



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ

ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΧΡΟΝΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΔΕΙΚΤΗ ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑ ΨΗΦΙΑΚΗΣ
ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ ΥΠΟΛΕΙΠΟΜΕΝΟΥ ΦΕΡΟΝΤΟΣ

Διπλωματική Εργασία

Ζερβός Σπυρίδων
szervos@inf.uth.gr

Επιβλέποντες: Αντώνιος Αργυρίου, Ποταμιάνος Γεράσιμος, Κοράκης Αθανάσιος

Βόλος 2020



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ

ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΧΡΟΝΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΔΕΙΚΤΗ ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑ ΨΗΦΙΑΚΗΣ
ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ ΥΠΟΛΕΙΠΟΜΕΝΟΥ ΦΕΡΟΝΤΟΣ

Διπλωματική Εργασία

Ζερβός Σπυρίδων
szervos@inf.uth.gr

Επιβλέποντες: Αντώνιος Αργυρίου, Ποταμιάνος Γεράσιμος, Κοράκης Αθανάσιος

Βόλος 2020



UNIVERSITY OF THESSALY

SCHOOL OF ENGINEERING

DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING

TIME DOMAIN INDEX MODULATION (IM) IN A DIGITAL
COMMUNICATION SYSTEM

Diploma Thesis

Zervos Spiridon
szervos@inf.uth.gr

Supervisors: Antonios Argyriou, Potamianos Gerasimos , Korakis Athanasios

Volos 2020

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή και μέντορά μου κ. Αντώνιο Αργυρίου που μέσω των υποδείξεων και συμβουλών του με καθοδήγησε στα ζητήματα που προέκυψαν, καθώς και η συμβολή του ήταν ουσιαστική για τη διεκπεραίωση και ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

Στην οικογένειά μου,

ΥΠΕΥΘΥΝΗ ΔΗΛΩΣΗ ΠΕΡΙ ΑΚΑΔΗΜΑΪΚΗΣ ΔΕΟΝΤΟΛΟΓΙΑΣ ΚΑΙ ΠΝΕΥΜΑΤΙΚΩΝ ΔΙΚΑΙΩΜΑΤΩΝ

«Με πλήρη επίγνωση των συνεπειών του νόμου περί πνευματικών δικαιωμάτων, δηλώνω ρητά ότι η παρούσα διπλωματική εργασία, καθώς και τα ηλεκτρονικά αρχεία και πηγαίοι κώδικες που αναπτύχθηκαν ή τροποποιήθηκαν στα πλαίσια αυτής της εργασίας, αποτελεί αποκλειστικά προϊόν προσωπικής μου εργασίας, δεν προσβάλλει κάθε μορφής δικαιώματα διανοητικής ιδιοκτησίας, προσωπικότητας και προσωπικών δεδομένων τρίτων, δεν περιέχει έργα/εισφορές τρίτων για τα οποία απαιτείται άδεια των δημιουργών/δικαιούχων και δεν είναι προϊόν μερικής ή ολικής αντιγραφής, οι πηγές δε που χρησιμοποιήθηκαν περιορίζονται στις βιβλιογραφικές αναφορές και μόνον και πληρούν τους κανόνες της επιστημονικής παράθεσης. Τα σημεία όπου έχω χρησιμοποιήσει ιδέες, κείμενο, αρχεία ή/και πηγές άλλων συγγραφέων, αναφέρονται ευδιάκριτα στο κείμενο με την κατάλληλη παραπομπή και η σχετική αναφορά περιλαμβάνεται στο τμήμα των βιβλιογραφικών αναφορών με πλήρη περιγραφή. Αναλαμβάνω πλήρως, ατομικά και προσωπικά, όλες τις νομικές και διοικητικές συνέπειες που δύναται να προκύψουν στην περίπτωση κατά την οποία αποδειχθεί, διαχρονικά, ότι η εργασία αυτή ή τμήμα της δεν μου ανήκει διότι είναι προϊόν λογοκλοπής».

