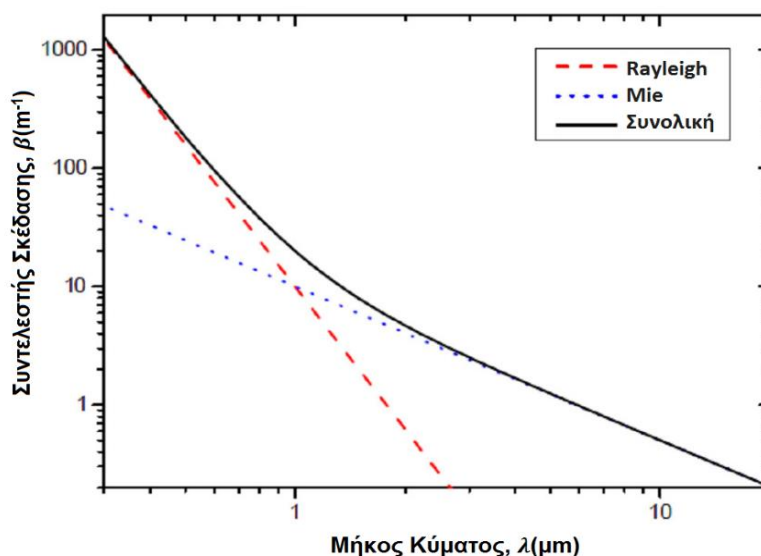
Άρα, ο συντελεστής σκέδασης των αερολυμάτων  $\beta_a(\lambda)$  μπορεί να εκφραστεί και ως:

$$\beta_a(\lambda) = \frac{3.91}{V} \left( \frac{\lambda}{550} \right)^{-q} \quad (9)$$

όπου  $V$  είναι η ορατότητα και  $q$  ένας παράγοντας που εξαρτάται από την κατανομή μεγέθους των σωματιδίων, για το οποίο ισχύει [8]:

$$q = \begin{cases} 0.585 \cdot V^{1/3}, & V < 6km \\ 1.3, & 6km < V < 50km \\ 1.6, & V > 50km \end{cases} \quad (10)$$

Άρα, στο UVC αυξάνονται οι διαδρομές από τον πομπό στον δέκτη, αν και με μικρότερη εξάρτηση από το μήκος κύματος ( $\lambda^0 < \lambda^{-q} < \lambda^{-1.6}$ ) σε σχέση με την Rayleigh ( $\lambda^{-4}$ ), όπως φαίνεται και από το Σχήμα 5 [9]. Επίσης, γίνεται σαφές ότι στα μικρά μήκη κύματος υπάρχει σταθερά μεγάλη σκέδαση που είναι ιδανική για NLOS επικοινωνίες.



Σχήμα 5. Κατά προσέγγιση μεταβολή συντελεστών σκέδασης Rayleigh και Mie

### 2.1.3 Σπινθηρισμοί

Καθώς ο αέρας θερμαίνεται από τον ήλιο, ορισμένοι θύλακες αέρα θερμαίνονται περισσότερο από άλλους. Αυτό προκαλεί αλλαγές στον δείκτη διάθλασης, ο οποίος με τη σειρά του αλλάζει τη διαδρομή του φωτός καθώς διαδίδεται στο μέσο. Επειδή αυτοί οι θύλακες αέρα δεν είναι σταθεροί στον χρόνο ή στον χώρο, η αλλαγή του δείκτη διάθλασης φαίνεται να ακολουθεί μια τυχαία κίνηση που μοιάζει με στροβιλισμό.

Το μέτωπο κύματος ποικίλει ομοίως, προκαλώντας εστίαση και απόκλιση της φωτεινής δέσμης. Αυτές οι διακυμάνσεις του σήματος ονομάζονται σπινθηρισμοί. Το πλάτος και η συχνότητα των σπινθηρισμών εξαρτώνται από το μέγεθος των θυλάκων συγκρινόμενο με τη διάμετρο της δέσμης.

Τα αποτελέσματα των σπινθηρισμών περιγράφεται από τη λογαριθμική διακύμανση του πλάτους του παρατηρούμενου σήματος, που ορίζεται ως η σχέση μεταξύ του στιγμιαίου πλάτους και της μέσης τιμής του. Για ασθενείς στροβιλισμούς, η διακύμανση του σπινθηρισμού  $\sigma_{\chi}^2$  μπορεί να εκφραστεί ως [10]:

$$\sigma_{\chi}^2 = 0.124 \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right)^{7/6} d^{11/6} C_n^2 \quad (11)$$

όπου  $C_n^2$  είναι η δομική παράμετρος, που αντιπροσωπεύει την ένταση των στροβιλισμών.

Η παραπάνω σχέση υποδηλώνει ότι οι σπινθηρισμοί είναι ισχυροί στο UVC, όμως για αποστάσεις που δεν υπερβαίνουν τα μερικά μέτρα, οι επιδράσεις τους θεωρούνται αμελητέες.

## 2.2 Επίδραση Μετεωρολογικών Φαινομένων

Όπως σημειώθηκε παραπάνω, η σκέδαση Mie εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από την ορατότητα, η οποία επηρεάζεται από τις καιρικές συνθήκες.

### 2.2.1 Ομίχλη

Η ομίχλη αποτελείται από μικροσκοπικά σταγονίδια νερού προερχόμενα από τη συμπύκνωση των υδρατμών της ατμόσφαιρας και σχηματίζεται πολύ κοντά στην επιφάνεια της Γης προκαλώντας ελάττωση της ορατότητας.

Η σύνθεση και η κατανομή μεγέθους ποικίλλουν σημαντικά και χρησιμοποιείται η μέθοδος της ορατότητας για τους υπολογισμούς. Όταν η ορατότητα μειώνεται κάτω από τα 4km χαρακτηρίζεται ως αχλή, ενώ όταν μειώνεται κάτω από τα 500m χαρακτηρίζεται ως ομίχλη, με αρκετές διαβαθμίσεις μέχρι τα 50m. Όσο πιο πυκνό γίνεται αυτό το φαινόμενο, τόσο αυξάνει η απορρόφηση και πολύ περισσότερο η σκέδαση στο UVC φάσμα.

### 2.2.2 Υετός

Υετός ονομάζεται κάθε πτώση στο έδαφος προϊόντων του ύδατος σε υγρή ή στερεά μορφή, τα οποία προέρχονται από συμπύκνωση των υδρατμών της ατμόσφαιρας. Κυριότερες μορφές του υετού είναι η βροχή, το χιονόνερο, το χαλάζι και το χιόνι.

Κατηγοριοποιείται ανάλογα με την ένταση πτώσης ύδατος στο έδαφος και μετρείται με ειδικό όργανο, το βροχόμετρο, σε χιλιοστά ύδατος ανά ώρα.

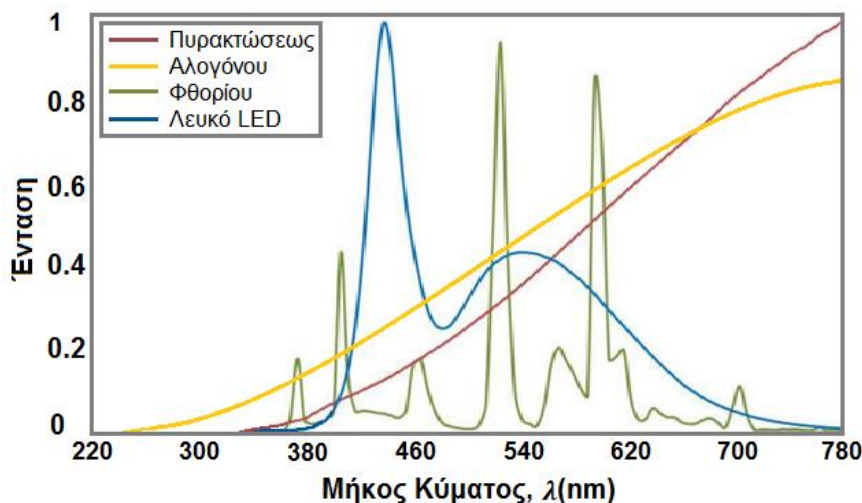
Η ένταση είναι αυτή που καθορίζει πόσο θα επηρεαστεί η διάδοση και περιγράφεται από τη γεωμετρική οπτική ή μη επιλεκτική σκέδαση η οποία παίρνει το όνομά της από το γεγονός ότι όλα τα μήκη κύματος σκεδάζονται εξίσου. Αυτό συμβαίνει διότι τα μεγέθη των κατακρημνισμάτων του υετού είναι μεγαλύτερης τάξης μεγέθους από τα μήκη κύματος διάδοσης [11].

## 2.3 Παρεμβολές και Θόρυβος

Προκειμένου να σχεδιαστεί ένα σύστημα επικοινωνίας είναι απαραίτητη η γνώση των παρεμβολών και του θορύβου περιβάλλοντος.

### 2.3.1 Τεχνητή Ακτινοβολία

Οι πιο κοινές πηγές τεχνητής ακτινοβολίας είναι οι λαμπτήρες πυρακτώσεως, οι λαμπτήρες αλογόνου, οι λαμπτήρες φθορίου και οι λαμπτήρες λευκού LED. Στο Σχήμα 6 φαίνεται το τυπικό φάσμα που εκπέμπεται για καθένα από αυτούς τους λαμπτήρες.



Σχήμα 6. Φάσμα τεχνητών πηγών φωτός

Είναι ευδιάκριτο πως η τεχνητή ακτινοβολία επικεντρώνεται στην περιοχή του ορατού φωτός και το UVC, επηρεάζεται ελάχιστα από αυτήν.

### 2.3.2 Ηλιακή Ακτινοβολία

Η ήλιος εκπέμπει ένα ευρύ ανομοιόμορφο φάσμα από το Υπεριώδες μέχρι το Υπέρυθρο. Ένα μέρος της ηλιακής ακτινοβολίας απορροφάται από την ατμόσφαιρα, δίνοντας διαφορετικό φάσμα στην επιφάνεια της Γης από ότι στο διάστημα. Στο εύρος του UVC απορροφάται σχεδόν ολοκληρωτικά από το όζον που υπάρχει στην ανώτερη ατμόσφαιρα, με κορυφή απορρόφησης τα 255nm, δημιουργώντας αυτό που ονομάζουμε ηλιακά τυφλή περιοχή. Ως εκ τούτου, τα συστήματα που λειτουργούν σε αυτήν τη φασματική περιοχή επηρεάζονται ελάχιστα από την ακτινοβολία του ήλιου.

Με τη χαμηλή ακτινοβολία περιβάλλοντος, ανοίγει ο δρόμος για τη χρήση δεκτών με ευρύ οπτικό πεδίο, που οι επιδόσεις τους περιορίζονται από το μικρό πλήθος των ανιχνευόμενων φωτονίων και όχι από τις παρεμβολές του περιβάλλοντος.

### 2.3.3 Θόρυβος Βολής

Ο θόρυβος βολής δηλώνει τον ενδογενή κβαντικό θόρυβο του οπτικού σήματος, μετά την εξομάλυνσή του από το πέρασμα από διατάξεις πεπερασμένου εύρους ζώνης του οπτικού δέκτη. Ο κβαντικός θόρυβος εμφανίζεται όταν το φωτεινό σήμα γίνεται τόσο ασθενές ώστε η κβαντική του φύση, με την άφιξη των διακριτών φωτονίων, γίνεται έκδηλη. Είναι ένας θόρυβος που μπορεί να μοντελοποιηθεί με ακρίβεια από μια τυχαία διαδικασία Poisson, όπου το ωφέλιμο σήμα δίνεται από τη μέση τιμή της κυματομορφής που προκύπτει από τις εξομαλυμένες ωθήσεις ηλεκτρικού φορτίου που γεννώνται στον φωτοανιχνευτή κατά την άφιξη διακριτών φωτονίων.

Ο θόρυβος βολής μπορεί να κυριαρχεί όταν ο πεπερασμένος αριθμός φωτονίων είναι επαρκώς μικρός, έτσι ώστε οι αβεβαιότητες που οφείλονται στην κατανομή Poisson να είναι σημαντικές.

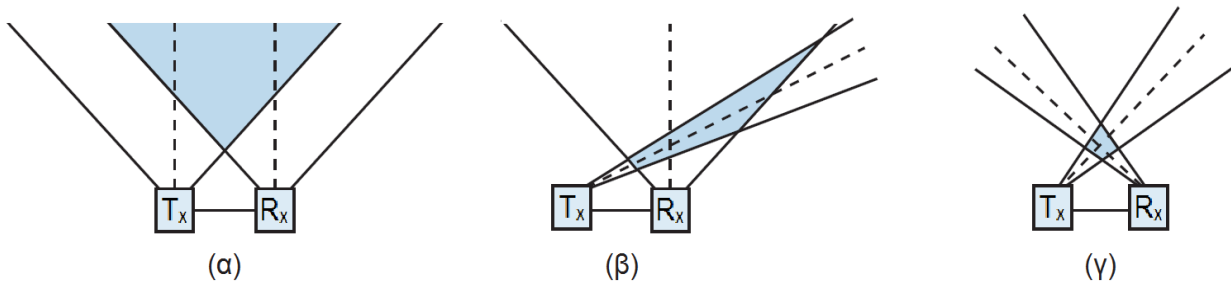
## 2.4 Εύρος Ζώνης

Τα NLOS συστήματα επικοινωνίας βασίζονται στη σκέδαση για να μεταφερθεί η πληροφορία από τον πομπό στον δέκτη, μέσω του κοινού όγκου του κώνου εκπομπής και του κώνου αποδοχής. Αυτός ο τρόπος λειτουργίας, μπορεί να ιδωθεί ως ένας μεγάλος αριθμός μικροσκοπικών σταθμών αναμετάδοσης, όπου κάθε σταθμός βρίσκεται σε διαφορετικό σημείο στον χώρο, παρέχοντας διαφορετικές διαδρομές.

Κάθε σήμα φθάνει στον δέκτη σε ελαφρώς διαφορετικό χρόνο και με ελαφρώς διαφορετική ενέργεια, με αποτέλεσμα η συμβολή τους να προκαλεί χρονική διαπλάτυνση του λαμβανόμενου σήματος, που ισοδυναμεί με μείωση του εύρους ζώνης. Η χρονική διαπλάτυνση αντιπροσωπεύει την κρουστική απόκρουση του καναλιού, της οποίας ο μετασχηματισμός Fourier δίνει το εύρος ζώνης.

Η χρονική διαπλάτυνση καθορίζεται από το μέγεθος και το σχήμα του κοινού όγκου που διαμορφώνεται από την απόσταση και τις γωνίες ανύψωσης του πομπού και του δέκτη.

Το μέγεθος του ληφθέντος σήματος καθορίζεται από την πυκνότητα των φωτονίων που εκπέμπονται και τα χαρακτηριστικά των σωματιδίων που σκεδάζουν εντός του κοινού όγκου.



Σχήμα 7. NLOS διαμορφώσεις

Όπου ο κοινός όγκος είναι σχετικά μικρός όπως φαίνεται στο Σχήμα 7(γ), η κρουστική απόκρουση θα είναι της τάξης των 100ns και η θεωρητική χωρητικότητα του καναλιού περιορίζεται μόνο από τη σηματοθορυβική σχέση.

Όπου ο κοινός όγκος είναι σχετικά μεγάλος όπως φαίνεται στο Σχήμα 7(α), η κρουστική απόκρουση θα είναι της τάξης των 1000ns και η θεωρητική χωρητικότητα του καναλιού θα είναι της τάξης των εκατοντάδων kbps, εάν η σηματοθορυβική σχέση είναι επαρκής.

### 3. ΕΞΑΓΩΓΗ ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΩΝ ΠΟΜΠΟΔΕΚΤΗ ΣΤΟ ΥΠΕΡΙΩΔΕΣ

Με βάση τις ιδιαιτερότητες της NLOS επικοινωνίας στο UVC παρακάτω εξετάζονται οι βασικές παράμετροι ενός συστήματος επικοινωνίας.

#### 3.1 Ρυθμός Σηματοδοσίας

Η σηματοθρομβική σχέση είναι πολύ χαμηλή διότι οι απώλειες διάδοσης λόγω της σκέδασης και της απορρόφησης είναι πολύ μεγάλες, της τάξης των 70-90dB σε απόσταση 10m, ανάλογα με τη γωνία ανύψωσης πομπού και δέκτη. Και η ισχύς εκπομπής είναι χαμηλή, της τάξης του 1mW.

Ο ρυθμός της σηματοδοσίας θα είναι αρκετά χαμηλός, της τάξης των kbps καθώς ο λόγος σήματος προς θόρυβο που εκφράζεται και ως  $E_b/N_0$  όπου  $E_b$  ενέργεια bit και  $N_0$  η φασματική πυκνότητα ισχύος λευκού θορύβου, βελτιώνεται αυξάνοντας τη διάρκεια του bit με δεδομένο τον περιορισμό της ισχύος εκπομπής.

#### 3.2 Αντοχή στον Θόρυβο

Υπάρχουν διαφορετικοί τύποι σχημάτων διαμόρφωσης που είναι κατάλληλοι για FSO συστήματα επικοινωνίας.

Δεδομένου ότι η μέση εκπεμπόμενη οπτική ισχύς είναι χαμηλή για λόγους εξοικονόμησης ενέργειας και σωματικής ασφάλειας, οι διαφορετικές τεχνικές διαμόρφωσης συγκρίνονται συνήθως ως προς τη μέση λαμβανόμενη οπτική ισχύ που απαιτείται για την επίτευξη ενός επιθυμητού ποσοστού σφάλματος bit (BER) σε δεδομένο ρυθμό δεδομένων. Ένα αποδοτικό σύστημα διαμόρφωσης είναι επιθυμητό προκειμένου να μεγιστοποιηθεί ο λόγος της μέγιστης προς τη μέση ισχύ.

Οι οπτικές επικοινωνίες είναι κατάλληλες για Διαμόρφωση Έντασης και Άμεση Φώραση (Intensity Modulation Direct Detection) και τεχνικές διαμόρφωσης βασικής ζώνης, οι οποίες είναι εγγενώς απλούστερες στην εφαρμογή από αυτές της σύμφωνης διαμόρφωσης.

Η απλούστερη τεχνική διαμόρφωσης βασικής ζώνης είναι η On-Off-Keying (OOK), όπου το 1 σηματοδοτείται με τη μετάδοση ενός παλμού φωτός και το 0 σηματοδοτείται από τη μη μετάδοση.

Ένα πιο εξελιγμένο σχήμα διαμόρφωσης βασικής ζώνης είναι η Διαμόρφωση Θέσης Παλμού (Pulse Position Modulation-PPM). Έχει μελετηθεί εκτενώς στις οπτικές επικοινωνίες και έχει επικρατήσει στη βιβλιογραφία λόγω της ανωτερότητας της στην απόδοση σε σύγκριση με οποιαδήποτε άλλη τεχνική διαμόρφωσης βασικής ζώνης.

Σε αυτό το σχήμα διαμόρφωσης, ένα σύμβολο L-PPM αποτελείται από έναν παλμό μιας χρονοθυρίδας εντός των  $L (= 2^M)$  όπου  $M > 0$  είναι ένας ακέραιος αριθμός) πιθανών χρονοθυρίδων, με τις υπόλοιπες θέσεις να είναι άδειες.

Κάθε μπλοκ των  $\log_2 L$  δεδομένων bit αντιστοιχείται σε ένα από τα  $L$  πιθανά σύμβολα. Κάθε σύμβολο αποτελείται από έναν παλμό σταθερής ισχύος  $P$  που καταλαμβάνει μία χρονοθυρίδα, με τις υπόλοιπες  $L - 1$  χρονοθυρίδες κενές. Η θέση του παλμού αντιστοιχεί στη δεκαδική τιμή των  $\log_2 L$  bit δεδομένων. Έτσι η πληροφορία κωδικοποιείται από τη θέση του παλμού μέσα στο σύμβολο.

Ο ρυθμός των bit είναι  $R_b = \log_2 L / L \cdot T_s$  όπου  $T_s$  η διάρκεια της χρονοθυρίδας του PPM και όπως και στο OOK, η χρονική αναφορά μπορεί να ληφθεί από το σήμα. Η μέση ισχύς μπορεί να γραφτεί ως  $P_{PPM} = A^2 / L$  όπου  $A$  είναι το πλάτος του παλμού.

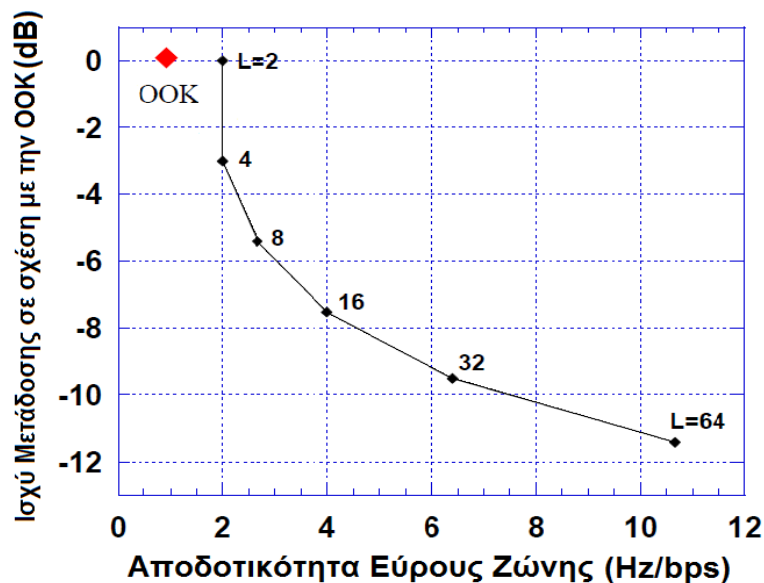
Στον Πίνακα 1 απεικονίζεται η αντιστοίχιση των μοτίβων bit με τα μοτίβα των παλμών για το 4-PPM.

**Πίνακας 1. Αντιστοίχιση δεδομένων εισόδου σε μεταδιδόμενα σύμβολα για 4-PPM**

Δεδομένα Bit	4-PPM
00	
01	
10	
11	

Στον πομπό διαμορφώνεται το 4-PPM σύμβολο ανάλογα με τα δεδομένα εισόδου, ενώ στην πλευρά του δέκτη ανιχνεύεται η χρονοθυρίδα που περιέχει τον παλμό και εκτελείται η αντίστροφη διαδικασία αντιστοίχισης για να ανακτηθούν τα bit.