Ο Δηλών



Ζερβός Σπυρίδων

Ημερομηνία
12/07/20

Χρονική διαμόρφωση δείκτη σε σύστημα ψηφιακής επικοινωνίας υπολειπόμενου φέροντος

Περίληψη

Οι αυξανόμενες ανάγκες στη μετάδοση πληροφορίας έχουν οδηγήσει στην εξέλιξη του ασύρματου δικτύου. Από ατομικό έως κοινωνικό επίπεδο, η σημασία της ασύρματης μετάδοσης δεδομένων φαίνεται από τη συνεχή χρήση της και τις αυξανόμενες απαιτήσεις που παρουσιάζονται. Η ύπαρξη όμως περιορισμών στο εύρος συχνοτήτων για μετάδοση σε συνδυασμό με την ανάπτυξη τεχνολογιών, όπως το Internet of Things που θα εισάγει ακόμα μεγαλύτερο αριθμό συσκευών στο δίκτυο, έχουν οδηγήσει σε νέες μεθόδους και τεχνικές και στην εξέλιξη των ήδη υπάρχοντων ώστε να υποστηρίξουν τη νέα τάξη πραγμάτων στην ασύρματη επικοινωνία. Στο πλαίσιο αυτών των νέων τεχνικών που υιοθετούνται, ανήκει και η Διαμόρφωση Δείκτη ή Index Modulation (IM) η οποία έχει γίνει ιδιαίτερα δημοφιλής και αποτελεί και το αντικείμενο έρευνας της παρούσας μελέτης. Η IM, κωδικοποιώντας πληροφορία στο μέσο όπου γίνεται η μετάδοση, προσφέρει επιπλέον πληροφορία χωρίς να καταλαμβάνει μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων, ενώ παράλληλα προσφέρει μεγάλη ποικιλία ως προς την εφαρμογή της. Εδώ εστιάζουμε στη Χρονική Διαμόρφωση Δείκτη (Time slot Index Modulation) αναπτύσσοντας ένα ψηφιακό περιβάλλον επικοινωνίας SISO (single-input single-output) μεταξύ πομπού και δέκτη και την εφαρμογή ενός υπολειπόμενου φέροντος για τη μετάδοση της πληροφορίας, καθώς επίσης αναλύονται τα αποτελέσματα των πειραμάτων της έρευνας και συγκρίνονται με αντίστοιχες διαμορφώσεις.

Time domain Index Modulation (IM) in a residual carrier digital communication system

Abstract

The wireless network of today is the result of constantly increasing demands in the area of wireless communication. Its value is visible at both an individual and a societal level and can be noticed by the rate of usage as well as from the new needs that arise from it. Whereas the evolution of wireless technology is rising at an ever growing pace, its progress is slowly coming at a halt due to the spectrum crunch, all the while demanding new technologies such as the Internet of Things, is pressing for ever larger rates and quantities in wireless transmissions. To tackle this obstacle, new techniques have been introduced to the status quo, one of which being the scheme of Index Modulation (IM). Index Modulation provides additional information by the activation states of the medium of the wireless communication, thus offering a variety of integration methods. In the scope of this study, we focus on Time slot Index Modulation applied on a SISO (single-input single-output) wireless communication channel between transmitter and receiver. Furthermore, a residual carrier is used for transmitting the data signal, as well as a PLL component by the receiver to undo the channel's noise. Last but not least, the results of the experiment are presented, as well as a comparison between the proposed scheme and currently used ones.