Επίσης, μπορεί να υλοποιηθεί ένας αποδιαμορφωτής PPM μέγιστης πιθανοφάνειας, αποφεύγοντας έτσι την ανάγκη για ένα κατώφλι ανίχνευσης. Η ευαισθησία ενός αποδιαμορφωτή μέγιστης πιθανοφάνειας είναι 1.5dB καλύτερη από έναν αποδιαμορφωτή κατωφλίου και η PPM απαιτεί περίπου  $(1/2 L \cdot \log_2 L)^{1/2}$  λιγότερη ισχύ από την OOK. Ωστόσο, η PPM έχει μεγαλύτερη πολυπλοκότητα και μεγαλύτερες απαιτήσεις σε εύρος ζώνης από την OOK, με έναν συντελεστή  $L/\log_2 L$ . Το πλεονέκτημα ισχύος της L-PPM σε σχέση με την OOK απεικονίζεται στο Σχήμα 8 [12].



**Σχήμα 8. Αποδοτικότητα εύρους ζώνης της PPM και ισχύ μετάδοσης σε σχέση με την OOK**

Όπως είναι εμφανές από το Σχήμα 8, όσο αυξάνεται η τάξη  $L$  του PPM, τόσο μειώνεται η απαίτηση σε ισχύ και αυξάνεται σε εύρος ζώνης.

Στη μετάδοση που μελετάμε, υπάρχει διαθέσιμο εύρος ζώνης τόσο ώστε να αξιοποιήσουμε στο έπακρο αυτήν την ιδιότητα του PPM, καθώς ο περιοριστικός παράγοντας είναι ο χαμηλός λόγος σήματος προς θόρυβο.

Από την άλλη όμως δεν μπορούμε να μπορούμε να ανέβουμε ψηλά σε τάξη διότι μικραίνει η διάρκεια του παλμού  $T_s = T_F/L$  με αποτέλεσμα να μην μπορεί να συλληχθεί ικανός αριθμός φωτονίων στον δέκτη.

Άρα επιλέγουμε 4-PPM συμβιβάζοντας το διαθέσιμο εύρος ζώνης με τον χαμηλό λόγο σήματος προς θόρυβο.

## 4. ΠΟΜΠΟΔΕΚΤΗΣ

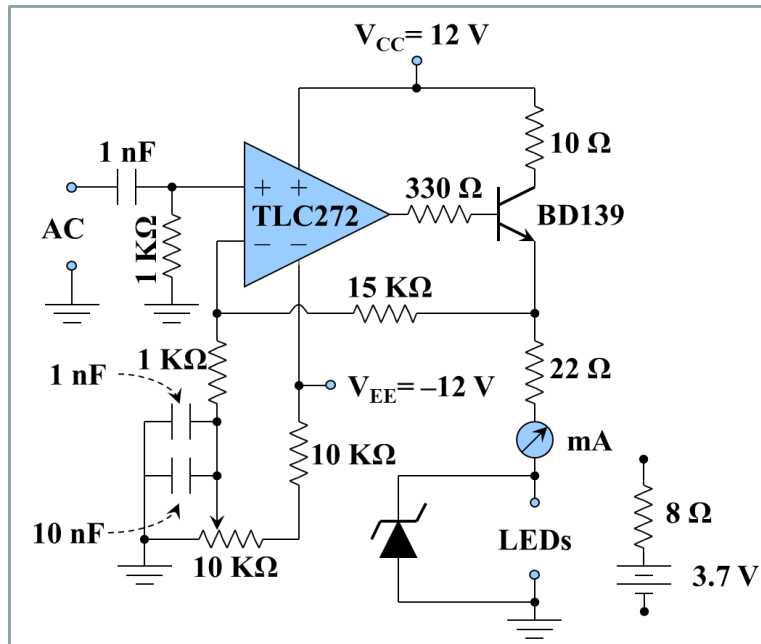
Λαμβάνοντας υπόψιν τις προδιαγραφές που καθορίστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο, σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε το αναλογικό και το ψηφιακό τμήμα του πομποδέκτη.

### 4.1 Αναλογικό Τμήμα Πομποδέκτη

Περιλαμβάνει τα LEDs, το κύκλωμα οδήγησης και τον ενισχυτή διαντίστασης του φωτοπολλαπλασιαστή, τον φωτοπολλαπλασιαστή και το τροφοδοτικό υψηλής τάσης του φωτοπολλαπλασιαστή.

#### 4.1.1 Κύκλωμα Οδήγησης

Βασίζεται σε ένα κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή (TLC272) [13] σε μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία, με ακόλουθο εκπομπού (BD139) στην έξοδο.



Σχήμα 9. Κύκλωμα οδήγησης

Όπως φαίνεται από το Σχήμα 9 ο τελεστικός τροφοδοτείται με διπλή τροφοδοσία  $\pm 12V$  και περιλαμβάνει δυνατότητα ρύθμισης του ρεύματος DC που διαρρέει τα LEDs. Επίσης, περιλαμβάνει προστασίες υπερέυματος με τις αντιστάσεις  $10\Omega + 22\Omega$  και υπερτάσης με τη δίοδο Zener.

Στην ουσία πρόκειται για έναν ενισχυτή διαγωγιμότητας, όπου το AC ρεύμα εξόδου υπολογίζεται από τη σχέση:

$$I_{outpeak} = \frac{7.2 * V_{inpeak}}{22\Omega + R_{LED}} \quad (12)$$

Όπου το μέγεθος 7.2 μετρήθηκε πειραματικά,  $V_{inpeak}$  είναι η μέγιστη τιμή της τάσης εισόδου και  $R_{LED}$  η ισοδύναμη αντίσταση Thevenin του LED.

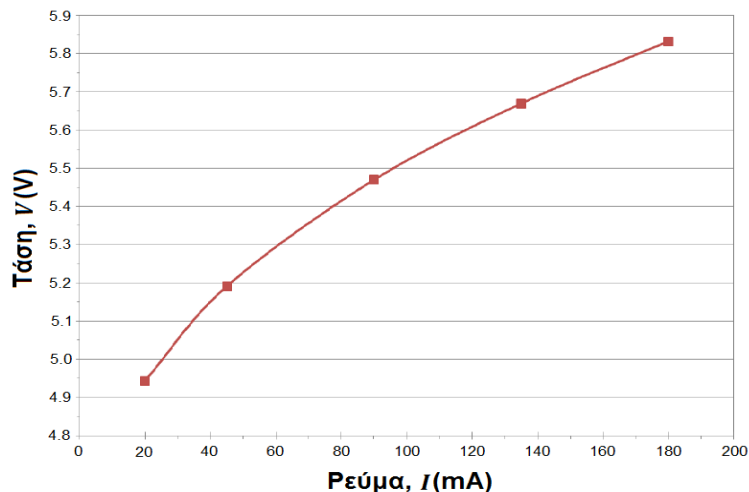
Ακόμη, στο κύκλωμα απεικονίζεται και το ισοδύναμο Thevenin του LED, δηλαδή πηγή τάσης 3.7V και αντίσταση σε σειρά 8Ω. Η τάση προκύπτει από τη χαρακτηριστική Τάσης-Ρεύματος των LEDs, στο σημείο όπου η καμπύλη τέμνει τον κατακόρυφο άξονα και η αντίσταση προκύπτει από την κλίση της ίδιας χαρακτηριστικής, που παρουσιάζεται στο Σχήμα 10.

Η μέγιστη τιμή του ρεύματος όλων των LEDs περιορίζεται στα 0.31A.

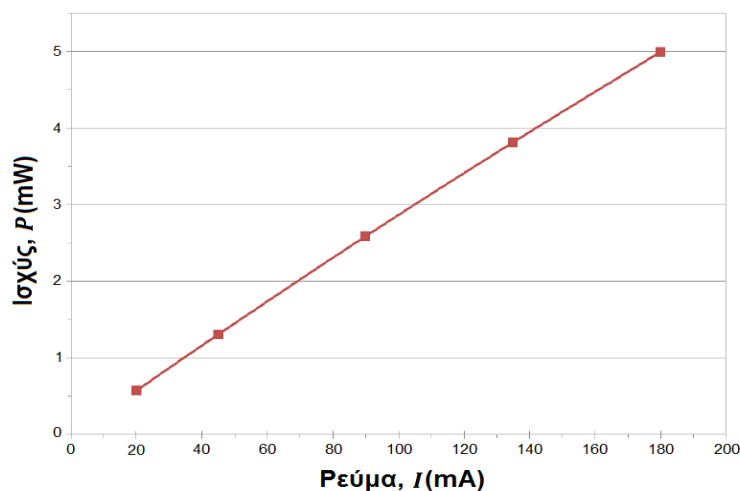
### 4.1.2 LED

Χρησιμοποιούνται 4 κελύφη UVCLEAN LEDs [14] μικρού αποτυπώματος που περιλαμβάνουν ημισφαιρικό φακό εστίασης σε διάταξη 2x2, με κάθε κέλυφος να περιέχει 9 στοιχειώδη LEDs σε διάταξη 3x3.

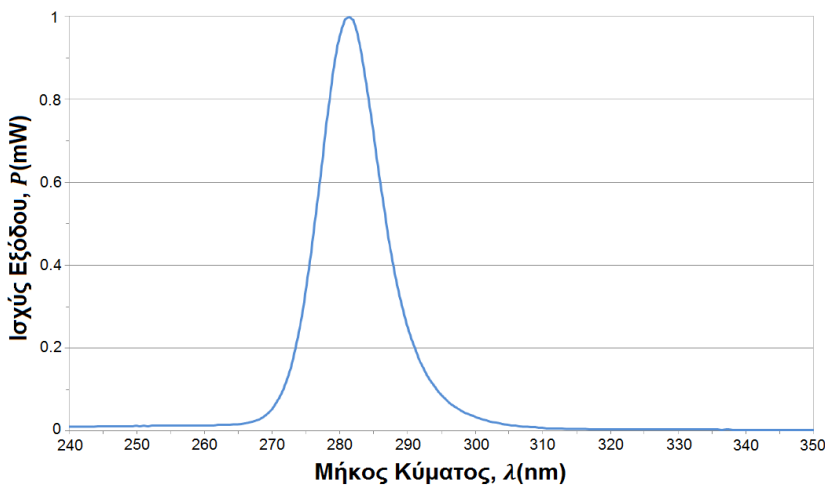
Το ρεύμα πόλωσης είναι 20mA σε κάθε ένα LED και 80mA συνολικά.



Σχήμα 10. Χαρακτηριστική Τάσης-Ρεύματος των LEDs



Σχήμα 11. Χαρακτηριστική Ισχύος-Ρεύματος των LEDs



Σχήμα 12. Φάσμα των LEDs

### 4.1.3 Φωτοπολλαπλασιαστής

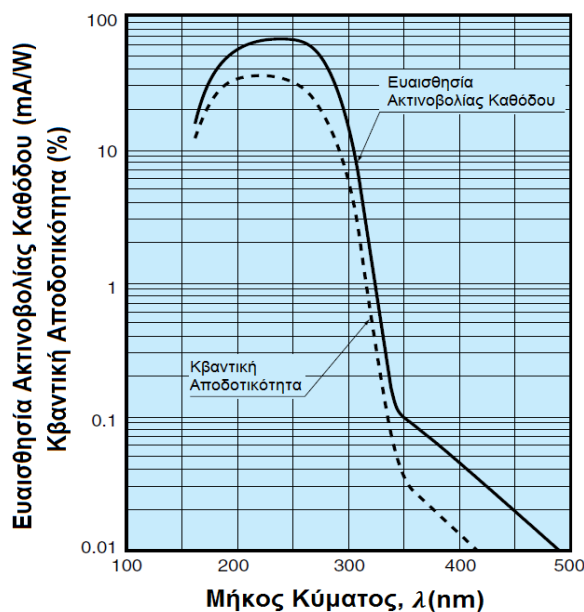
Χρησιμοποιείται ο R7154 [15] που αποτελείται από μια υψηλής ευαισθησίας κάθοδο 9 σταδίων που λειτουργεί στην ηλιακά τυφλή περιοχή.

Η λειτουργία του φωτοπολλαπλασιαστή είναι να μετατρέπει την οπτική είσοδο σε ηλεκτρική έξοδο και χαρακτηρίζεται από την αποκρισιμότητα που δίνει την απόδοση αυτής της μετατροπής:

$$R = \frac{q_{eff} * e}{h * f} \quad (13)$$

όπου  $q_{eff}$  είναι η κβαντική απόδοση, δηλαδή το ποσοστό των πρωτευόντων ηλεκτρονίων που θα γεννηθούν από τα φωτόνια που θα πέσουν στην κάθοδο,  $e$  το φορτίο του ηλεκτρονίου,  $f$  η συχνότητα και  $h = 6.626070040 * 10^{-34} J \cdot s$  η σταθερά του Planck.

Έχει φασματική απόκριση από τα 160nm μέχρι τα 320nm και αποτελείται από μια κάθοδο κατασκευασμένη από Καίσιο-Τελλούριο και από 9 διαδοχικές διόδους κατασκευασμένες από Αντιμόνιο-Καίσιο. Οι διόδους παράγουν διαδοχικά πολλαπλάσια ηλεκτρόνια δευτερογενώς, προσομοιάζοντας το φαινόμενο της χιονοστιβάδας, τα οποία συλλέγονται στην άνοδο. Η ευαισθησία ακτινοβολίας της καθόδου είναι 62mA/W στα 254nm και η κβαντική αποδοτικότητα της είναι 30%, στο ίδιο μήκος κύματος, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 13.



Σχήμα 13. Φασματική απόκριση καθόδου

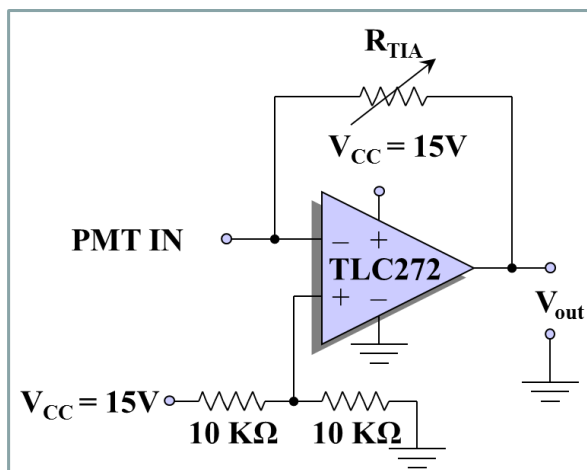
### 4.1.4 Τροφοδοτικό Υψηλής Τάσης Φωτοπολλαπλασιαστή

Χρησιμοποιείται ο C4900 [16], ένα συμπαγές τροφοδοτικό που πετυχαίνει υψηλή απόδοση με χαμηλή κατανάλωση ενέργειας. Δέχεται ως είσοδο τάση 15V και στην έξοδο δίνει μεταβλητή τάση έως 1250V, με μέγιστο ρεύμα τα 0.5mA.

Η τάση εξόδου αυξάνει γραμμικά με την τάση ελέγχου και δίνεται από  $V_{out} = V_{control} * 250V$ , όπου το  $V_{control}$  ρυθμίζεται με εξωτερικό ποτενσιόμετρο.

#### 4.1.5 Ενισχυτής Διαντίστασης Φωτοπολλαπλασιαστή

Βασίζεται σε ένα κύκλωμα ενισχυτή διαντίστασης με τελεστικό ενισχυτή (TLC272) [13].



Σχήμα 14. Κύκλωμα ενισχυτή διαντίστασης

Η τάση εξόδου δίνεται από τη σχέση  $V_{out} = R_{TIA} * I_{in}$ , λειτουργεί με εικονική γη και η τάση ηρεμίας εξόδου δίνεται ως  $V_{CC}/2 = 15V/2 = 7.5V$ .

Στην έξοδο της συνδέεται πυκνωτής σύζευξης για την αποκοπή της συνεχούς συνιστώσας των 7.5V.

Το εύρος ζώνης οδήγησης LED και ενισχυτή διαντίστασης υπερβαίνει τα 20KHz και είναι αρκετό για τους ρυθμούς σηματοδότησης που χρησιμοποιήσαμε.

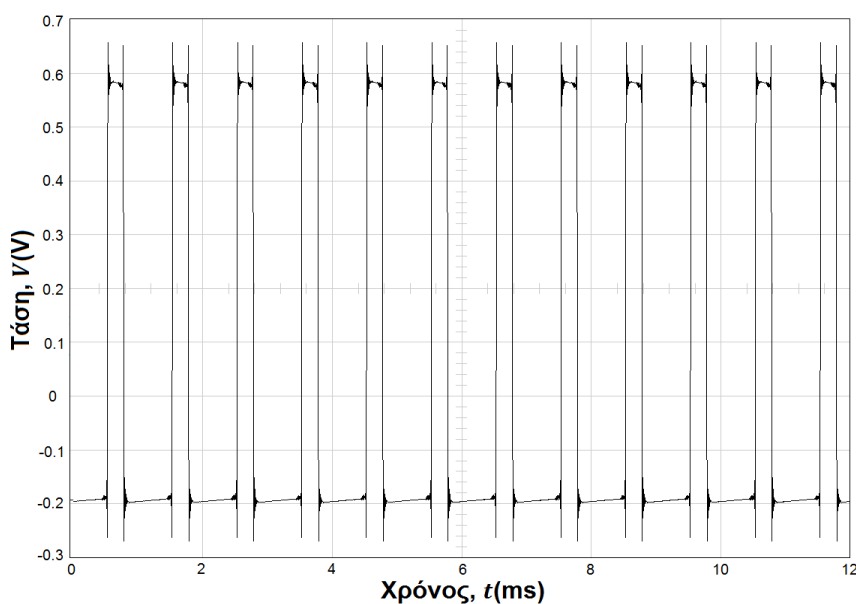
### 4.2 Ψηφιακό Τμήμα Πομποδέκτη

Περιλαμβάνει το λογισμικό που χρησιμοποιήθηκε για να αναπτυχθεί το ψηφιακό μέρος του πομποδέκτη, αλλά και την κάρτα ήχου δια μέσου της οποίας συνδέεται με το υλικό.

#### 4.2.1 Κάρτα Ήχου

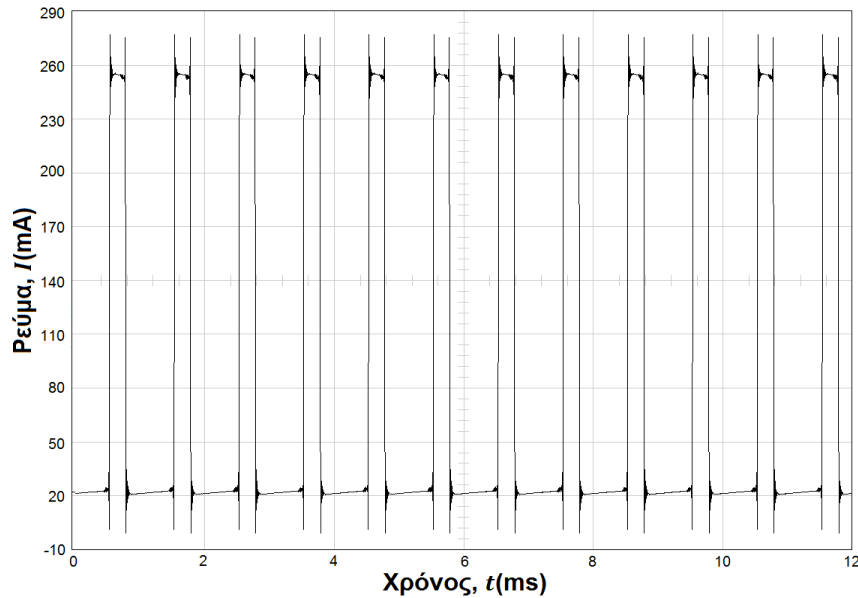
Η κάρτα ήχου δίνει μέγιστη τάση  $\pm 1V$ .

Στο Σχήμα 15 φαίνεται η διαμόρφωση 4-PPM, όπως βγαίνει από την κάρτα ήχου, η έξοδος της οποίας είναι η είσοδος του κυκλώματος οδήγησης.



Σχήμα 15. Έξοδος κάρτας ήχου

Από το Σχήμα 15 προκύπτει ότι  $V_{inpeak} = 0.8V$  και από τη Σχέση 12 υπολογίζεται το ρεύμα εξόδου του κυκλώματος οδήγησης σε  $I_{outpeak} = 240mA$  για όλα τα LEDs.



Σχήμα 16. Έξοδος κυκλώματος οδήγησης

Από το Σχήμα 16 και με βάση τη χαρακτηριστική Ισχύος-Ρεύματος των LEDs θα πάρουμε την οπτική ισχύ κορυφής.

$$P_{peak} = LEDs * (P_{max} - P_{min}) = 4 * (1.9mW - 0.1mW) = 7.2mW \quad (14)$$

Με τη μέση ισχύ να είναι:

$$P_{avg} = duty\_cycle * P_{peak} = \frac{1}{4} * 7.2mW = 1.8mW \quad (15)$$

όπου το duty\_cycle προκύπτει από τη διαμόρφωση 4-PPM και είναι ο λόγος της διάρκειας του παλμού προς τη διάρκεια του συμβόλου.

#### 4.2.2 Simulink

Το Simulink αναπτύχθηκε από τη MathWorks και είναι ένα γραφικό περιβάλλον προγραμματισμού για σχεδιασμό, προσομοίωση και ανάλυση ενσωματωμένων συστημάτων και αυτόματη δημιουργία κώδικα. Παρέχει ένα γραφικό εργαλείο σχηματικού διαγράμματος, προσαρμόσιμες βιβλιοθήκες δομικών στοιχείων, και επιπλέον για μοντελοποίηση και προσομοίωση δυναμικών συστημάτων.

Το βασικό προτέρημα του Simulink είναι ότι μπορούμε να σχεδιάσουμε μοντέλα, χωρίς να γράφουμε κώδικα, αλλά χρησιμοποιώντας τα δομικά στοιχεία που παρέχει. Τα μοντέλα του είναι ιεραρχικά δομημένα, το οποίο σημαίνει ότι κάθε μοντέλο αποτελείται από δομικά στοιχεία τα οποία με τη σειρά τους μπορεί να περιέχουν άλλα δομικά στοιχεία. Αυτή η προσέγγισή μας βοηθά να κατανοήσουμε πώς οργανώνεται το μοντέλο και πως τα διάφορα μέρη του αλληλεπιδρούν μεταξύ τους.

Επίσης, είναι διαδραστικό καθώς μπορούμε οποιαδήποτε στιγμή, στη φάση της ανάπτυξης του μοντέλου, να το προσομοιώσουμε και να αλλάξουμε τις παραμέτρους του. Επιπρόσθετα, με τους ψηφιακούς παλμογράφους και τα διάφορα άλλα δομικά στοιχεία που παρέχει, μας επιτρέπει να δούμε τη συμπεριφορά του μοντέλου και να εντοπίσουμε τα λάθη κατά τη διάρκεια της εκτέλεσής του.

Ακόμη, προσφέρει στενή σύνδεση με το MATLAB, επιτρέποντας εξαγωγή αποτελεσμάτων προσομοίωσης σε αυτό για περαιτέρω ανάλυση και ενσωμάτωση αλγορίθμων από αυτό στα μοντέλα του Simulink.

Τέλος, τα μοντέλα που αναπτύσσονται σε αυτό μπορούν να χρησιμοποιηθούν είτε ως κώδικας, είτε ως εκτελέσιμα και να συνδεθούν με το υλικό της εφαρμογής που αναπτύσσουμε.

## 5. ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΠΟΜΠΟΥ

Το ψηφιακό τμήμα του πομπού είναι υπεύθυνο για τη γένεση των προς μετάδοση δεδομένων, την ενθυλάκωσή τους σε κατάλληλο πλαίσιο, την κωδικοποίηση καναλιού και την προετοιμασία του τελικού σήματος που θα αποσταλεί στον ψηφιοαναλογικό μετατροπέα της κάρτας ήχου.

### 5.1 Πλαίσιο

Για να μεταδοθούν τα δεδομένα, τα ενθυλακώνουμε σε ένα πλαίσιο, η δομή του οποίου φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 17. Πλαίσιο μετάδοσης σήματος

Στο Simulink η επεξεργασία γίνεται σε ομάδες δειγμάτων, τα υποπλαίσια, και λειτουργεί χρησιμοποιώντας διανύσματα. Με τον τρόπο αυτόν, μεγιστοποιείται η αποδοτικότητα του συστήματος, καθώς μπορούμε να επεξεργαστούμε πολλαπλά δείγματα ταυτόχρονα.

Πριν τα δεδομένα προηγούνται οχτώ υποπλαίσια πιλότων, έπειτα ακολουθεί ένα υποπλαίσιο εκκίνησης και τέλος ένα υποπλαίσιο επικεφαλίδας που περιέχει την πληροφορία μεγέθους των δεδομένων. Μετά τα δεδομένα έπονται δύο υποπλαίσια, ένα εκκίνησης και ένα πιλότου, τα οποία αποτελούν τη συνθήκη τέλους του πλαισίου.

Το μέγεθος του υποπλαισίου επιλέχθηκε να είναι 408 bit, ώστε να είναι αρκετά μικρό λόγω των περιορισμών που μπαίνουν από τους διάφορους ρυθμούς μετάδοσης σε συνδυασμό με τα δομικά στοιχεία εισόδου και εξόδου ήχου του Simulink και αρκετά μεγάλο προκειμένου να λειτουργήσουν αποδοτικά τα υποπλαίσια που προηγούνται και έπονται των δεδομένων.

#### 5.1.1 Υποπλαίσιο Πιλότων

Οι πιλότοι παράχθηκαν από μια ψευδοτυχαία γεννήτρια που χρησιμοποιεί καταχωρητές ολίσθησης γραμμικής ανατροφοδότησης, των οποίων τις συνάψεις καθορίζει ένα πολυώνυμο. Αλλάζοντας τον βαθμό του πολυωνύμου και τις αρχικές καταστάσεις των καταχωρητών, επηρεάζεται η έξοδος της γεννήτριας.

Οι πιλότοι χρησιμοποιούνται στις επικοινωνίες για διάφορους σκοπούς και επιτελούν διαφορετικές λειτουργίες ανάλογα με τις ανάγκες που υπάρχουν. Στον παρόντα σχεδιασμό χρησιμοποιούνται για τον συγχρονισμό των δύο άκρων.

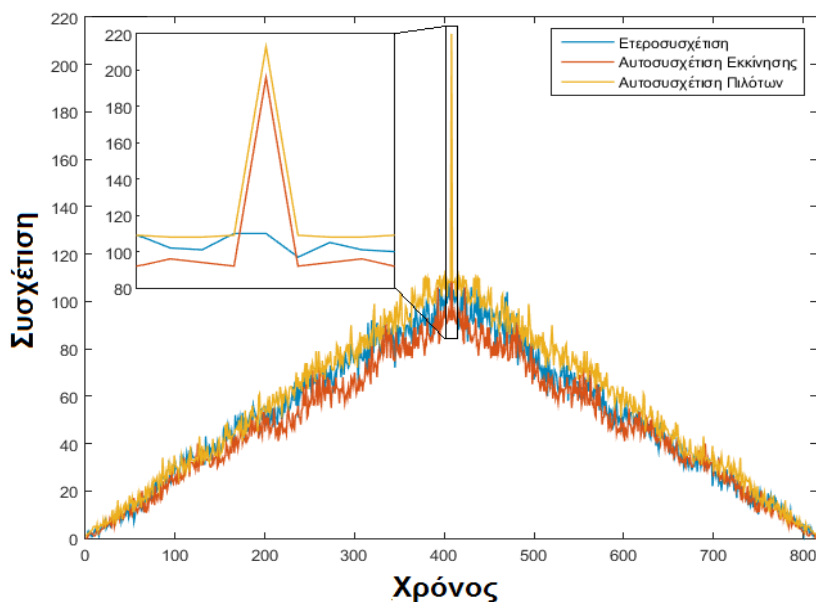
Το υποπλαίσιο των πιλότων αποτελείται από 408 προκαθορισμένους δυαδικούς αριθμούς, που τοποθετούνται στην αρχή της μετάδοσης και επαναλαμβάνονται αρκετές φορές, ούτως ώστε να μπορέσει ο δέκτης να συγχρονιστεί με τον πομπό.

#### 5.1.2 Υποπλαίσιο Εκκίνησης

Αυτό το υποπλαίσιο παράχθηκε με την ίδια διαδικασία, όμως με διαφορετικής τάξης πολυώνυμο και με διαφορετικές αρχικές καταστάσεις, άρα αποτελείται από 408 διαφορετικούς προκαθορισμένους δυαδικούς αριθμούς. Τοποθετείται αμέσως μετά τους πιλότους για να υποδηλώσει το τέλος τους και να σηματοδοτήσει την έναρξη της χρήσιμης πληροφορίας.

Η διαδικασία παραγωγής των ψευδοτυχαίων και προκαθορισμένων δυαδικών αριθμών τόσο για τους πιλότους, όσο και για το υποπλαίσιο εκκίνησης δίνει πολύ υψηλή τιμή κορυφής της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης, λόγω της τυχαιότητας.

Το υποπλαίσιο της εκκίνησης επιλέχθηκε με τρόπο που η ετεροσυσχέτιση του με το υποπλαίσιο των πιλότων να δίνει πολύ χαμηλή τιμή, ώστε να είναι διακριτή η συνθήκη εκκίνησης στον δέκτη.



Σχήμα 18. Συσχετίσεις υποπλαισίων

### 5.1.3 Υποπλαίσιο Επικεφαλίδας

Η επικεφαλίδα περιέχει το μέγεθος των δεδομένων προς μετάδοση, από τον πομπό στον δέκτη. Ο σκοπός αυτού του υποπλαισίου είναι να γνωρίζει ο δέκτης το μέγεθος των ωφέλιμων δεδομένων, καθώς αυτό που μεταδίδεται ως δεδομένα συμπληρώνεται από μηδενικά στο τελευταίο υποπλαίσιο του, ώστε να μεταδίδεται ακέραιος αριθμός υποπλαισίων. Ο δέκτης αφαιρεί τα επιπλέον μηδενικά στο τέλος της λήψης.

Με τη συνάρτηση `size` του `matlab` παίρνουμε τη διάσταση των δεδομένων και έπειτα με τη συνάρτηση `de2bi` του `matlab`, μετατρέπουμε το μέγεθος αυτό από δεκαδικό σε δυαδικό αριθμό:

$$header = de2bi(size(data, 1)); \quad (16)$$

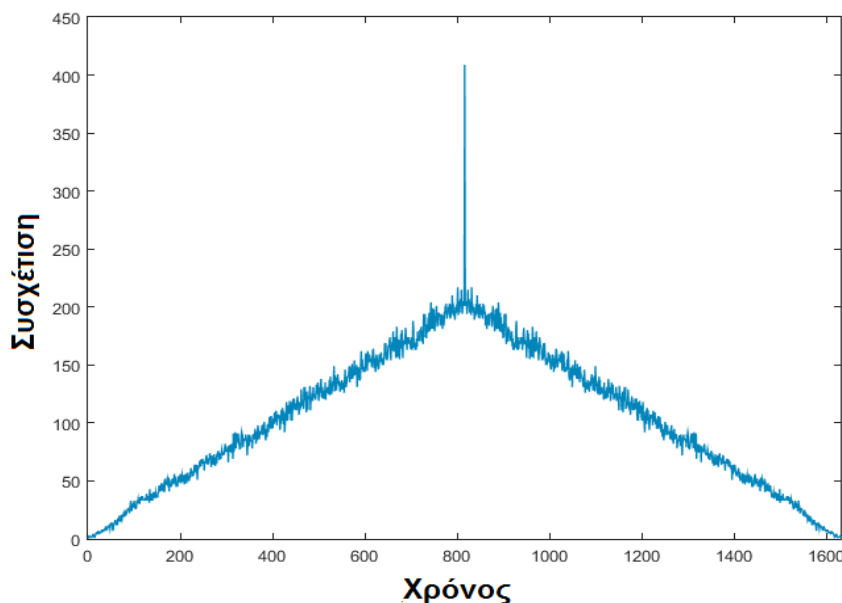
Ο δυαδικός αριθμός που προκύπτει, καταλαμβάνει τις πρώτες θέσεις του υποπλαισίου επικεφαλίδας και οι υπόλοιπες θέσεις από τις 408, συμπληρώνονται με μηδενικά.

### 5.1.4 Συνθήκη Διακοπής

Ο σκοπός αυτής της συνθήκης είναι να υποδηλώσει στον δέκτη το τέλος των δεδομένων και της εκάστοτε μετάδοσης.

Η συνθήκη διακοπής περιλαμβάνει ένα υποπλαίσιο εκκίνησης, ακολουθούμενο από ένα υποπλαίσιο πιλότων που μαζί δημιουργούν ένα υποπλαίσιο 816 θέσεων.

Προτιμήθηκε αυτός ο τρόπος, παρά η δημιουργία μιας νέας ψευδοτυχαίας ακολουθίας, θυσιάζοντας ρυθμό μετάδοσης αλλά κερδίζοντας χώρο στην περιορισμένη μνήμη του συστήματος. Ο συνδυασμός των δυο υποπλαισίων μας δίνει ισχυρότερη αυτοσυσχέτιση, λόγω του μεγαλύτερου μεγέθους της ακολουθίας και ακόμη αυτή η αλληλουχία δεν θα εμφανιστεί ξανά, καθώς πριν τα δεδομένα τα υποπλαίσια τοποθετούνται με αντίθετη σειρά, άρα είναι μια ασφαλής επιλογή.



Σχήμα 19. Αυτοσυσχέτιση υποπλαισίων διακοπής

## 5.2 Εμπρόσθια Διόρθωση Σφαλμάτων

Επιλέχθηκε η εμπρόσθια διόρθωση σφαλμάτων (FEC) ή αλλιώς κωδικοποίηση καναλιού που είναι μια τεχνική για τον έλεγχο σφαλμάτων στη μετάδοση δεδομένων πάνω από αναξιόπιστα ή θορυβώδη κανάλια επικοινωνίας. Η ιδέα σε αυτήν την τεχνική είναι ότι ο αποστολέας κωδικοποιεί το αρχικό μήνυμα με περίσσεια πληροφορία χρησιμοποιώντας έναν κώδικα διόρθωσης σφαλμάτων (ECC).

Η περίσσεια αυτή μπορεί να προστεθεί στο αρχικό μήνυμα ή να το αντικαταστήσει από ένα διαφορετικό, μεγαλύτερου μεγέθους. Λαμβάνοντας αυτό το επιμηκυμένο μήνυμα, ο δέκτης έχει τη δυνατότητα να ανιχνεύσει έναν περιορισμένο αριθμό σφαλμάτων που μπορεί να προκύψουν οπουδήποτε στο μήνυμα και συχνά να τα διορθώσει. Μάλιστα, ορισμένα προηγμένα συστήματα FEC έρχονται πολύ κοντά στη θεωρητικά μέγιστη ταχύτητα μεταφοράς πληροφορίας, με δεδομένο επίπεδο θορύβου, όπως ορίζεται από το θεώρημα του Shannon [17] [18].

Η FEC δίνει στον δέκτη τη δυνατότητα να διορθώνει τα σφάλματα χωρίς να χρειάζεται ένα δεύτερο κανάλι για να ζητήσει την αναμετάδοση δεδομένων, αλλά με το κόστος ενός σταθερού υψηλότερου εύρους ζώνης καναλιού. Αλλά, όπως αναφέραμε και στο Κεφάλαιο 3, στη μετάδοση που μελετάμε υπάρχει διαθέσιμο εύρος ζώνης.

### 5.2.1 Συνελικτικός Κώδικας

Η μέθοδος για την κωδικοποίηση καναλιού που χρησιμοποιήθηκε βασίζεται στη χρήση συνελικτικών (convolutional) κωδίκων, όπου παράγονται σύμβολα ισότητας μέσω της συνέλιξης μιας πολυωνυμικής συνάρτησης Boole σε μια ροή δεδομένων. Οι convolutional κώδικες χαρακτηρίζονται από τον ρυθμό κωδικοποίησης  $k/n$ , όπου  $k$  είναι ο ρυθμός δεδομένων εισόδου και  $n$  είναι ο ρυθμός συμβόλων εξόδου. Επιπλέον, χαρακτηρίζονται από το μήκος περιορισμού  $K$ , το οποίο είναι ο βαθμός του πολυωνύμου, δηλαδή ο αριθμός των στοιχείων μνήμης του κωδικοποιητή που καθορίζει την καθυστέρηση για τις  $k$  ροές bit εισόδου του κωδικοποιητή.

### 5.2.2 Διεμπλοκές

Ακόμη, στις ψηφιακές επικοινωνίες χρησιμοποιείται συχνά η αναδιάταξη για τη βελτίωση της απόδοσης των FEC κωδίκων. Σε πολλά κανάλια επικοινωνίας τα σφάλματα συμβαίνουν συνήθως σε ριπές και όχι ανεξάρτητα. Οπότε, εάν ο αριθμός των σφαλμάτων σε μια κωδικοποιημένη λέξη υπερβαίνει τη δυνατότητα του ECC, αποτυγχάνει να ανακτήσει την αρχική λέξη. Οι διεμπλοκές (interleavers) βελτιώνουν αυτό το πρόβλημα αναδιατάσσοντας τα σύμβολα σε διάφορες κωδικοποιημένες λέξεις, δημιουργώντας έτσι μια πιο ομοιόμορφη κατανομή των σφαλμάτων.

Από την άλλη η χρήση τεχνικών αναδιάταξης αυξάνει τη συνολική καθυστέρηση, καθώς πρέπει να ληφθεί ολόκληρο το αναδιατεταγμένο μπλοκ πριν από την αποκωδικοποίηση.

### 5.2.3 Turbo Κώδικας

Εκτός από τους απλούς convolutional κώδικες, χρησιμοποιήθηκαν και οι turbo κώδικες. Πρόκειται για μια νέα κατηγορία επαναλαμβανόμενων σύντομων συνελκτικών κωδίκων που προσεγγίζουν στενά τα θεωρητικά όρια που επιβάλλονται από το θεώρημα Shannon, με πολύ μικρότερη πολυπλοκότητα αποκωδικοποίησης σε σχέση με τον αλγόριθμο Viterbi των μακρών συνελκτικών κωδίκων που θα απαιτούνταν για να έχουμε την ίδια απόδοση.

Η turbo κωδικοποίηση υλοποιείται με ένα παράλληλο σχήμα κωδικοποίησης. Δηλαδή χρησιμοποιεί ταυτόσημους convolutional κωδικοποιητές που παράγουν ακολουθίες ισοτιμίας αλλά και εσωτερικούς interleavers, οι οποίοι είναι αναπόσπαστο συστατικό στοιχείο αυτής της τεχνικής και ο σωστός σχεδιασμός τους είναι κρίσιμος για την καλή απόδοση. Συνήθως, το μεταδιδόμενο σήμα αποτελείται από τα αρχικά δυαδικά ψηφία και από δυο σύνολα δυαδικών ψηφίων ισοτιμίας, το ένα παραγόμενο από την αναδιατεταγμένη ακολουθία δεδομένων και το άλλο από τη μη-αναδιατεταγμένη ακολουθία.

### 5.3 Gray Κώδικας

Επιπρόσθετα χρησιμοποιήθηκε κωδικοποίηση Gray, ένα δυαδικό σύστημα αρίθμησης του οποίου το βασικό χαρακτηριστικό είναι ότι δύο διαδοχικές τιμές διαφέρουν μόνο κατά ένα δυαδικό ψηφίο, ένα bit.

Αρχικά, επινοήθηκε για να ελαχιστοποιηθούν τα σφάλματα από τους ηλεκτρομηχανικούς διακόπτες. Όμως, βρίσκει πρακτική εφαρμογή και σήμερα, καθώς διαδραματίζει σημαντικό ρόλο στη διευκόλυνση της διόρθωσης σφαλμάτων στις ψηφιακές επικοινωνίες. Χρησιμοποιείται στα L-αδικά σχήματα διαμόρφωσης, όπως είναι το 4-PPM και περιορίζει τον ρυθμό εσφαλμένων bit, εάν συμβεί σφάλμα στο μεταδιδόμενο σύμβολο.

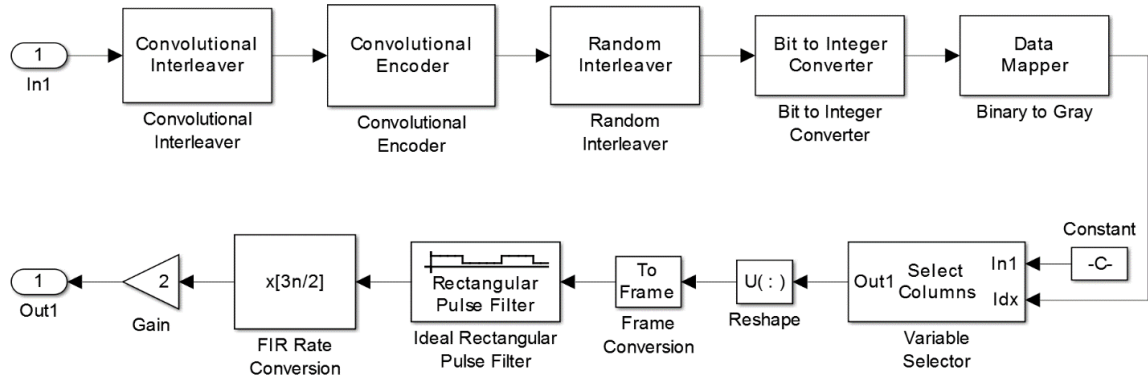
Αν υπάρξει σφάλμα συμβόλου στον κώδικα Gray, αυτό θα επηρεάσει μόνο ένα bit και το σφάλμα θα μείνει μεταξύ δύο διαδοχικών θέσεων. Ενώ στην κλασική δυαδική κωδικοποίηση, το ίδιο πρόβλημα μπορεί να δημιουργήσει σφάλμα και στα δυο bit του 4-PPM.

Πίνακας 2. Κωδικοποίηση Gray 2-bit

Δεκαδικό Σύστημα	Δυαδικό Σύστημα	Δυαδικό Σύστημα με Κωδικοποίηση Gray
1	00	00
2	01	01
3	10	11
4	11	10

### 5.4 Υλοποίηση Διαμόρφωσης

Για να μεταδοθούν τα δεδομένα, πρέπει να διαμορφωθούν κατάλληλα, όπως φαίνεται από το σχηματικό διάγραμμα παρακάτω:



Σχήμα 20. Σχηματικό διάγραμμα πομπού με συνελικτική κωδικοποίηση 2/3

Τα δεδομένα σε δυαδική μορφή, εισέρχονται στον συνελικτικό διεμπλοκέα ανά 408 bit, όπου αναδιατάσσονται. Συγκεκριμένα ρυθμίστηκε να έχει 24 καταχωρητές μετατόπισης σε 17 γραμμές, έτσι ώστε το γινόμενο αυτών των δυο τιμών να ισούται με το μέγεθος του υποπλαισίου. Έπειτα, τα αναδιατεταγμένα δεδομένα κωδικοποιούνται από τον συνελικτικό κωδικοποιητή και στη συνέχεια αναδιατάσσονται πάλι, αλλά αυτήν τη φορά με τυχαίο τρόπο δια μέσου του τυχαίου διεμπλοκέα. Μετά τα δεδομένα μετατρέπονται από το δυαδικό στο δεκαδικό σύστημα σε αριθμούς από 0 έως 3 αφού έχουμε τετραδική διαμόρφωση, και εφαρμόζεται κωδικοποίηση Gray. Με τα δυο επόμενα δομικά στοιχεία γίνεται ουσιαστικά η διαμόρφωση του 4-PPM. Ο επιλογέας παίρνει ως είσοδο τον ταυτοτικό πίνακα μεγέθους 4, δηλαδή έναν πίνακα 4x4 του οποίου τα στοιχεία της διαγώνιου είναι ίσα με 1 και όλα τα άλλα ίσα με 0, και τα δεδομένα σε δεκαδική μορφή, με βάση τα οποία επιλέγει την ανάλογη στήλη από τον ταυτοτικό πίνακα κάθε φορά. Στην έξοδο του επιλογέα, έχουμε πλέον έναν πίνακα 4 γραμμών, τον οποίο μετατρέπουμε ξανά σε διάνυσμα. Έπειτα, το διάνυσμα μετατρέπεται σε παλμοσειρά, όπου κάθε παλμός αναπαρίσταται με πολλά σημεία συγκεκριμένου πλάτους. Στη συνέχεια η παλμοσειρά υποδειγματοληπτείται με ένα FIR φίλτρο, προκειμένου να αποκτήσει το μέγεθος που θα είχε εάν δεν είχε κωδικοποιηθεί με τον συνελικτικό κώδικα. Με τον τρόπο αυτόν το μέγεθος του γίνεται ίδιο με αυτό των υποπλαισίων πιλότων και εκκίνησης. Τέλος, εφαρμόζεται ενίσχυση που σκοπό έχει να αντισταθμίσει τις απώλειες στο πλάτος του παλμού που εισήχθησαν από το φίλτρο.

Στο Σχήμα 20 απεικονίζεται η διαμόρφωση με συνελικτική κωδικοποίηση 2/3, δηλαδή όταν το διάνυσμα εξέρχεται από τον συνελικτικό κωδικοποιητή το μήκος του έχει αυξηθεί κατά 2/3, χρησιμοποιώντας το ανάλογο πολυώνυμο, όπως φαίνεται στον Πίνακας 3.

Πίνακας 3. Συνελικτικοί κώδικες και turbo κώδικας [19]

Αναλογία	Μήκος Περιορισμού	Πολυώνυμο Γεννήτορας (στο οκταδικό)	Ανατροφοδότηση Πολυωνύμου
2/3	[5 5]	[37 31 16; 23 14 35]	-
1/2	[9]	[561 753]	-
turbo (~1/3)	[4]	[13 15]	13
1/4	[9]	[533 575 647 711]	-

Οι 408 δυαδικοί αριθμοί που εισέρχονται γίνονται 612 μετά τον κωδικοποιητή και έπειτα μετατρέπονται σε 306 δεκαδικούς αριθμούς. Μετά τον επιλογέα έχουμε έναν πίνακα 4x306 δυαδικών αριθμών, τον οποίο μετατρέπουμε ξανά σε διάνυσμα μεγέθους 1224 δυαδικών αριθμών. Αυτοί οι αριθμοί υπερδειγματοληπτούνται ανάλογα με τον ρυθμό μετάδοσης που θα χρησιμοποιήσουμε και ο παράγοντας υπερδειγματοληψίας προκύπτει από:

$$upsample = Fs / (BaudRate * L) \tag{17}$$

όπου  $Fs = 192KHz$  είναι η συχνότητα δειγματοληψίας της κάρτας ήχου,  $BaudRate$  είναι ο ρυθμός μετάδοσης και  $L = 4$  από τη διαμόρφωση 4-PPM που επιλέξαμε.

Οι ρυθμοί που έχουμε επιλέξει άρα και ο παράγοντας υπερδειγματοληψίας, φαίνονται στον Πίνακα 4.

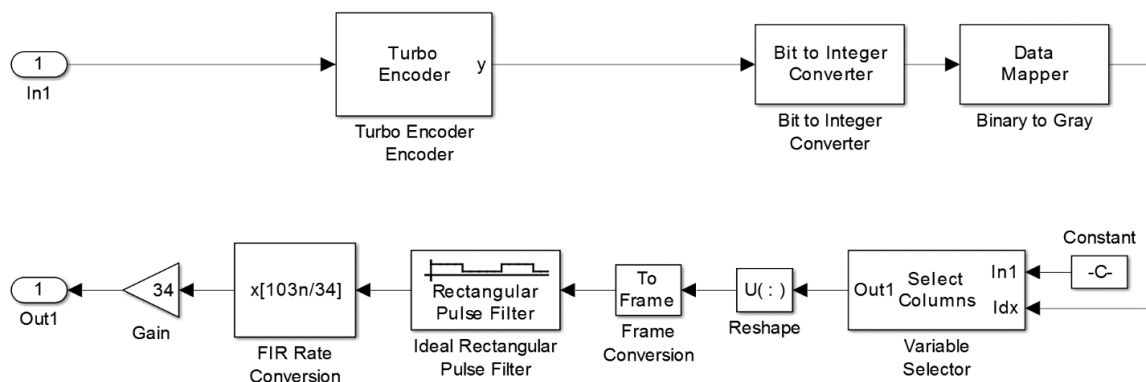
**Πίνακας 4. Ρυθμοί μετάδοσης και παράγοντας υπερδειγματοληψίας**

Ρυθμός Μετάδοσης	Παράγοντας Υπερδειγματοληψίας
9.6 kbps	10
4.8 kbps	20
2.4 kbps	40
1.2 kbps	80

Έστω ότι έχουμε ρυθμό μετάδοσης 9.6 kbps, άρα ο παράγοντας υπερδειγματοληψίας είναι 10, οπότε το διάνυσμα των 1224 δυαδικών αριθμών, μετατρέπεται σε διάνυσμα 12240 δυαδικών αριθμών. Τέλος, στο FIR φίλτρο γίνεται υποδειγματοληψία 3/2 και οι δυαδικοί αριθμοί που τελικά θα μεταδοθούν γίνονται 8160, όσοι θα ήταν εάν γινόταν η διαμόρφωση χωρίς κωδικοποίηση.

Άρα ο αριθμός των δειγμάτων που θα μεταδοθούν κάθε φορά εξαρτάται από τον ρυθμό μετάδοσης, ενώ από την κωδικοποίηση εξαρτάται το ποσοστό της καθαρής πληροφορίας που μεταδίδεται.

Χρησιμοποιείται ακριβώς η ίδια διαδικασία για τη διαμόρφωση στον πομπό και με τους άλλους κώδικες, καθώς το μόνο που αλλάζει είναι το ποσοστό της καθαρής πληροφορίας που καθορίζεται από τα πολυώνυμα γεννήτορες του Πίνακα 3.



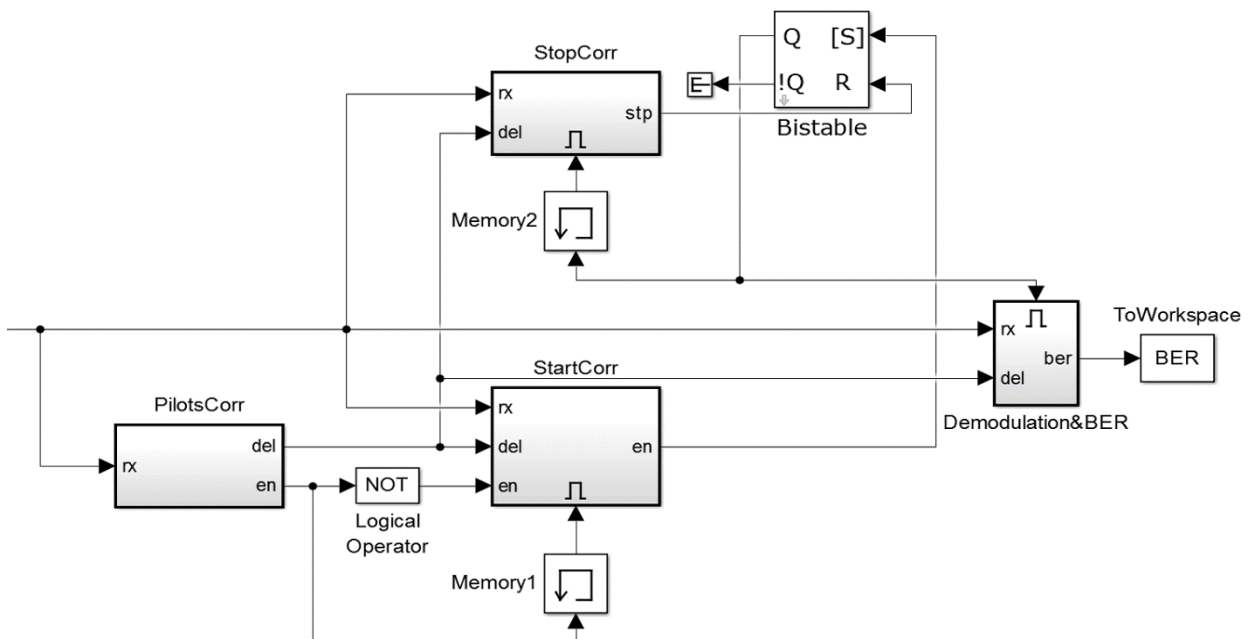
**Σχήμα 21. Σχηματικό διάγραμμα πομπού με turbo κωδικοποίηση**

Εξαίρεση αποτελεί η turbo κωδικοποίηση διότι εμπεριέχει εγγενώς interleaver, οπότε οι interleaver πριν και μετά την κωδικοποίηση κρίθηκαν αχρείαστοι. Επίσης, η αναλογία της turbo κωδικοποίησης είναι 34/103, όπως φαίνεται από το Σχήμα 21, δηλαδή περίπου 1/3, και επομένως έχουμε ένα μέτρο σύγκρισης με τους άλλους κώδικες.

## 6. ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΔΕΚΤΗ

Μετά τον φωτοπολλαπλασιαστή και τον ενισχυτή διαντίστασης το σήμα εισέρχεται στην κάρτα ήχου του υπολογιστή με κατάλληλο πλάτος, ώστε να ψαλιδίζεται οριακά και ταυτόχρονα να εκμεταλλεύεται όλη τη δυναμική περιοχή του αναλογοψηφιακού μετατροπέα της κάρτας.

Στο σχηματικό διάγραμμα που ακολουθεί, φαίνονται τα υποσυστήματα του δέκτη που θα αναλύσουμε παρακάτω. Το σήμα εισέρχεται αρχικά στο υποσύστημα των πιλότων, εκεί υπολογίζεται η καθυστέρηση, η οποία είναι απαραίτητη για την ορθή λειτουργία των υπόλοιπων υποσυστημάτων. Ακόμη, το υποσύστημα των πιλότων ελέγχει το υποσύστημα της εκκίνησης, καθώς είναι αυτό που αρχικά το ενεργοποιεί για να ανιχνεύσει το υποπλάισιο της εκκίνησης και μόλις τελειώσουν τα υποπλάισια των πιλότων, του δίνει τον απαιτούμενο χρόνο για να ανιχνεύσει το υποπλάισιο της εκκίνησης πριν το απενεργοποιήσει. Εφόσον αυτό ανιχνευθεί, το υποσύστημα της εκκίνησης δίνει εντολή ενεργοποίησης του αποδιαμορφωτή και του υποσυστήματος διακοπής. Τα τελευταία δυο υποσυστήματα ενεργοποιούνται και ελέγχονται μέσω του δισταθούς flip-flop, το οποίο δέχεται ως είσοδο set την έξοδο του υποσυστήματος εκκίνησης και ως είσοδο reset την έξοδο του υποσυστήματος διακοπής. Το υποσύστημα διακοπής, μόλις ανιχνεύσει τη συνθήκη διακοπής δίνει εντολή απενεργοποίησης μέσω του δισταθούς flip-flop στο ίδιο και στον αποδιαμορφωτή.



Σχήμα 22. Σχηματικό διάγραμμα δέκτη

### 6.1 Συγχρονισμός

Για να ληφθούν τα δεδομένα από το διαμορφωμένο σήμα, πρέπει πέρα από την αποδιαμόρφωση να αντιμετωπιστούν πρώτα τα παρακάτω προβλήματα συγχρονισμού:

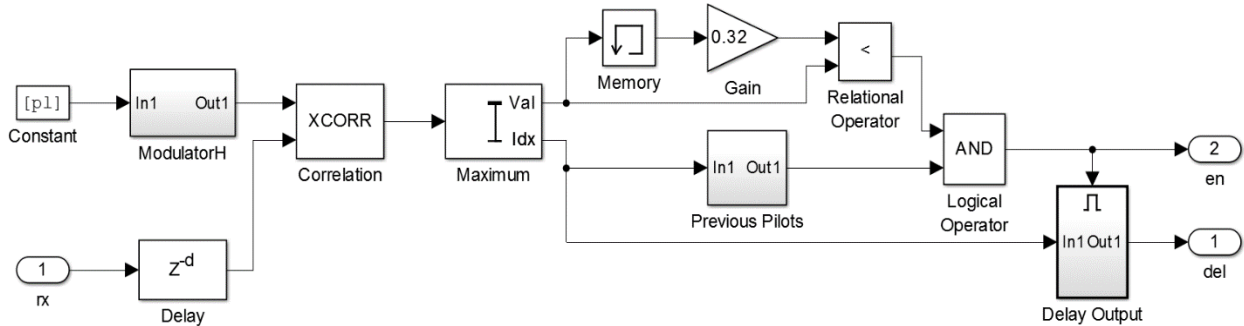
- Στο ρολόι των παλμών, δηλαδή στον υπολογισμό της χρονικής καθυστέρησης μεταξύ του προκαθορισμένου ληφθέντος σήματος των πιλότων και του προκαθορισμένου τοπικού σήματος των πιλότων.
- Στα δεδομένα, δηλαδή τα υποσυστήματα που επιτελούν τις επιμέρους λειτουργίες να συνεργάζονται χωρίς καθυστερήσεις και έγκαιρα να αντιλαμβάνονται τη συνθήκη εκκίνησης για να ξεκινήσει η αποδιαμόρφωση, αλλά και τη συνθήκη διακοπής, ώστε να σταματήσει η διαδικασία και να επανέλθει το σύστημα στην αρχική του κατάσταση, δηλαδή στην κατάσταση αναμονής νέων πιλότων.

- Στον υπολογισμό του BER, δηλαδή στη σύγκριση των ληφθέντων δεδομένων με μια καθυστερημένη έκδοση των εκπεμπόμενων δεδομένων. Το τελευταίο δεν χρειάζεται σε ένα πραγματικό σύστημα αλλά είναι απαραίτητο κατά τη φάση της έρευνας για τη μέτρηση της απόδοσης του συστήματος που αναπτύσσεται.

Τα προβλήματα αυτά τα αντιμετωπίζουμε θέτοντας διάφορες συνθήκες, τις οποίες θα αναλύσουμε παρακάτω.

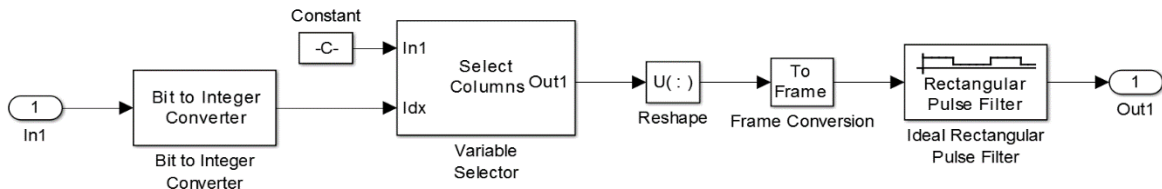
### 6.1.1 Πιλότοι

Το υποσύστημα των πιλότων είναι το πρώτο που συναντάει το διαμορφωμένο σήμα στον δέκτη και είναι πάντοτε ενεργοποιημένο, αναμένοντας υποπλάισια πιλότων.



Σχήμα 23. Σχηματικό διάγραμμα συγχρονισμού πιλότων

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 23 το σήμα εισέρχεται στο υποσύστημα και άμεσα καθυστερείται κατά χρόνο ίσο με ένα υποπλάισιο, ώστε να υπάρχει συγχρονισμός και με τα υπόλοιπα υποσυστήματα που θα εισάγουν αντίστοιχη καθυστέρηση στο σήμα. Επίσης, στο υποσύστημα των πιλότων υπάρχει αποθηκευμένο το προκαθορισμένο υποπλάισιο των πιλότων, το οποίο διαμορφώνεται κάθε φορά από έναν διαμορφωτή 4-PPM χωρίς κωδικοποίηση, ο οποίος είναι ίδιος με αυτόν του πομπού για τα υποπλάισια των πιλότων και εκκίνησης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 24.



Σχήμα 24. Σχηματικό διάγραμμα διαμορφωτή

Έπειτα, το λαμβανόμενο σήμα και το τοπικό σήμα συσχετίζονται. Η θέση του μεγίστου στο διάγραμμα που προκύπτει από τη συσχέτιση, δείχνει το χρονικό σημείο όπου τα σήματα είναι καλύτερα ευθυγραμμισμένα. Αυτή η τιμή μεταβιβάζεται στα υπόλοιπα υποσυστήματα του δέκτη, ώστε αυτά να συγχρονιστούν με το λαμβανόμενο σήμα. Πρώτα όμως πρέπει να ικανοποιηθούν δυο συνθήκες.

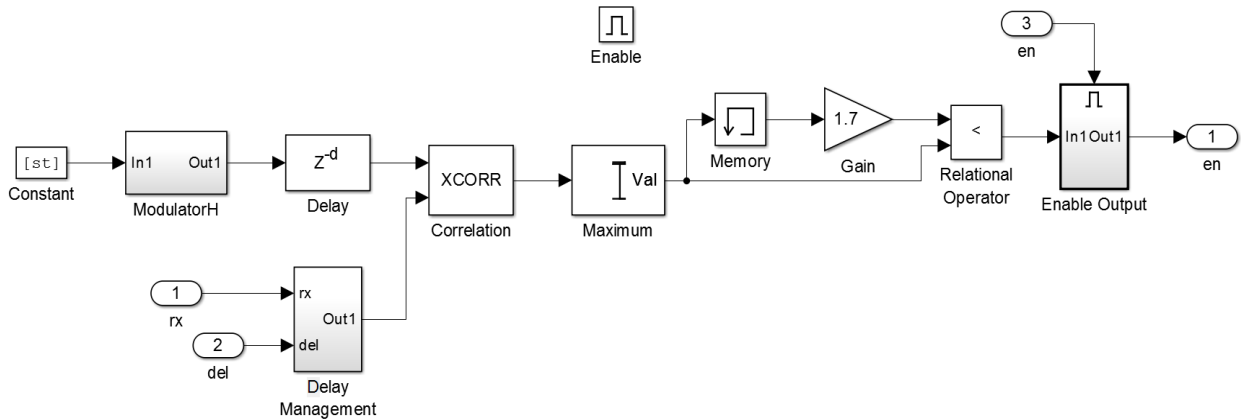
Γίνεται συνεχώς ένας έλεγχος της μέγιστης τιμής κάθε συσχέτισης με την προηγούμενη μέγιστη τιμή πολλαπλασιασμένη με 0.32. Η τιμή 0.32 είναι ένα κατώφλι απόφασης και θα αναφερθούμε σε αυτό στη συνέχεια.

Όσο λαμβάνονται υποπλάισια πιλότων, η τελευταία μέγιστη τιμή θα είναι πάντα μεγαλύτερη από το γινόμενο της προηγούμενης επί το κατώφλι. Ταυτόχρονα, ελέγχεται συνεχώς εάν οι θέσεις των μεγίστων για τέσσερις συνεχόμενες συσχέτισεις διαφέρουν το πολύ κατά  $\pm 5$  δείγματα. Εφόσον και οι δυο συνθήκες ικανοποιούνται ταυτόχρονα, δίνεται εντολή ενεργοποίησης του υποσυστήματος της εκκίνησης. Όταν ανατραπεί η συνθήκη ανίχνευσης πιλότων, σηματοδοτείται η λήξη των πιλότων και πιθανά η ύπαρξη πλαισίου εκκίνησης. Άρα πιστώνεται χρόνος ίσος με ένα υποπλάισιο στο υποσύστημα της

εκκίνησης για να το ανιχνεύσει και έπειτα δίνεται εντολή απενεργοποίησής του. Επιπρόσθετα, κλειδώνει την τιμή της καθυστέρησης που θα διαβάσουν τα υπόλοιπα υποσυστήματα για όσο διάστημα διαρκέσει η παρούσα λήψη, στην τιμή που υπήρχε πριν ανατραπούν οι συνθήκες.

### 6.1.2 Εκκίνηση

Το υποσύστημα της εκκίνησης είναι το δεύτερο που συναντάει το διαμορφωμένο σήμα στον δέκτη και ελέγχεται από το υποσύστημα των πιλότων.



Σχήμα 25. Σχηματικό διάγραμμα συγχρονισμού εκκίνησης

Το υποσύστημα αυτό ενεργοποιείται από το υποσύστημα των πιλότων εφόσον έχουμε επιβεβαιωμένη παρουσία συνεχόμενων υποπλαισίων πιλότων. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 25 το σήμα εισέρχεται στο υποσύστημα και καθυστερείται τόσα δείγματα, όσα υποδεικνύει η τιμή της καθυστέρησης που ανιχνεύθηκε από το υποσύστημα των πιλότων. Ουσιαστικά προστίθεται στην καθυστέρηση που ήδη είχε το εισερχόμενο σήμα, μια επιπλέον καθυστέρηση ώστε συνολικά να δημιουργηθεί καθυστέρηση ενός υποπλαισίου.

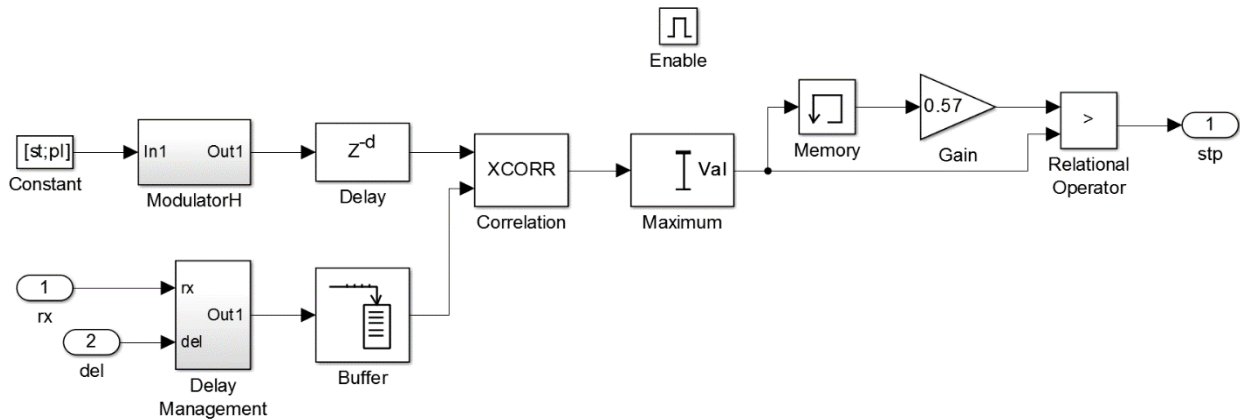
Επίσης, στο υποσύστημα της εκκίνησης υπάρχει αποθηκευμένο το προκαθορισμένο υποπλαίσιο της εκκίνησης, το οποίο διαμορφώνεται κάθε φορά από έναν διαμορφωτή 4-PPM χωρίς κωδικοποίηση, ο οποίος είναι ίδιος με αυτόν του πομπού για τα υποπλάγια των πιλότων και εκκίνησης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 24. Το τοπικά διαμορφωμένο σήμα καθυστερείται κατά χρόνο ίσο με ένα υποπλαίσιο, ώστε πλέον να είναι συγχρονισμένο με το εισερχόμενο σήμα.

Έπειτα, το λαμβανόμενο σήμα και το τοπικό σήμα συσχετίζονται. Η μέγιστη τιμή του διανύσματος που προκύπτει από τη συσχέτιση, αξιοποιείται για να ανιχνευθεί η ύπαρξη του πλαισίου εκκίνησης. Συγκεκριμένα γίνεται συνεχώς ένας έλεγχος της μέγιστης τιμής κάθε συσχέτισης με την προηγούμενη μέγιστη τιμή πολλαπλασιασμένη με 1.7. Η τιμή 1.7 είναι ένα κατώφλι απόφασης και θα αναφερθούμε σε αυτό στη συνέχεια.

Όσο δεν λαμβάνονται υποπλάγια εκκίνησης, η τελευταία μέγιστη τιμή θα είναι πάντα μικρότερη από το γινόμενο της προηγούμενης επί το κατώφλι. Εάν ανατραπεί αυτή η συνθήκη, ανιχνεύεται υποπλαίσιο εκκίνησης και ως εκ τούτου δίνεται εντολή ενεργοποίησης του αποδιαμορφωτή και του υποσυστήματος της διακοπής μέσω του δισταθούς flip-flop. Την έξοδο της εντολής αυτής βέβαια την ελέγχει το υποσύστημα των πιλότων, καθώς την επιτρέπει μόνο το χρονικό διάστημα που είναι δυνατό να υπάρχει υποπλαίσιο εκκίνησης. Μετά από αυτό, το υποσύστημα της εκκίνησης απενεργοποιείται από το υποσύστημα των πιλότων και επανέρχεται στην αρχική του κατάσταση.

### 6.1.3 Διακοπή

Το υποσύστημα της διακοπής ακολουθεί και λειτουργεί παράλληλα με τον αποδιαμορφωτή. Ενεργοποιείται από το δισταθή flip-flop, μετά από εντολή του υποσυστήματος της εκκίνησης και απενεργοποιείται πάλι από το δισταθή flip-flop, μετά από δική του εντολή.



Σχήμα 26. Σχηματικό διάγραμμα συγχρονισμού διακοπής

Το υποσύστημα αυτό ενεργοποιείται από το υποσύστημα της εκκίνησης εφόσον έχει ανιχνευθεί πλαίσιο εκκίνησης. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 26 το σήμα εισέρχεται στο υποσύστημα και καθυστερείται τόσα δείγματα, όσα υποδεικνύει η τιμή της καθυστέρησης που ανιχνεύθηκε από το υποσύστημα των πιλότων. Ουσιαστικά προστίθεται στην καθυστέρηση που ήδη είχε το εισερχόμενο σήμα, μια επιπλέον καθυστέρηση ώστε συνολικά να δημιουργηθεί καθυστέρηση ενός υποπλαισίου. Στη συνέχεια περνάει από έναν buffer, για να μετατραπεί σε υποπλάισιο διπλάσιου μεγέθους με επικάλυψη ενός υποπλαισίου κάθε φορά.

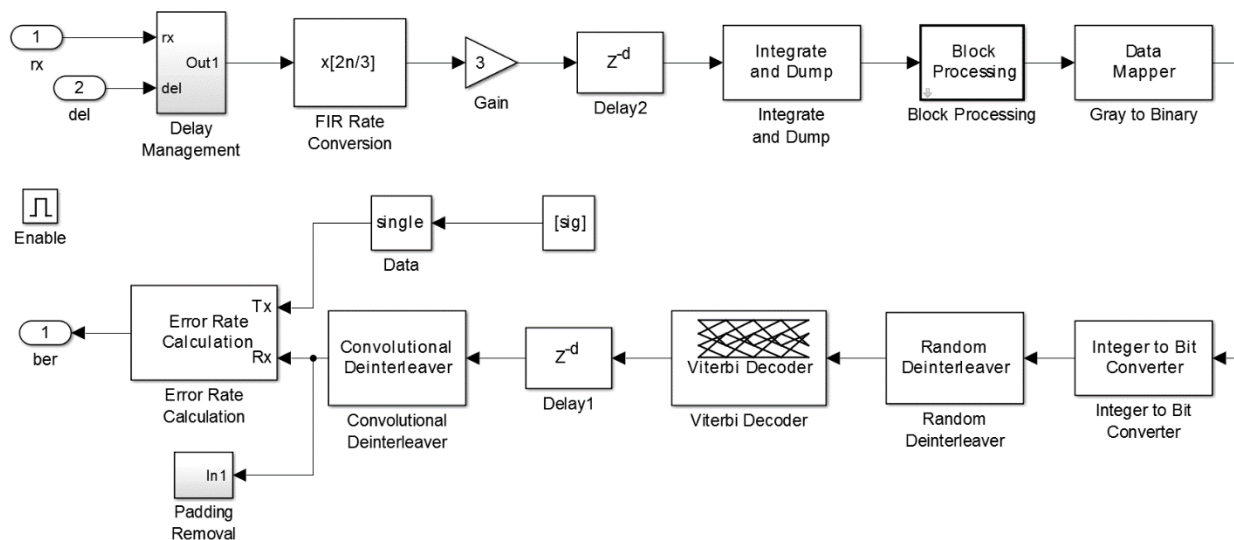
Επίσης, στο υποσύστημα της διακοπής υπάρχουν αποθηκευμένα τα προκαθορισμένα υποπλάισια της εκκίνησης και του πιλότου που μαζί αποτελούν τη συνθήκη διακοπής, τα οποία διαμορφώνονται μαζί κάθε φορά από έναν διαμορφωτή 4-PPM χωρίς κωδικοποίηση, ο οποίος είναι ίδιος με αυτόν του πομπού για τα υποπλάισια των πιλότων και εκκίνησης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 24. Το τοπικά διαμορφωμένο σήμα καθυστερείται κατά χρόνο ίσο με δυο υποπλάισια, ώστε πλέον να συγχρονιστεί με τα υποπλάισια της συνθήκης διακοπής.

Έπειτα, το λαμβανόμενο σήμα και το τοπικό σήμα συσχετίζονται. Η μέγιστη τιμή του διανύσματος που προκύπτει από τη συσχέτιση, αξιοποιείται για να ανιχνευθεί η ύπαρξη συνθήκης διακοπής. Συγκεκριμένα γίνεται συνεχώς ένας έλεγχος της μέγιστης τιμής κάθε συσχέτισης με την προηγούμενη μέγιστη τιμή πολλαπλασιασμένη με 0.57. Η τιμή 0.57 είναι ένα κατώφλι απόφασης και θα αναφερθούμε σε αυτό στη συνέχεια.

Όσο δεν λαμβάνονται τα δυο υποπλάισια της συνθήκης διακοπής, η τελευταία μέγιστη τιμή θα είναι πάντα μεγαλύτερη από το γινόμενο της προηγούμενης επί το κατώφλι. Όταν αυτό αλλάξει, έχουμε συνθήκη διακοπής και ως εκ τούτου δίνεται εντολή για απενεργοποίηση τόσο του ίδιου του υποσυστήματος όσο και του αποδιαμορφωτή, μέσω του δισταθούς flip-flop. Τέλος, όταν απενεργοποιηθεί το υποσύστημα της διακοπής επανέρχεται στην αρχική του κατάσταση.

### 6.2 Αποδιαμόρφωση

Στο υποσύστημα του αποδιαμορφωτή ανακτώνται τα δεδομένα από το λαμβανόμενο σήμα. Ενεργοποιείται από το δισταθή flip-flop, μετά από εντολή του υποσυστήματος της εκκίνησης και απενεργοποιείται πάλι από το δισταθή flip-flop, μετά από εντολή του υποσυστήματος της διακοπής.



**Σχήμα 27. Σχηματικό διάγραμμα αποδιαμορφωτή και υπολογισμός BER με συνελικτική αποκωδικοποίηση 2/3**

Το υποσύστημα αυτό ενεργοποιείται από το υποσύστημα της εκκίνησης εφόσον έχει ανιχνευθεί πλαίσιο εκκίνησης. Το σήμα εισέρχεται στο υποσύστημα του αποδιαμορφωτή και καθυστερείται τόσα δείγματα, όσα υποδεικνύει η τιμή της καθυστέρησης που ανιχνεύθηκε από το υποσύστημα των πιλότων.

Στη συνέχεια το εισερχόμενο σήμα αναδειγματοληπτείται με ένα FIR φίλτρο, αντίστροφο αυτού που χρησιμοποιήθηκε κατά τη διαμόρφωση, ώστε να αποκτήσει το μέγεθος που θα είχε κανονικά. Έπειτα, εφαρμόζεται ενίσχυση που σκοπό έχει να αντισταθμίσει τις απώλειες στο πλάτος του παλμού που εισήχθησαν από το φίλτρο και προστίθεται όση επιπλέον καθυστέρηση απαιτείται για να ευθυγραμμιστεί ξανά το εισερχόμενο σήμα, μετά την καθυστέρηση που επίσης εισήχθη από το φίλτρο.

Μετά το σήμα αθροίζεται σωρευτικά ανά έναν αριθμό σημείων ίσο με τον παράγοντα υπερδειγματοληψίας που εφαρμόστηκε στον πομπό. Στο επόμενο δομικό στοιχείο επεξεργάζονται τα νέα σημεία, μετά τη σωρευτική άθροιση, ανά 4 και εντοπίζεται σε ποια θέση βρίσκεται το μέγιστο μεταξύ αυτών, δηλαδή σε ποια από τις 4 χρονοθυρίδες του τετραδικού PPM συμβόλου βρίσκεται ο παλμός. Στα δεδομένα που πλέον είναι σε δεκαδική μορφή εφαρμόζεται αποκωδικοποίηση Gray και ύστερα γίνεται η μετατροπή τους στο δυαδικό σύστημα.

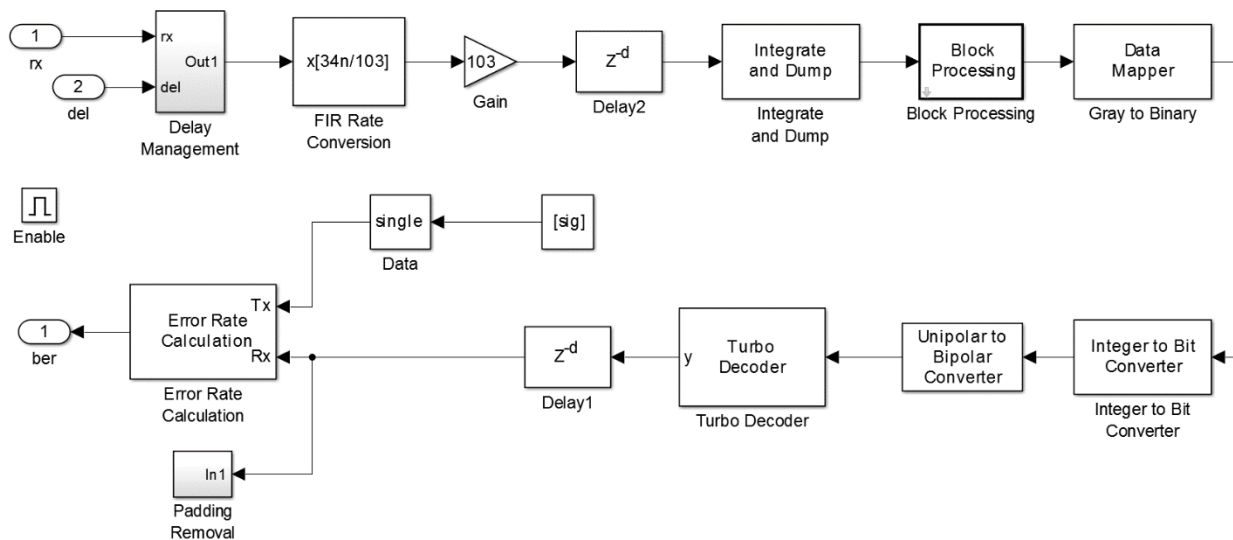
Στη συνέχεια τα δεδομένα αναδιατάσσονται από τον τυχαίο αποδιεμπλοκέα, ο οποίος έχει το ίδιο φύτρο με τον τυχαίο διεμπλοκέα του πομπού, και αποκωδικοποιούνται από τον αποκωδικοποιητή Viterbi. Ο αλγόριθμος Viterbi αποκωδικοποιεί δεδομένα που έχουν κωδικοποιηθεί με συνελικτικό κώδικα. Επιλέχθηκε ο τύπος απόφασης hard και το βάθος εντοπισμού να είναι ανάλογο του συνελικτικού κώδικα που χρησιμοποιείται κάθε φορά. Έπειτα, προστίθεται όση επιπλέον καθυστέρηση απαιτείται για να ευθυγραμμιστεί ξανά το εισερχόμενο σήμα, μετά την καθυστέρηση που αυτήν τη φορά εισήχθη από τον αποκωδικοποιητή Viterbi και τα δεδομένα αναδιατάσσονται πάλι, αλλά αυτήν τη φορά από τον συνελικτικό αποδιεμπλοκέα, ο οποίος έχει τις ίδιες παραμέτρους με τον συνελικτικό διεμπλοκέα του πομπού.

Στο Σχήμα 27 απεικονίζεται η αποδιαμόρφωση με συνελικτική αποκωδικοποίηση 2/3, χρησιμοποιώντας το ανάλογο πολυώνυμο, όπως φαίνεται στον Πίνακα 3.

Το εισερχόμενο υποπλαίσιο σήματος είναι μεγέθους 8160 bit, εάν έχουμε ρυθμό μετάδοσης 9.6 kbps. Σε αυτό γίνεται υπερδειγματοληψία 2/3 από το FIR φίλτρο και το σήμα γίνεται ξανά μεγέθους 12240 bit, όσο είναι το μέγεθος του σήματος πριν το FIR φίλτρο του πομπού. Έπειτα, το σήμα αθροίζεται σωρευτικά ανά 10 σημεία, δηλαδή

περιέχει 1224 bit, το οποίο προκύπτει από το ρυθμό μετάδοσης όπως φαίνεται στον Πίνακα 4, καθώς ακολουθείται η αντίστροφη διαδικασία από τον διαμορφωτή. Μετά το επόμενο δομικό στοιχείο έχουμε 306 δεκαδικά ψηφία τα οποία στη συνέχεια μετατρέπονται ξανά σε 612 δυαδικά ψηφία. Μετά από τον αποκωδικοποιητή Viterbi 2/3 γίνονται 408 δυαδικά ψηφία, δηλαδή όσα οδηγούνται στην είσοδο του συνελκτικού κωδικοποιητή στον πομπό.

Χρησιμοποιείται ακριβώς η ίδια διαδικασία για την αποδιαμόρφωση στον δέκτη και με τους άλλους κώδικες, καθώς το μόνο που αλλάζει είναι το ποσοστό της καθαρής πληροφορίας που καθορίζεται από τα πολυώνυμα γεννήτορες του Πίνακα 3.



**Σχήμα 28. Σχηματικό διάγραμμα αποδιαμορφωτή και υπολογισμός BER με turbo αποκωδικοποίηση**

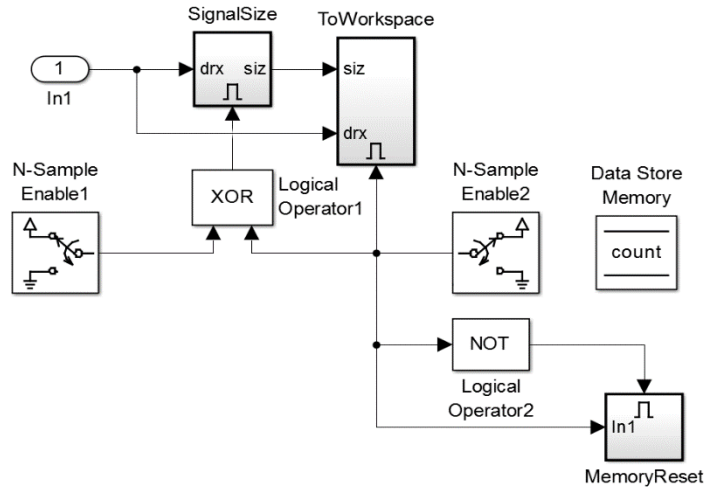
Εξαιρέση αποτελεί η turbo αποκωδικοποίηση διότι δεν υπάρχουν διεμπλοκείς στον πομπό, άρα δεν χρειάζονται αποδιεμπλοκείς στον δέκτη. Εδώ τα δεδομένα αποκωδικοποιούνται από τον turbo αποκωδικοποιητή, ο οποίος υλοποιείται με παράλληλο σχήμα, λειτουργεί επαναληπτικά και χρησιμοποιεί a posteriori αποκωδικοποιητές πιθανότητας αλλά και εσωτερικούς αποδιεμπλοκείς που έχουν το ίδιο διάνυσμα μεταθέσεων με τον διεμπλοκέα του κωδικοποιητή του πομπού. Επιλέχθηκε ο αριθμός επαναλήψεων αποκωδικοποίησης να είναι 10. Επίσης, πριν από τον turbo αποκωδικοποιητή τοποθετήθηκε ένας μετατροπέας, που χαρτογραφεί το σήμα σε διπολικό  $\pm 1$ , πράγμα απαραίτητο για την ορθή λειτουργία του.

### 6.2.1 Αφαίρεση Μηδενικών

Αφού αποδιαμορφωθούν τα δεδομένα πρέπει να αφαιρεθούν τα μηδενικά από το τελευταίο υποπλαισίο των μεταδιδόμενων δεδομένων που συμπληρώθηκαν κατά την αποστολή, ώστε να μείνουν μόνο τα ωφέλιμα δεδομένα.

Τα αποδιαμορφωμένα πλέον bit, εισέρχονται στο υποσύστημα της αφαίρεσης μηδενικών, που φαίνεται στο Σχήμα 29. Αρχικά, διαβάζεται το περιεχόμενο της επικεφαλίδας, που εμπεριέχει το μέγεθος των ωφέλιμων δεδομένων. Έναν χρόνο υποπλαισίου μετά, ξεκινούν να λαμβάνονται τα δεδομένα. Αυτά περνούν από έναν unbuffer, ώστε να αντιμετωπίζονται μεμονωμένα πλέον και όχι ανά υποπλαισίο, και αποθηκεύονται μέχρι να φθάσουμε το μέγεθος που έχει υποδειχθεί από την επικεφαλίδα.

Αυτή η λειτουργία κατέστη δυνατή με τη χρήση της καθολικής μεταβλητής count, που ορίσαμε, η οποία μηδενίζεται πριν ξεκινήσουν να λαμβάνονται δεδομένα.



Σχήμα 29. Υποσύστημα αφαίρεσης μηδενικών

### 6.2.2 BER

Στο υποσύστημα της αποδιαμόρφωσης γίνεται και ο υπολογισμός του BER, ο οποίος είναι απαραίτητος για τη μέτρηση της απόδοσης του συστήματος στη φάση της ανάπτυξης.

Αυτό γίνεται με το τελευταίο δομικό στοιχείο, το οποίο δέχεται ως είσοδο τα λαμβανόμενα αποδιαμορφωμένα δεδομένα και τα δεδομένα που εκπέμπονται από τον πομπό, καθυστερημένα τόσα δείγματα όσο οι καθυστερήσεις που εισήχθησαν στο σήμα από τον δέκτη.

Η έξοδος αυτού του δομικού στοιχείου είναι ένα διάνυσμα τριών στοιχείων που αποτελείται από το ποσοστό σφάλματος, ακολουθούμενο από τον συνολικό αριθμό των σφαλμάτων που εντοπίστηκαν και τον συνολικό αριθμό των συγκρίσεων που πραγματοποιήθηκαν, δηλαδή τον συνολικό αριθμό bit που ελήφθησαν.

### 6.3 Κατώφλια

Όπως είδαμε και προηγούμενα, για να λειτουργήσουν τα υποσυστήματα των πιλότων, της εκκίνησης και της διακοπής είναι απαραίτητα κάποια κατώφλια απόφασης, τα οποία παίζουν καθοριστικό ρόλο στην ανίχνευση του εκάστοτε υποπλαισίου, ανάλογα με το υποσύστημα.

Για να καθοριστούν αυτά τα κατώφλια αναπτύχθηκε ένα σύστημα προσομοίωσης, με κανάλι λευκού προσθετικού θορύβου (AWGN), ακολουθούμενο με ένα δομικό στοιχείο που προσέθετε σταθερή καθυστέρηση. Το AWGN δεχόταν ως είσοδο μια σταθερή διακύμανση θορύβου και το μεταδιδόμενο σήμα, στο οποίο μεταβαλλόταν η ισχύς, άρα και η διακύμανση του. Το αποτέλεσμα είναι να έχουμε ένα εύρος λόγου σήματος προς θόρυβο (SNR) από -20dB μέχρι -4dB. Το SNR προκύπτει από:

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{signal}}{P_{noise}} \right) = 10 \log_{10} \left( \frac{\sigma_{signal}^2}{\sigma_{noise}^2} \right) \quad (18)$$

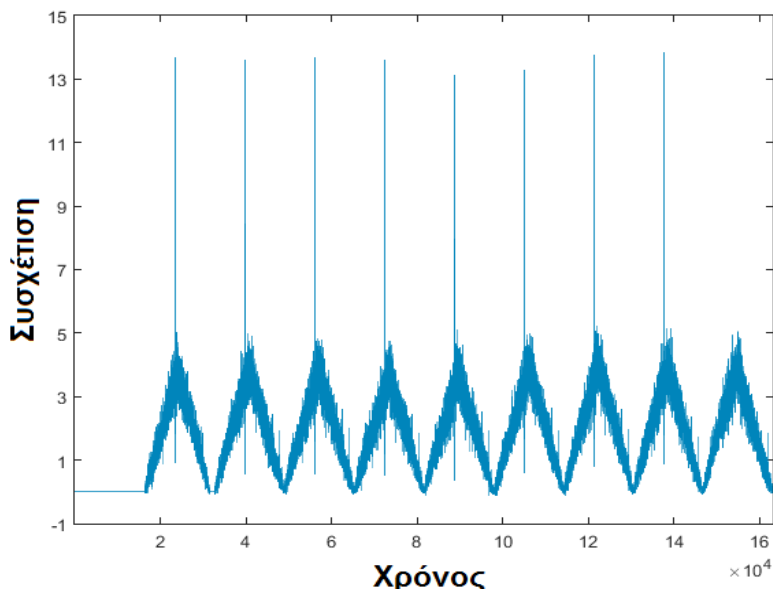
όπου  $P_{signal}$  η ισχύς σήματος  $P_{noise}$  η ισχύς θορύβου και αντίστοιχα  $\sigma_{signal}^2$  η διακύμανση σήματος και  $\sigma_{noise}^2$  η διακύμανση θορύβου.

#### 6.3.1 Πιλότοι

Στο Σχήμα 30 φαίνεται η συσχέτιση στο υποσύστημα των πιλότων, του λαμβανόμενου σήματος και του τοπικού προκαθορισμένου σήματος των πιλότων.

Η πρώτη συσχέτιση είναι μηδενική διότι δεν έχει ληφθεί ακόμη σήμα, μετά ακολουθούν οχτώ υποπλαίσια πιλότων, τα οποία αντιλαμβανόμαστε από την πολύ υψηλή τιμή κορυφής και τέλος έπεται ένα υποπλαίσιο εκκίνησης.

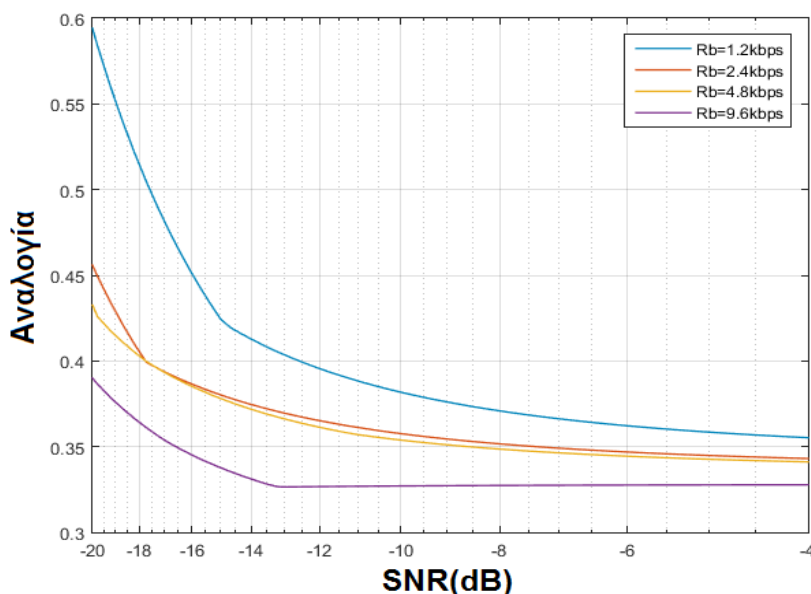
Επίσης, από το ίδιο σχήμα μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι το μέγιστο δεν είναι στο μέσον της συσχέτισης αλλά μετατοπισμένο προς τα αριστερά της κάθε συσχέτισης, λόγω της καθυστέρησης που εισάγαμε για την πραγματοποίηση της προσομοίωσης.



Σχήμα 30. Συσχετίσεις στο υποσύστημα πιλότων

Στο Σχήμα 31 φαίνεται η αναλογία των μεγίστων των δυο τελευταίων συσχετίσεων, δηλαδή την αναλογία συσχέτισης πιλότου με πιλότο και συσχέτισης πιλότου με εκκίνηση, για SNR από -20dB μέχρι -4dB και για τους τέσσερις ρυθμούς μετάδοσης που επιλέξαμε.

Η τιμή κατωφλίου απόφασης επιλέχθηκε να είναι 0.32, ώστε να ικανοποιεί όλους τους ρυθμούς και σε συνθήκες υψηλού θορύβου.

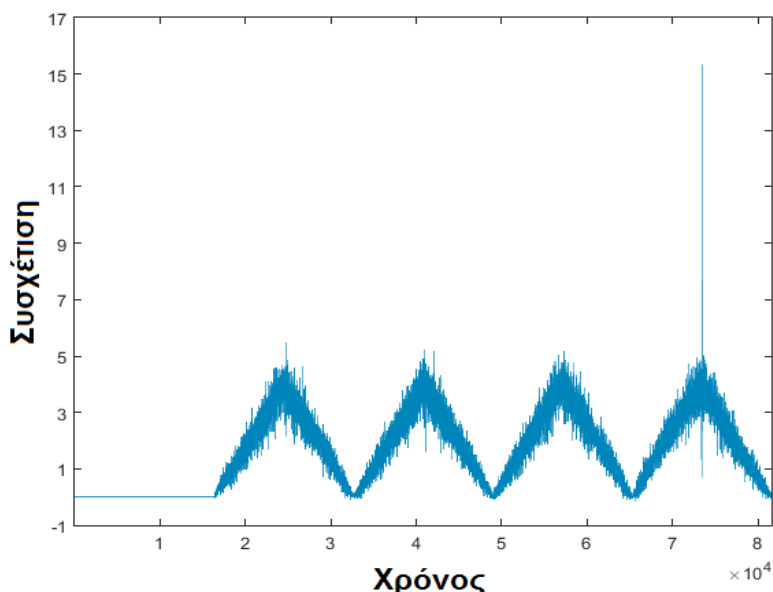


Σχήμα 31. Αναλογία μεγίστων των δυο τελευταίων συσχετίσεων του Σχήμα 30

### 6.3.2 Εκκίνηση

Στο Σχήμα 32 φαίνεται η συσχέτιση στο υποσύστημα της εκκίνησης, του λαμβανόμενου σήματος και του τοπικού προκαθορισμένου σήματος της εκκίνησης.

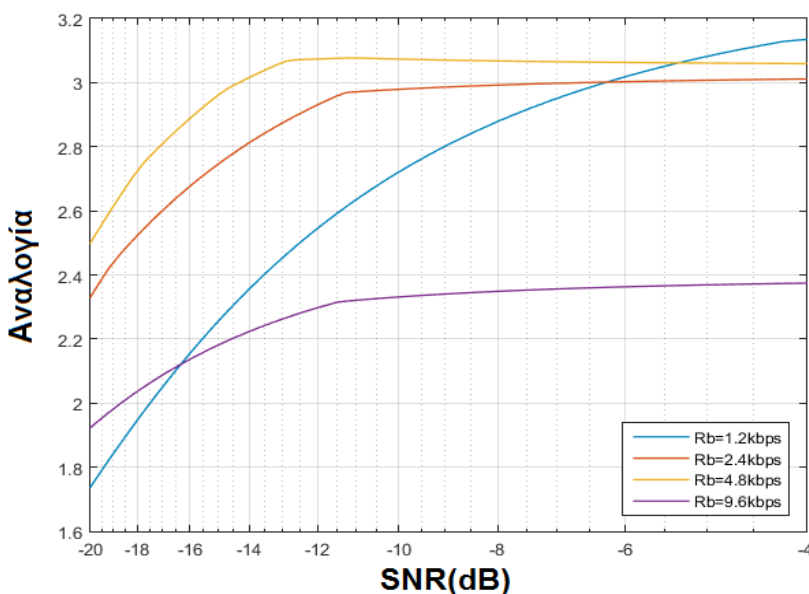
Η πρώτη συσχέτιση είναι μηδενική διότι δεν έχει ληφθεί ακόμη σήμα, μετά ακολουθούν τρία υποπλάισια πιλότων και τέλος έπεται ένα υποπλάισιο εκκίνησης, το οποίο αντιλαμβανόμαστε από την πολύ υψηλή τιμή κορυφής.



Σχήμα 32. Συσχετίσεις στο υποσύστημα εκκίνησης

Στο Σχήμα 33 φαίνεται η αναλογία των μεγίστων των δυο τελευταίων συσχετίσεων, δηλαδή την αναλογία συσχέτισης εκκίνησης με πιλότο και συσχέτισης εκκίνησης με εκκίνηση, για SNR από -20dB μέχρι -4dB και για τους τέσσερις ρυθμούς μετάδοσης που επιλέξαμε.

Η τιμή κατωφλίου απόφασης επιλέχθηκε να είναι 1.7, ώστε να ικανοποιεί όλους τους ρυθμούς και σε συνθήκες υψηλού θορύβου.

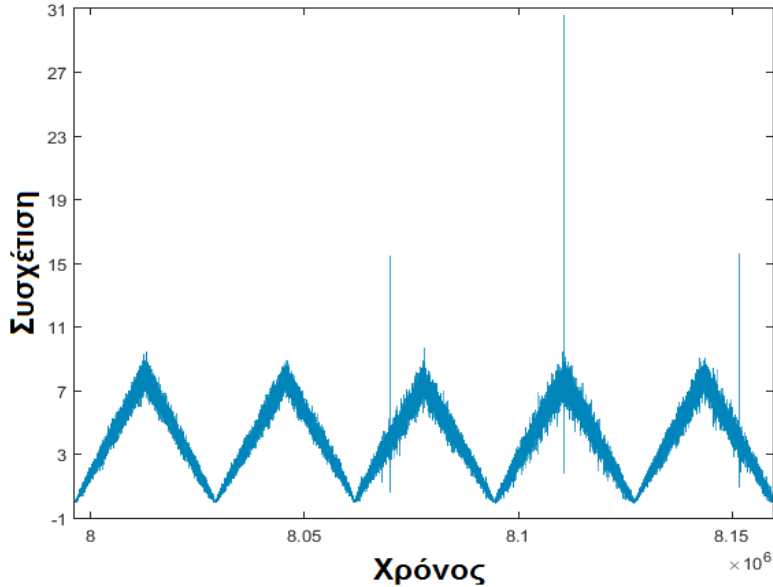


Σχήμα 33. Αναλογία μεγίστων των δυο τελευταίων συσχετίσεων του Σχήμα 32

### 6.3.3 Διακοπή

Στο Σχήμα 34 φαίνεται η συσχέτιση στο υποσύστημα της διακοπής, του λαμβανόμενου σήματος και των τοπικών προκαθορισμένων σημάτων της εκκίνησης και του πιλότου, που μαζί αποτελούν τη συνθήκη διακοπής. Εδώ οι συσχετίσεις γίνονται με διπλάσιο μέγεθος υποπλαισίου.

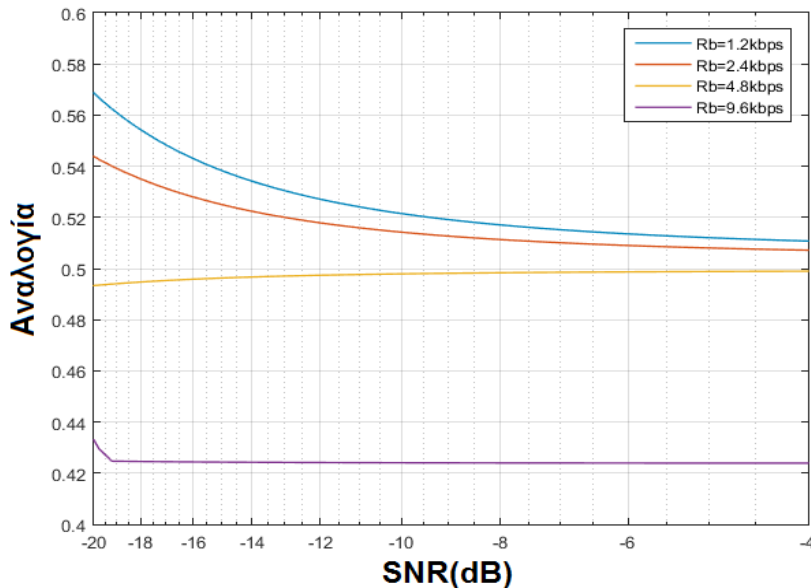
Οι πρώτες δυο συσχετίσεις είναι με δεδομένα, μετά ακολουθεί διπλό υποπλάσιο εκκίνησης-δεδομένων, το οποίο αντιλαμβανόμαστε από την υψηλή τιμή κορυφής μετατοπισμένη προς τα αριστερά, έπειτα διπλό υποπλάσιο εκκίνησης-πilotου, το οποίο αντιλαμβανόμαστε από την πολύ υψηλή τιμή κορυφής και τέλος διπλό υποπλάσιο pilotου-θορύβου, το οποίο αντιλαμβανόμαστε από την υψηλή τιμή κορυφής μετατοπισμένη προς τα δεξιά.



Σχήμα 34. Συσχετίσεις στο υποσύστημα διακοπής

Στο Σχήμα 35 φαίνεται η αναλογία των μεγίστων των δυο τελευταίων συσχετίσεων, δηλαδή την αναλογία συσχέτισης διπλού υποπλαισίου pilotου-εκκίνησης με pilotο-εκκίνηση και συσχέτισης διπλού υποπλαισίου pilotου-εκκίνησης με pilotο-θόρυβο, για SNR από -20dB μέχρι -4dB και για τους τέσσερις ρυθμούς μετάδοσης που επιλέξαμε.

Η τιμή κατωφλίου απόφασης επιλέχθηκε να είναι 0.57, ώστε να ικανοποιεί όλους τους ρυθμούς και σε συνθήκες υψηλού θορύβου.



Σχήμα 35. Αναλογία μεγίστων των δυο τελευταίων συσχετίσεων του Σχήμα 34

Η επιλογή των κατωφλίων που βασίστηκε στα προηγούμενα σχήματα επιβεβαιώθηκε και από τις πειραματικές μεταδόσεις.

## 7. ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΑΔΟΣΕΙΣ–ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΥΠΟ ΔΙΑΦΟΡΑ ΣΕΝΑΡΙΑ

Οι πειραματικές μεταδόσεις, των οποίων οι μετρήσεις θα παρουσιαστούν σε αυτό το κεφάλαιο, διενεργήθηκαν σε εξωτερικό περιβάλλον κατά τη διάρκεια της νύχτας. Έπρεπε να αποφύγουμε την παρεμβολή της ηλιακής ακτινοβολίας, που παρότι είναι ασθενής στο φασματικό εύρος του UVC, εν προκειμένω θα επηρέαζε σημαντικά λόγω του φίλτρου που χρησιμοποιούμε. Το φίλτρο που ήταν διαθέσιμο δεν λειτουργούσε ιδανικά, αφήνοντας ουρές εκατέρωθεν του μήκους κύματος των 265nm που λειτουργούσε το σύστημα. Ανάλογα με την ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας, οι ουρές αυτές επέτρεπαν την είσοδο αρκετής ακτινοβολίας με αποτέλεσμα ο δέκτης μας να φθάνει στον κόρο κατά τις ώρες της ημέρας, οπότε επιλέχθηκαν οι νυχτερινές ώρες για να παρακάμψουμε αυτό το φαινόμενο. Αν χρησιμοποιήσουμε ένα ακριβότερο και καλύτερο φίλτρο θα μπορέσουμε να επιτύχουμε μετάδοση και κατά τις ώρες της ημέρας.

Επίσης, λόγω του ότι ήμασταν σε εξωτερικό χώρο οι συνθήκες περιβάλλοντος και συγκεκριμένα οι συνθήκες υγρασίας δεν ήταν ελεγχόμενες και σταθερές. Όμως υπήρξε φροντίδα να είναι κοντά στις τυπικές τιμές για τον μήνα Απρίλιο, τον οποίο διενεργήθηκαν οι πειραματικές μεταδόσεις, αποφεύγοντας τις ημέρες με πολύ υψηλή ή πολύ χαμηλή υγρασία.

Οι παράμετροι του συστήματος που μεταβλήθηκαν είναι:

- η απόσταση του πομπού από τον δέκτη,
- οι γωνίες ανύψωσης του πομπού και του δέκτη,
- ο ρυθμός μετάδοσης,
- η αναλογία και ο τύπος κωδικοποίησης του καναλιού.

Επιλέχθηκε μια σειρά μετρήσεων στα 5m για να ελέγξουμε τη συμπεριφορά του συστήματος σε μεγάλες γωνίες ανύψωσης του πομπού και του δέκτη και άλλη μια σειρά μετρήσεων στα 25m για να κάνουμε μια εκτίμηση της εμβέλειας του συστήματος σε σχετικά μικρότερες γωνίες ανύψωσης.

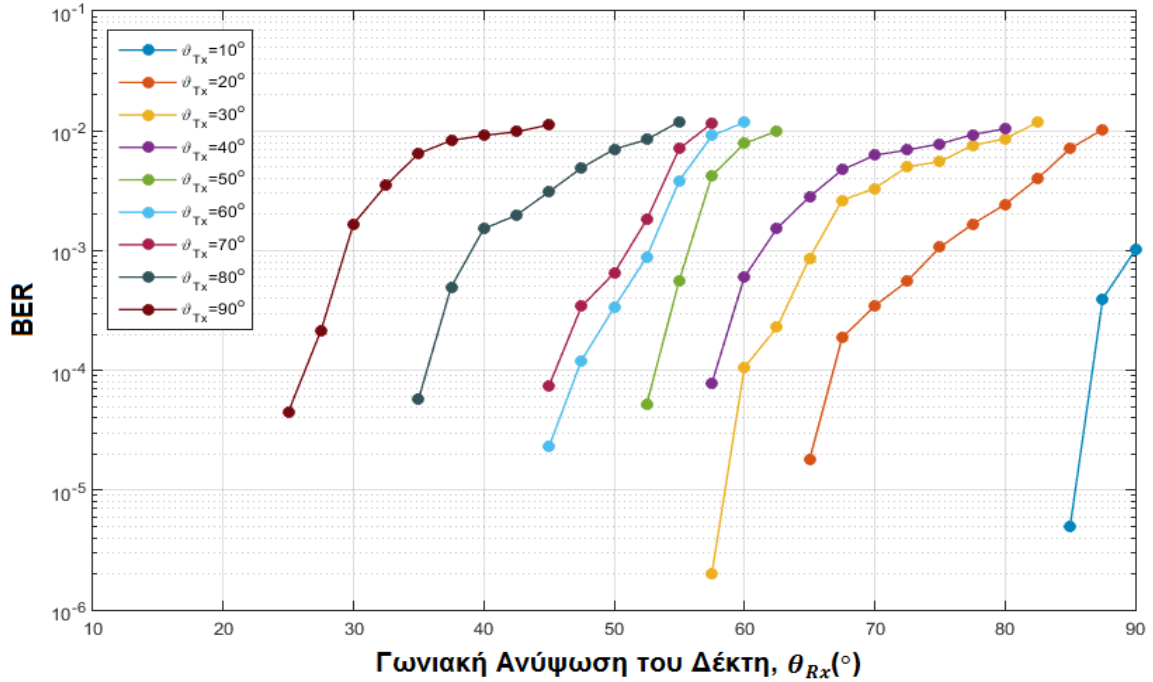
Το εύρος των γωνιών ανύψωσης που μετρήθηκαν ήταν από τις 10° μέχρι τις 90°. Επιλέξαμε να μεταβάλουμε τη γωνία του πομπού ανά 10° και του δέκτη ανά 2.5°. Μελετήθηκαν όλοι οι δυνατοί συνδυασμοί γωνιών ανύψωσης πομπού και δέκτη με την παραπάνω μέθοδο. Ακόμη, πρέπει να επισημανθεί ότι όταν οι γωνίες ανύψωσης εκατέρωθεν είναι μέχρι τις 30°, η διάδοση δεν είναι αμιγώς NLOS διότι υπάρχει οπτική επαφή.

Οι ρυθμοί μετάδοσης που επιλέξαμε είναι 1.2 kbps, 2.4 kbps, 4.8 kbps και 9.6 kbps. Ο σκοπός μας ήταν να δούμε πως επηρεάζεται ο ρυθμός σφαλμάτων ανάλογα με τον ρυθμό σηματοδοσίας που χρησιμοποιείται σε συνάρτηση με τον συνδυασμό γωνιών ανύψωσης και απόστασης.

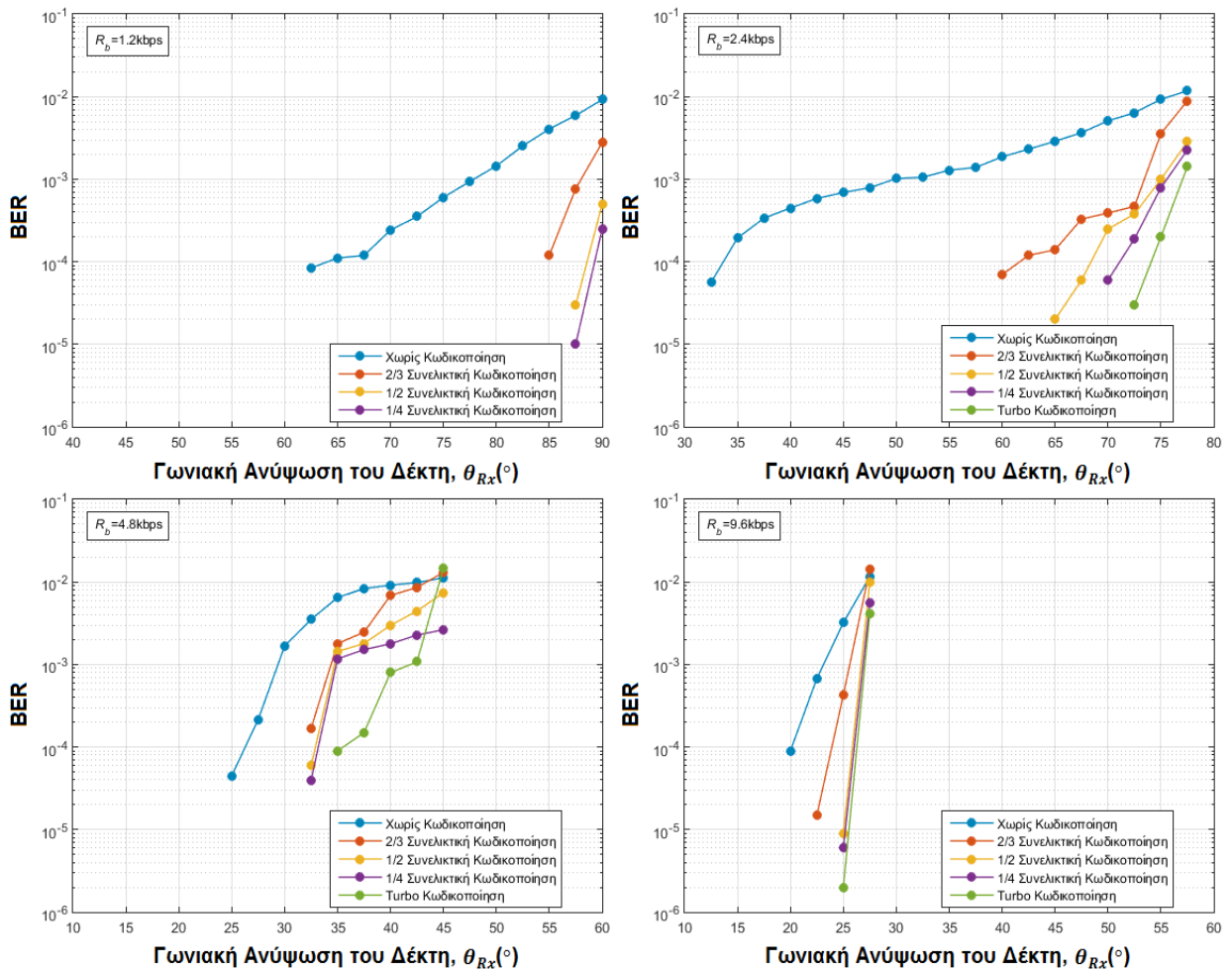
Οι κώδικες που μελετήθηκαν ήταν οι συνελικτικοί 2/3, 1/2, 1/4 και η turbo κωδικοποίηση που είναι περίπου 1/3. Ο στόχος ήταν να βρεθεί η κωδικοποίηση καναλιού που βελτιώνει περισσότερο το BER. Επίσης, όλες οι μεταδόσεις έγιναν και χωρίς κωδικοποίηση, αφενός για να εκτιμήσουμε το κανάλι, αφετέρου για να βρούμε το κέρδος που δίνει κάθε κωδικοποίηση.

Ακόμη, να αναφέρουμε και τις παραμέτρους του υλικού που επηρεάζουν τις μεταδόσεις. Η μέση ισχύς του πομπού ρυθμίστηκε στα 1.8mW και ήταν η ίδια για όλες τις μεταδόσεις. Επίσης, σταθερό στη μέγιστη τιμή του, ήταν και το κέρδος του ενισχυτή διαντίστασης, που ρυθμίστηκε στα 470KΩ. Μεταβαλλόμενη ήταν η τάση ελέγχου του τροφοδοτικού υψηλής τάσης του φωτοπολλαπλασιαστή 4-5V, ανάλογα με τον συνδυασμό των γωνιών ανύψωσης του πομπού και του δέκτη, έτσι ώστε το πλάτος του σήματος λήψης να ψαλιδίζεται οριακά.

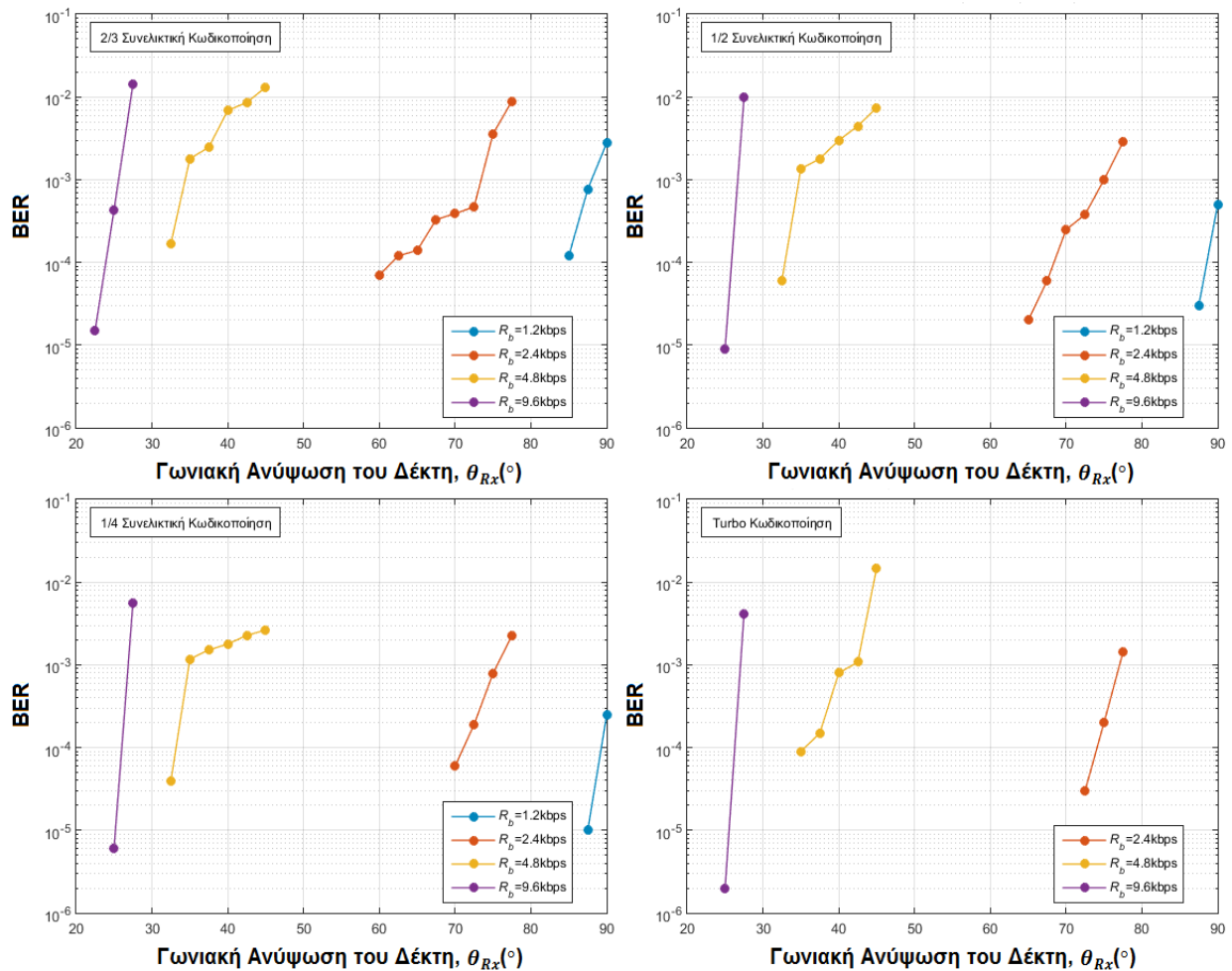
Για απόσταση 5m:



Σχήμα 36. Ποσοστό σφάλματος bit για όλες τις γωνίες ανύψωσης του πομπού  $\theta_{Tx}$  και του δέκτη  $\theta_{Rx}$  για μετάδοση χωρίς κωδικοποίηση καναλιού και ρυθμό  $R_b = 4.8kbps$



Σχήμα 37. Ποσοστό σφάλματος bit για σταθερή γωνιακή ανύψωση του πομπού  $\theta_{Tx} = 90^\circ$  και μεταβλητή  $\theta_{Rx}$  γωνιακή ανύψωση του δέκτη για μετάδοση με και χωρίς κωδικοποιήσεις καναλιού που μελετήθηκαν και ρυθμούς  $R_b = 1.2kbps, R_b = 2.4kbps, R_b = 4.8kbps, R_b = 9.6kbps$



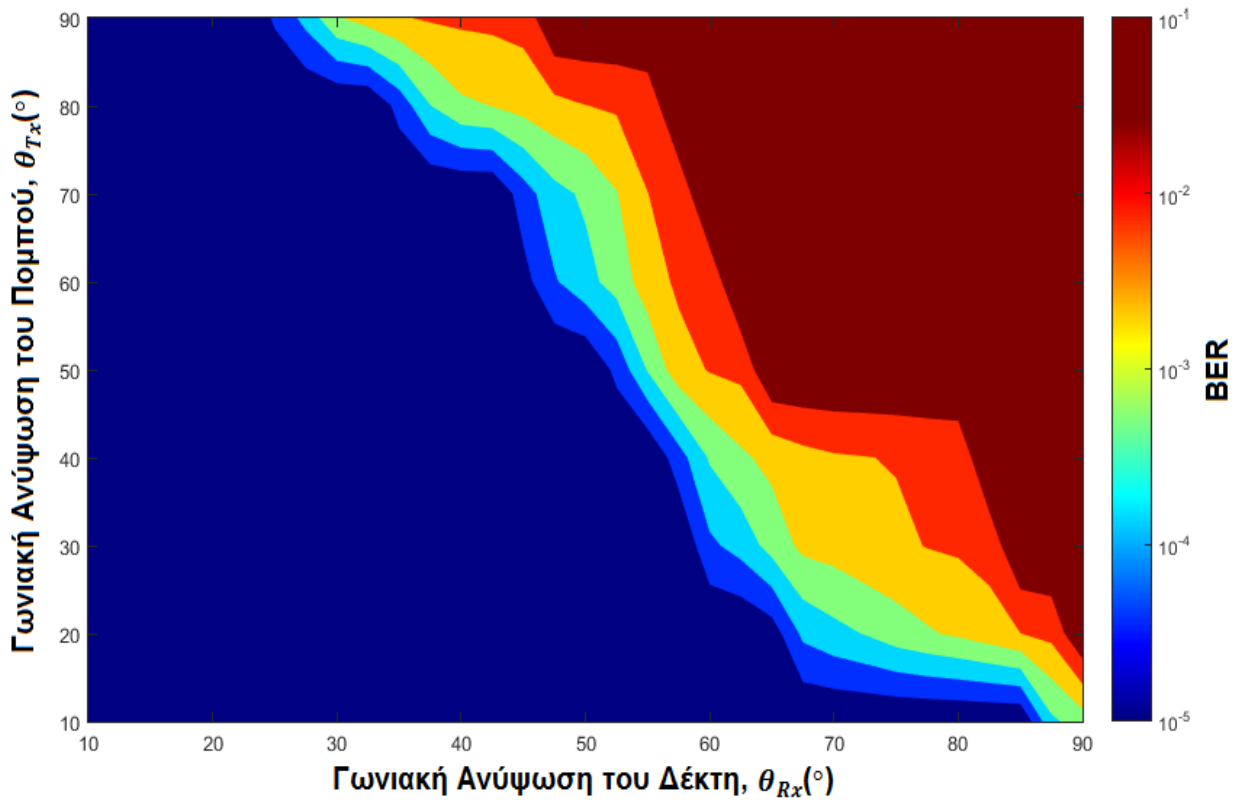
**Σχήμα 38.** Ποσοστό σφάλματος bit για σταθερή γωνιακή ανύψωση του πομπού  $\theta_{Tx} = 90^\circ$  και μεταβλητή  $\theta_{Rx}$  γωνιακή ανύψωση του δέκτη για μετάδοση με 2/3 συνελκτική κωδικοποίηση καναλιού, 1/2 συνελκτική κωδικοποίηση καναλιού, 1/4 συνελκτική κωδικοποίηση καναλιού, turbo κωδικοποίηση καναλιού και όλους τους ρυθμούς  $R_b$  που χρησιμοποιήθηκαν

Από το Σχήμα 36, βλέπουμε ότι αυξάνεται το BER καθώς αυξάνονται οι γωνίες ανύψωσης. Επίσης, οι γωνίες ανύψωσης του πομπού και του δέκτη λειτουργούν παραπληρωματικά, δηλαδή η αύξηση της γωνίας ανύψωσης του ενός άκρου, απαιτεί τη μείωση της γωνίας ανύψωσης του άλλου για να επιτύχει τις ίδιες επιδόσεις, διατηρώντας όμως το ίδιο εύρος γωνιών λειτουργίας για BER από 0 έως  $10^{-2}$ . Επιπρόσθετα, φαίνεται πως το σύστημα ευνοεί τη γωνία ανύψωσης του πομπού, διότι μπορεί να επιτύχει μικρότερο BER από αυτό που επιτυγχάνει ένας συνδυασμός μιας χαμηλής γωνίας ανύψωσης του πομπού με μια υψηλή γωνία του δέκτη, όταν αντιστρέψουμε τις γωνίες ανύψωσης. Αυτό οφείλεται στο μικρότερο κώνο εκπομπής των LEDs.

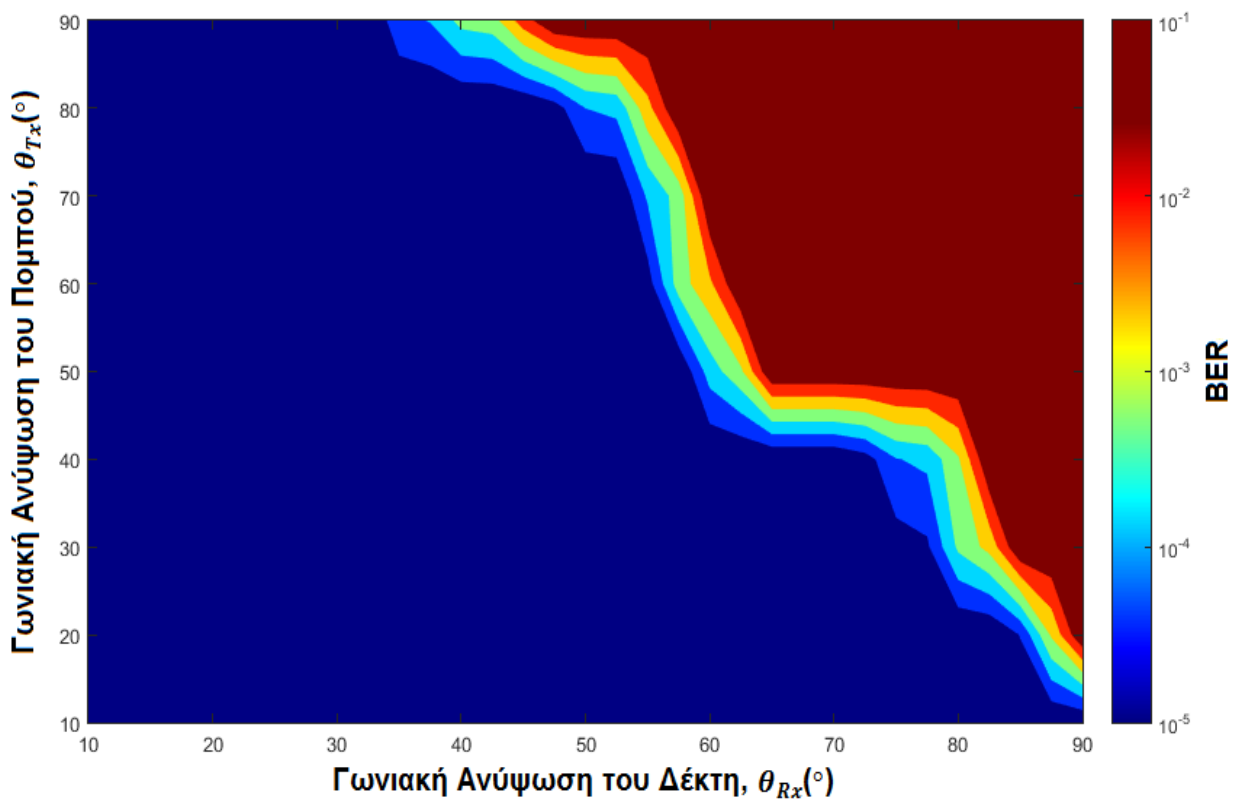
Από το Σχήμα 37, παρατηρούμε τη μεγάλη βελτίωση των επιδόσεων με τη χρήση κωδικοποίησης, η οποία γίνεται ακόμη μεγαλύτερη για τους χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Επίσης, παρατηρείται και η γρηγορότερη επιδείνωση του BER για το κωδικοποιημένο κανάλι καθώς αυξάνονται οι γωνίες ανύψωσης.

Από το Σχήμα 38, παρατηρούμε ότι ο αυξημένος ρυθμός μετάδοσης συνεπάγεται χαμηλότερες γωνίες ανύψωσης για την επίτευξη του ίδιου BER, ανεξαρτήτως κωδικοποίησης.

Τέλος, από τη σύγκριση του Σχήμα 39 με το Σχήμα 40 που ακολουθούν, γίνεται ευδιάκριτη η επιρροή της κωδικοποίησης του καναλιού. Αυξάνει κατά πολύ το εύρος των γωνιών που οι μεταδόσεις γίνονται σχεδόν αλάνθαστες, συμπιέζοντας την περιοχή που το σύστημα παράγει μεγάλο αριθμό σφαλμάτων.

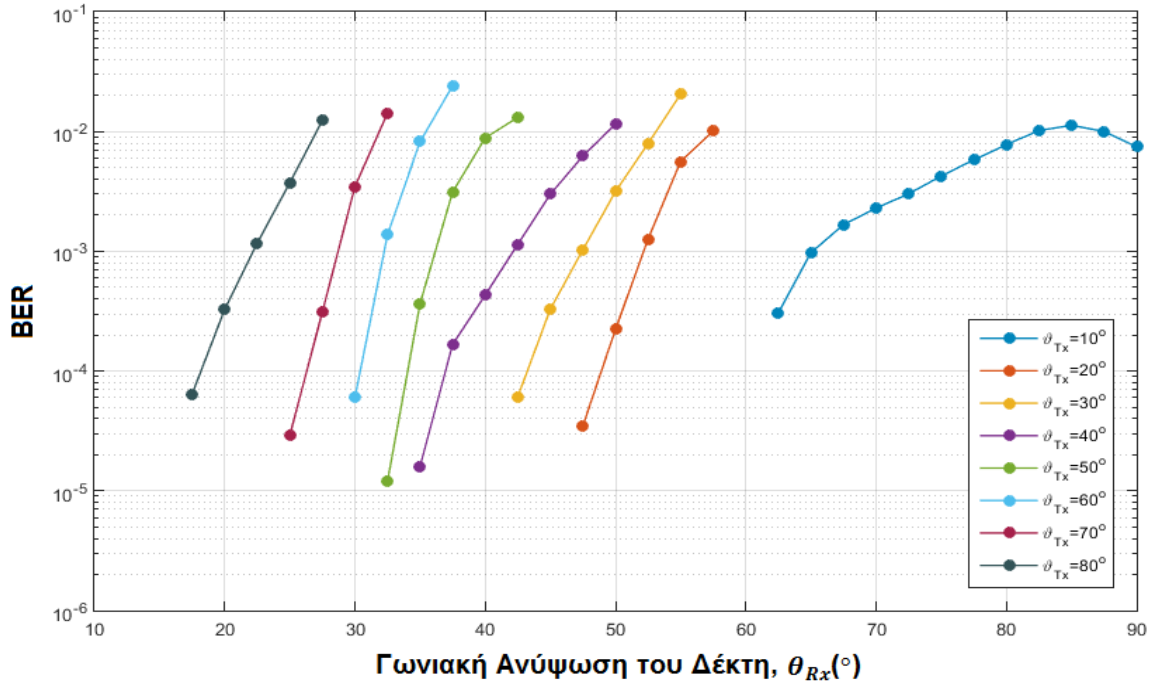


Σχήμα 39. Χρωματική απεικόνιση του ποσοστού σφάλματος bit για όλους τους συνδυασμούς των γωνιών ανύψωσης του πομπού  $\theta_{Tx}$  και του δέκτη  $\theta_{Rx}$  για μετάδοση χωρίς κωδικοποίηση καναλιού και ρυθμό  $R_b = 4.8kbps$

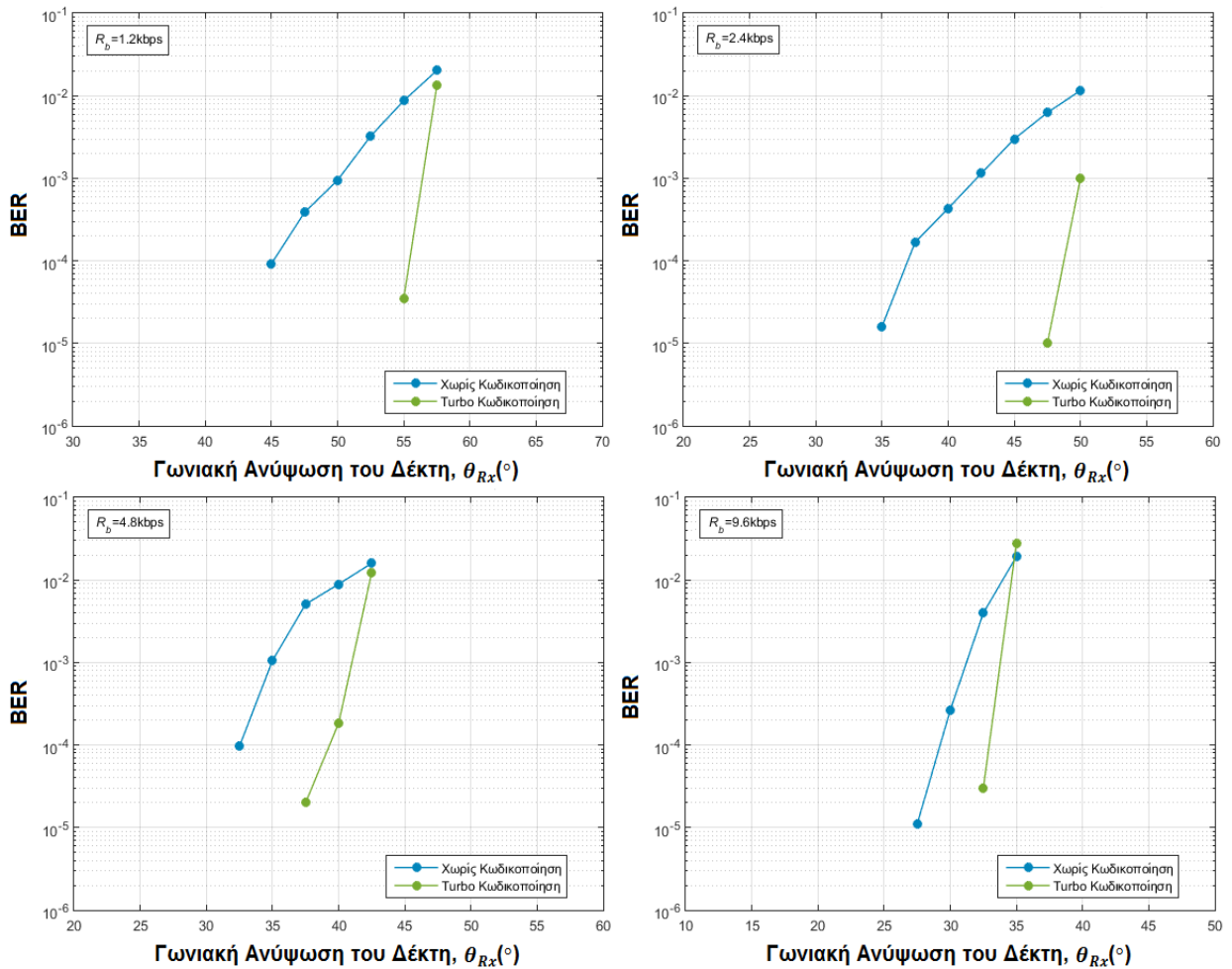


Σχήμα 40. Χρωματική απεικόνιση του ποσοστού σφάλματος bit για όλους τους συνδυασμούς των γωνιών ανύψωσης του πομπού  $\theta_{Tx}$  και του δέκτη  $\theta_{Rx}$  για μετάδοση με turbo κωδικοποίηση καναλιού και ρυθμό  $R_b = 4.8kbps$

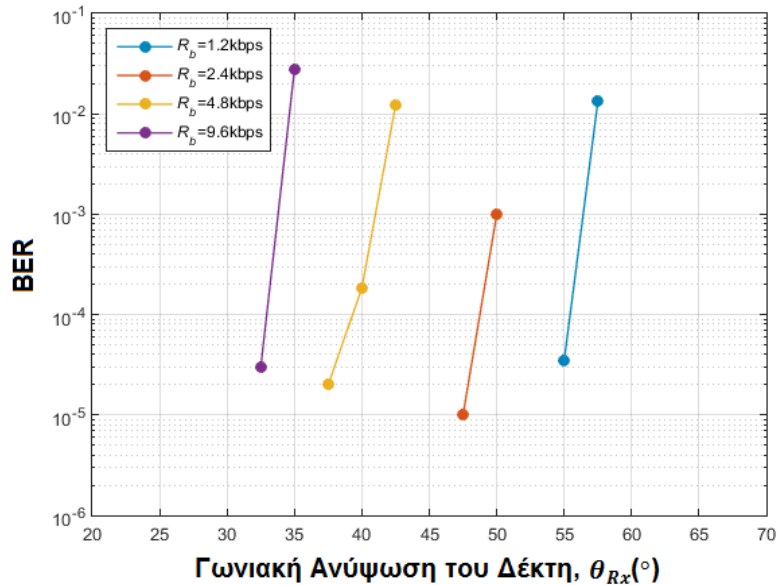
Για απόσταση 25m:



Σχήμα 41. Ποσοστό σφάλματος bit για όλες τις γωνίες ανύψωσης του πομπού  $\theta_{Tx}$  και του δέκτη  $\theta_{Rx}$  για μετάδοση χωρίς κωδικοποίηση καναλιού και ρυθμό  $R_b = 2.4kbps$



Σχήμα 42. Ποσοστό σφάλματος bit για σταθερή γωνιακή ανύψωση του πομπού  $\theta_{Tx} = 40^\circ$  και μεταβλητή  $\theta_{Rx}$  γωνιακή ανύψωση του δέκτη για μετάδοση με turbo και χωρίς κωδικοποίηση καναλιού και ρυθμούς  $R_b = 1.2kbps$ ,  $R_b = 2.4kbps$ ,  $R_b = 4.8kbps$ ,  $R_b = 9.6kbps$



**Σχήμα 43.** Ποσοστό σφάλματος bit για σταθερή γωνιακή ανύψωση του πομπού  $\theta_{Tx} = 40^\circ$  και μεταβλητή  $\theta_{Rx}$  γωνιακή ανύψωση του δέκτη για μετάδοση με turbo κωδικοποίηση καναλιού και όλους τους ρυθμούς  $R_b$  που χρησιμοποιήθηκαν

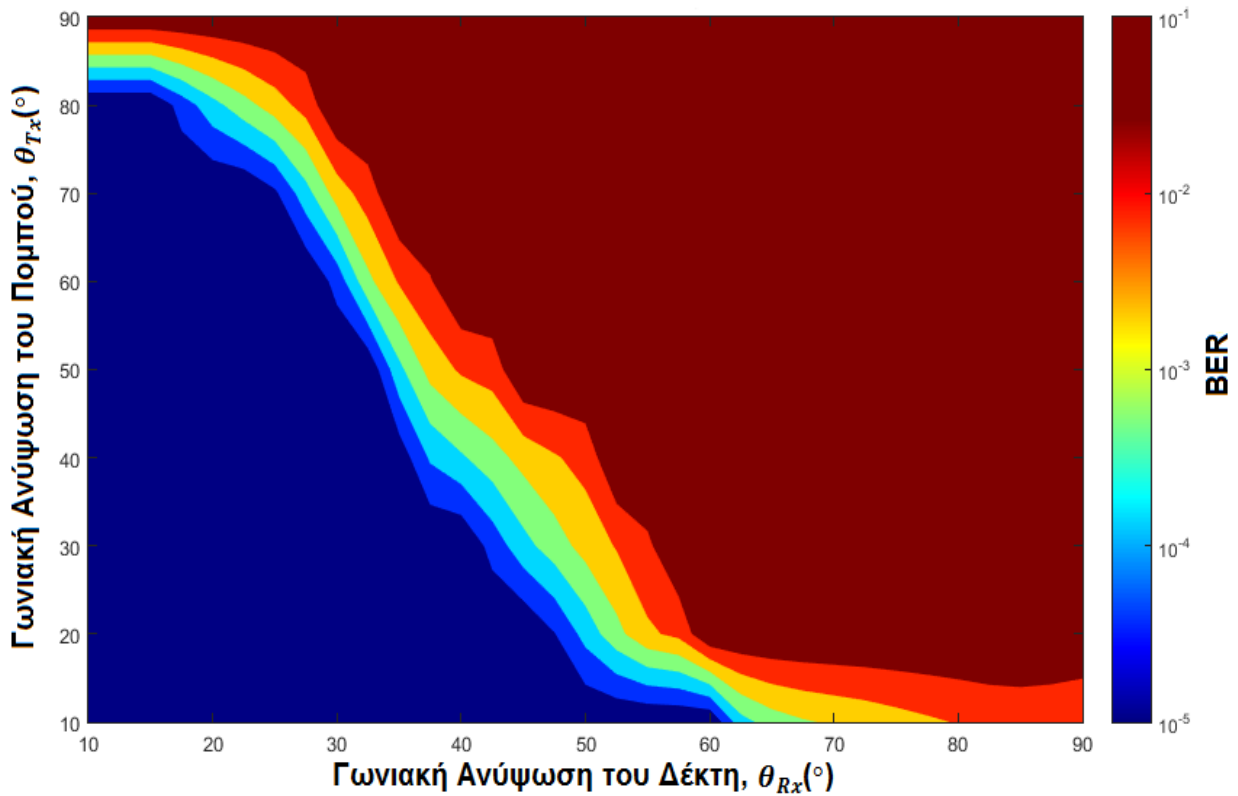
Από το Σχήμα 41, μπορούμε να αντιληφθούμε ότι η συμπεριφορά του συστήματος παραμένει ίδια σε γενικές γραμμές. Παρατηρούμε όμως, ότι οι γωνίες ανύψωσης του πομπού και του δέκτη είναι αρκετά μικρότερες για ίδιο ποσοστό σφάλματος bit λόγω της μεγαλύτερης απόστασης και επομένως των αυξημένων απωλειών. Επίσης, η ποιότητα της μετάδοσης χειροτερεύει γρηγορότερα, με αποτέλεσμα ένα μικρότερο εύρος γωνιών λειτουργίας. Ακόμη, η διαφορετική συμπεριφορά στη γωνία των  $10^\circ$  ανύψωσης του πομπού, από τις υπόλοιπες, οφείλεται στο χώρο που πραγματοποιήθηκαν οι πειραματικές μεταδόσεις. Το BER φαίνεται να μειώνεται όταν η γωνία λήψης υπερβεί τις  $85^\circ$ , καθώς ο δέκτης λαμβάνει ανακλάσεις από υπερκείμενη κατασκευή.

Στο Σχήμα 42, γίνεται σύγκριση του καναλιού χωρίς κωδικοποίηση, και μόνο με την turbo κωδικοποίηση αυτή τη φορά, αφού φάνηκε από τη μικρότερη απόσταση ότι είναι πάντα καλύτερη από τις άλλες κωδικοποιήσεις που μελετήθηκαν. Παρατηρούμε ότι το κέρδος από την κωδικοποίηση του καναλιού είναι μικρότερο σε σχέση με το κέρδος που έδινε προηγούμενα. Ακόμη, ένα φαινόμενο που παρατηρήθηκε και στη μικρότερη απόσταση αλλά εδώ διακρίνεται καλύτερα, είναι ότι οι κωδικοποιήσεις σταματούν να αποδίδουν για BER πάνω από  $10^{-2}$  περίπου.

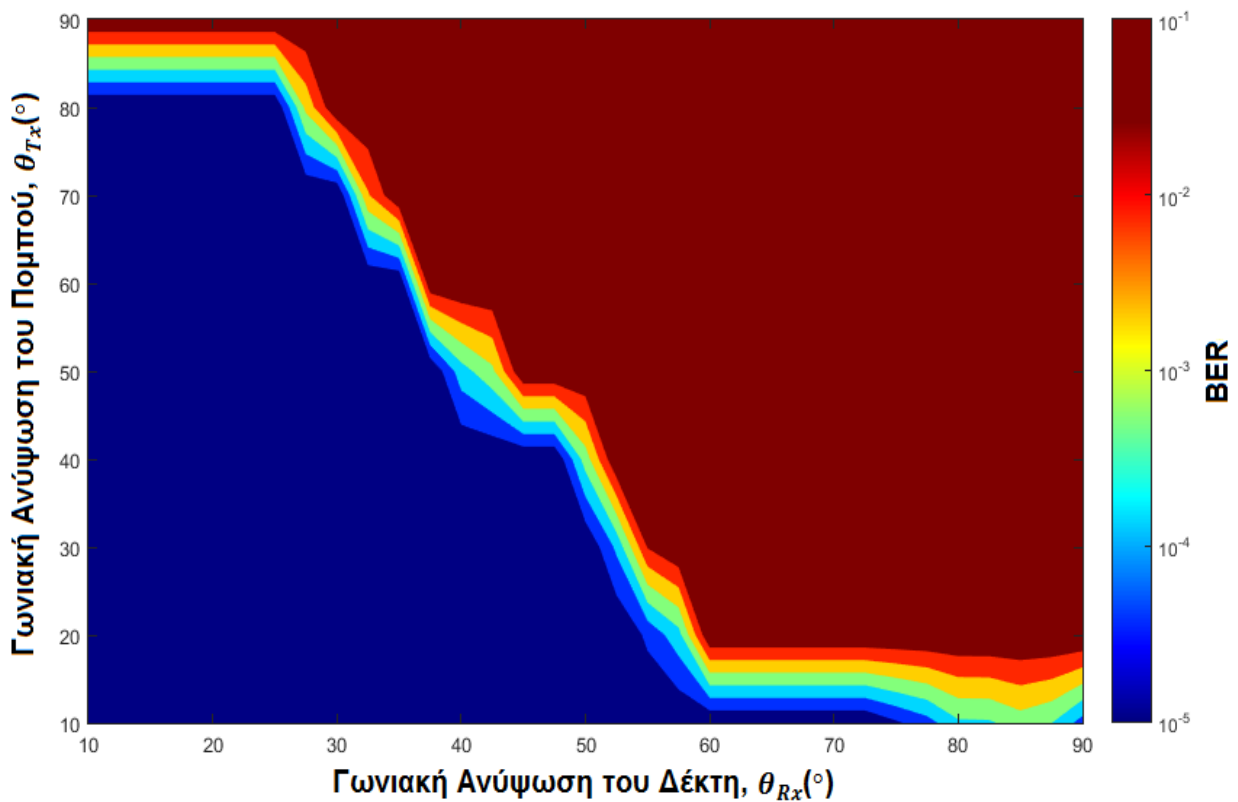
Αντίστοιχα στο Σχήμα 43, φαίνεται μόνο η turbo κωδικοποίηση για τους ίδιους λόγους που αναφέρθηκαν πρωτύτερα. Και εδώ η συμπεριφορά του συστήματος παραμένει περίπου ίδια, μόνο που δεν υπάρχει το χάσμα στις γωνίες ανύψωσης μεταξύ των δυο ταχύτερων με τους δυο βραδύτερους ρυθμούς.

Από τη σύγκριση του Σχήμα 44 με το Σχήμα 45 που ακολουθούν, γίνεται ευδιάκριτη η επιρροή της κωδικοποίησης του καναλιού. Αυξάνει το εύρος των γωνιών που οι μεταδόσεις γίνονται σχεδόν αλάνθαστες, αλλά σε μικρότερο βαθμό από τη μικρότερη απόσταση, συμπιέζοντας την περιοχή που το σύστημα παράγει μεγάλο αριθμό σφαλμάτων. Πρέπει να σημειωθεί ότι η turbo κωδικοποίηση τριπλασιάζει τον πραγματικό ρυθμό μετάδοσης και επομένως είναι ιδιαίτερα αποδοτική για χαμηλούς ρυθμούς.

Τέλος, στον Πίνακα 5 παρουσιάζονται οι επιδόσεις του συστήματος που μελετήθηκε κωδικοποιώντας το κανάλι με turbo κωδικοποίηση και σε απόσταση 25m του πομπού από τον δέκτη. Για κάθε γωνία ανύψωσης του πομπού δίνεται η μέγιστη γωνία ανύψωσης του δέκτη, όπου επιτυγχάνεται ποσοστό σφάλματος bit μικρότερο από  $10^{-3}$  για κάθε ρυθμό μετάδοσης που χρησιμοποιήθηκε.



Σχήμα 44. Χρωματική απεικόνιση του ποσοστού σφάλματος bit για όλους τους συνδυασμούς των γωνιών ανύψωσης του πομπού  $\theta_{Tx}$  και του δέκτη  $\theta_{Rx}$  για μετάδοση χωρίς κωδικοποίηση καναλιού και ρυθμό  $R_b = 2.4kbps$



Σχήμα 45. Χρωματική απεικόνιση του ποσοστού σφάλματος bit για όλους τους συνδυασμούς των γωνιών ανύψωσης του πομπού  $\theta_{Tx}$  και του δέκτη  $\theta_{Rx}$  για μετάδοση με turbo κωδικοποίηση καναλιού και ρυθμό  $R_b = 2.4kbps$

**Πίνακας 5. Συνοπτικά οι επιδόσεις που επιτευχθήκαν με turbo κωδικοποίηση καναλιού**

Γωνιακή Ανύψωση Πομπού $\theta_{Tx}$ (°)	Γωνιακή Ανύψωση Δέκτη $\theta_{Rx}$ (°)	Ρυθμός Μετάδοσης $R_b$ (kbps)	BER
10	90	1.2	0
10	90	2.4	0
10	62.5	4.8	0
10	55	9.6	4.0e-05
20	90	1.2	0
20	57.5	2.4	3.2e-04
20	50	4.8	1.5e-04
20	40	9.6	0
30	60	1.2	2.5e-05
30	52.5	2.4	1.8e-04
30	45	4.8	3.2e-04
30	35	9.6	3.2e-04
40	55	1.2	3.5e-05
40	50	2.4	1.0e-03
40	40	4.8	1.8e-04
40	32.5	9.6	3.3e-05
50	52.5	1.2	4.2e-04
50	40	2.4	2.9e-04
50	35	4.8	5.7e-04
50	30	9.6	0
60	45	1.2	2.5e-04
60	35	2.4	0
60	32.5	4.8	0
60	27.5	9.6	3.1e-04
70	40	1.2	1.5e-05
70	30	2.4	0
70	27.5	4.8	4.0e-04
70	22.5	9.6	1.4e-04
80	30	1.2	1.5e-05
80	25	2.4	0
80	20	4.8	3.8e-04
80	10	9.6	1.5e-04

## 8. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Κατά τη διάρκεια της εργασίας μελετήθηκε βιβλιογραφικά η διάδοση με διάχυτο φως στο υπεριώδες (UV) και εκτιμήθηκε η επίδραση της ατμοσφαιρικής απορρόφησης και σκέδασης, των μετεωρολογικών συνθηκών και του διάχυτου ηλιακού φωτός στην ποιότητα της ζεύξης. Επίσης, εκτιμήθηκε η επίδραση του θορύβου βολής στην ποιότητα της μετάδοσης των δεδομένων.

Αφού αναλύθηκαν οι περιορισμοί και οι ιδιαιτερότητες μιας ζεύξης μετάδοσης δεδομένων με διάχυτο υπεριώδες φως, επιλέχθηκε η τετραδική διαμόρφωση θέσης παλμών (4PPM) για την ικανότητά της να αποδίδει σε σηματοθορυβικούς λόγους (SNR) αρκετά μικρότερους της μονάδας.

Για τη μείωση του ρυθμού σφαλμάτων (BER) δοκιμάστηκαν διάφορες συνελκτικές (convolutional) κωδικοποιήσεις καναλιού. Όπως προέκυψε από τα πειραματικά αποτελέσματα, η κωδικοποίηση turbo πέτυχε τη μεγαλύτερη μείωση στο BER καθιστώντας δυνατή την αλάνθαστη επικοινωνία σε χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης με περιορισμένη ισχύ εκπομπής και γωνίες ανύψωσης χαμηλότερες από 50° στα 25m. Σε μικρές αποστάσεις μπορεί να χρησιμοποιηθούν μεγάλες γωνίες εκπομπής-λήψης διευκολύνοντας τη δημιουργία δικτύου τοπολογίας αστέρα.

Παρά τη χρήση οπτικού φίλτρου στην είσοδο του δέκτη-φωτοπολλαπλασιαστή, η μετάδοση δεδομένων κατά τη διάρκεια της ημέρας δεν έγινε εφικτή λόγω του κορεσμού του φωτοπολλαπλασιαστή από το διάχυτο ηλιακό φως. Η χρήση καλύτερου και ακριβότερου οπτικού φίλτρου με στενό εύρος ζώνης γύρω από το επιθυμητό μήκος κύματος θα επέτρεπε την εγκαθίδρυση ζεύξης.

Η διαδικασία υλοποίησης του αυτόνομου οπτικού πομποδέκτη και ιδιαίτερα το ψηφιακό τμήμα του κατέδειξαν τις ιδιαιτερότητες των ψηφιακών ζεύξεων δεδομένων με έμφαση στα προβλήματα συγχρονισμού. Για τον επιτυχή συγχρονισμό των δομικών στοιχείων του πομποδέκτη, χρησιμοποιήθηκαν κατώφλια απόφασης, η τιμή των οποίων επιλέχθηκε μετά από προσομοιώσεις. Η πειραματική διαδικασία απέδειξε ότι οι τιμές που είχαν επιλεγεί, επέτρεψαν στα υποσυστήματα συγχρονισμού να λειτουργήσουν σε κάθε περίπτωση.

Η δημιουργία ενός δικτύου πομποδεκτών με σκεδαζόμενο υπεριώδες φως αποτελεί ένα ανοιχτό ερευνητικό ζήτημα. Διάφορες δικτυακές τοπολογίες μπορούν να εκμεταλλευθούν τις ιδιαιτερότητες και τα πλεονεκτήματα μιας τέτοιας ζεύξης. Ανάλογα με τη γεωμετρία της επιθυμητής κάλυψης είναι δυνατόν να επιλεγούν κατάλληλες τοπολογίες και να εξαχθούν οι προδιαγραφές των παραμέτρων των πομποδεκτών. Με βάση το σύστημα που αναπτύξαμε μπορούν να κατασκευαστούν περισσότεροι πομποδέκτες και να δοκιμαστούν πειραματικά οι καταλληλότερες δικτυακές τοπολογίες που έχουν προκύψει μετά από θεωρητική μελέτη.

## ΠΙΝΑΚΑΣ ΟΡΟΛΟΓΙΑΣ

Ξενόγλωσσος όρος	Ελληνικός Όρος
Bit Error Rate	Ποσοστό Σφάλματος Bit
Convolutional	Σενελικτικός
Duty Cycle	Κύκλος Λειτουργίας
Error Correcting Code	Κώδικας Διόρθωσης Σφαλμάτων
Field Of View	Οπτικό Πεδίο
Forward Error Correction	Εμπρόσθια Διόρθωση Σφαλμάτων
Free Space Optical communication	Οπτική επικοινωνία Ελεύθερου Χώρου
Intensity Modulation Direct Detection	Διαμόρφωση Έντασης και Άμεση Φώραση
Interleaver	Διεμπλοκέας
Line-Of-Sight	Οπτική Επαφή
Non-Line-Of-Sight	Χωρίς Οπτική Επαφή
Photophone	Φωτόφωνο
Pulse Position Modulation	Διαμόρφωση Θέσης Παλμού
Signal to Noise Ratio	Λόγος Σήματος προς Θόρυβο
Ultraviolet	Υπεριώδες

## ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ – ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ – ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ

APD	Avalanche Photo Diode
BER	Bit Error Rate
BER	Bit Error Rate
DARPA	Defense Advanced Research Projects Agency
ECC	Error Correcting Code
FEC	Forward Error Correction
FSO	Free Space Optical communication
Laser Diode	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation Diode
LED	Light Emitting Diode
LOS	Line-Of-Sight
NLOS	Non-Line-Of-Sight
OOK	On-Off-Keying
PMT	Photo Multiplier Tube
PPM	Pulse Position Modulation
SNR	Signal to Noise Ratio
UV	Ultraviolet
ΕΚΠΑ	Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

## ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] H. Weichel, *Laser Beam Propagation in the Atmosphere*, Bellingham: SPIE Publications, 1990.
- [2] A. Geboff, "randfoo," 26 1 2010. [Online]. Available: <http://www.randfoo.com/2010/01/modtran/>. [Accessed 15 5 2017].
- [3] O. Bouchet, H. Sizun, C. Boisrobert, F. De Fornel και P.-N. Favenec, *Free Space Optics Propagation and Communication*, London: International Society for Technology in Education, 2006.
- [4] G. Mie, «Beiträge zur Optik trüber Medien, speziell kolloidaler Metallösungen,» *Analen der Physic*, τόμ. 330, αρ. 3, pp. 377-445, 1908.
- [5] A. Bucholtz, «Rayleigh Scattering Calculations for the Terrestrial Atmosphere,» *Applied Optics*, τόμ. 34, αρ. 15, pp. 2765-2773, 1995.
- [6] R. Penndorf, «Tables of the Refractive Index for Standard Air and the Rayleigh Scattering Coefficient for the Spectral Region between 0.2 and 20.0  $\mu$  and their Application to Atmospheric Optics,» *Journal of the Optical Society of America*, τόμ. 47, αρ. 2, pp. 176-182, 1957.
- [7] K. Middleton, *Vision Through the Atmosphere*, Toronto: University of Toronto Press, 1952.
- [8] P. Kruse, L. McGlauchlin και R. McQuistan, *Elements of Infrared Technology: Generation, Transmission and Detection*, New York: John Wiley & Sons, 1962.
- [9] . R. McClintock, A. Haddadi και M. Razeghi, «Free-space optical communication using mid-infrared or solar-blind ultraviolet sources and detectors,» σε *Quantum Sensing and Nanophotonic Devices IX*, San Francisco, 2012.
- [10] D. Hutt και D. Tofsted, «Effect of atmospheric turbulence on propagation of ultraviolet radiation,» *Optics & Laser Technology*, τόμ. 32, αρ. 1, pp. 39-48, 2000.
- [11] J. Wallace και P. Hobbs, *Atmospheric Science: An Introductory Survey*, Orlando: Academic Press, 2006.
- [12] G. Shaw, A. Siegel και M. Nischa, «Demonstration System and Applications for Compact Wireless Ultraviolet Communications,» *Proceedings of SPIE*, τόμ. 5071, pp. 241-252, 2003.
- [13] Texas Instruments, 2 2002. [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlc272.pdf>. [Πρόσβαση 5 2017].
- [14] SETi, 1 2016. [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.s-et.com/uvclean-sheets/high-power-uv-lamp-3-5mw.pdf>. [Πρόσβαση 5 2017].
- [15] Hamamatsu, 12 2010. [Ηλεκτρονικό]. Available: [https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/etd/R7154\\_TPMS1036E.pdf](https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/etd/R7154_TPMS1036E.pdf). [Πρόσβαση 5 2017].
- [16] Hamamatsu, 6 2012. [Ηλεκτρονικό]. Available: [https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/etd/C4900\\_TACC1013E.pdf](https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/etd/C4900_TACC1013E.pdf). [Πρόσβαση 5 2017].
- [17] C. Shannon, «A mathematical theory of communication,» *The Bell System Technical Journal*, τόμ. 27, αρ. 3, pp. 379 - 423, 1948.
- [18] C. Shannon, «A mathematical theory of communication,» *The Bell System Technical Journal*, τόμ. 27, αρ. 4, pp. 623 - 656, 1948.
- [19] S. Lin και D. Costello, *Error Control Coding*, New Jersey: Pearson-Prentice Hall, 2004.