Περιεχόμενα

Χρονική διαμόρφωση δείκτη σε σύστημα ψηφιακής επικοινωνίας υπολειπόμενου φέροντος . . .	vi
Time domain Index Modulation (IM) in a residual carrier digital communication system . . .	vii
Κατάλογος Σχημάτων	ix
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	1
1.1 Index Modulation	1
1.2 Συναφείς Μελέτες	2
1.3 Σκοπός της Διπλωματικής	2
1.4 Οργάνωση της Διπλωματικής	3
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	4
2.1 Εισαγωγή	4
2.2 Διαμόρφωση Δεδομένων	4
2.3 Υπολειπόμενο Φέρον	5
2.4 Index Modulation	6
ΚΑΦΑΛΑΙΟ 3	8
3.1 Εισαγωγή	8
3.2 Μοντελοποίηση Καναλιού ως Φίλτρο	8
3.3 Προσθήκη AWGN	10
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	12
4.1 Εισαγωγή	12
4.2 Αποκατάσταση Φάσης	12
4.3 Phase-Locked Loop	13
4.3.1 Phase Detector (Ανίχνευση Φάσης)	14
4.3.2 Loop Filter	15
4.3.3 Voltage Controlled Oscillator (Ταλαντωτής Ελεγχόμενος από Τάση)	17
4.4 Index Modulation	17
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5	19
5.1 Εισαγωγή	19
5.2 Υλοποίηση Tx	20
5.3 Υλοποίηση Καναλιού Επικοινωνίας	22
5.4 Υλοποίηση Rx	22
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6	27
6.1 Εισαγωγή	27
6.2 Αποτελέσματα για AWGN κανάλι	28
6.3 Αποτελέσματα για Rician fading κανάλι	32
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7	36
Βιβλιογραφία	38

Κατάλογος Σχημάτων

1	Ο πομπός/Tx του συστήματος.	4
2	Διαγράμματα αστερισμού για BPSK, QAM, 16-QAM.	5
3	Η κεντρική ιδέα της Time slot IM της μελέτης.	7
4	Το κανάλι επικοινωνίας μεταξύ πομπού και δέκτη.	8
5	Παράδειγμα ISI.	9
6	Ανάλυση του καναλιού του Σχήματος 4.	10
7	Ο Δέκτης/Rx του συστήματος.	12
8	Τα επιμέρους τμήματα ενός PLL.	13
9	Phase Detector.	14
10	BPSK symbol phase convergence.	14
11	QAM symbol phase convergence.	15
12	Η συνολική τοπολογία του συστήματος.	19
13	BER of time slot IM versus no-IM for AWGN channel.. . . .	29
14	Throughput of time slot IM versus no-IM for AWGN channel.	30
15	Phase approximation for AWGN channel.	31
16	BER of time slot IM versus no-IM for Rician channel.	33
17	Throughput of time slot IM versus no-IM for Rician channel.	34
18	Phase approximation for Rician channel.	35

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στη σημερινή εποχή, η ασύρματη μετάδοση πληροφορίας αποτελεί βασικό κομμάτι της ανθρώπινης δραστηριότητας. Κάτι τέτοιο φαίνεται από τις εξελίξεις που υπέστη το ασύρματο δίκτυο τόσο σε επίπεδο hardware όσο και σε επίπεδο software [1],[2] ανά τους χρόνους για να υποστηρίξει τις αυξανόμενες ανάγκες και τεχνολογίες. Πιο πρόσφατο παράδειγμα τέτοιας τεχνολογίας αποτελεί το Internet of Things (IoT) [3] το οποίο αναφέρεται σκόπιμα, μια και θα έχει ως συνέπεια ακόμα μεγαλύτερες απαιτήσεις λόγω του όγκου συσκευών και πληροφορίας που θα εισαχθούν στο ασύρματο δίκτυο.

Η ανάγκη για μεγαλύτερο όγκο δεδομένων σε μεγαλύτερες ταχύτητες σε συνδιασμό με το φαινόμενο του spectrum crunch [4], δηλαδή τη συνεχή μείωση των διαθέσιμων συχνοτήτων για μετάδοση ή αλλιώς των white spaces, έχει οδηγήσει σε νέες μεθόδους και τεχνικές για την ασύρματη μετάδοση δεδομένων. Οι νέες αυτές προσεγγίσεις αφορούν όλα τα επίπεδα της στοίβας πρωτοκόλλου του διαδικτύου, με την κάθε μία να εστιάζει σε ένα ή περισσότερα από αυτά. Ενδιαφέροντα παραδείγματα τέτοιων εφαρμογών, είναι η προσέγγιση που παρουσιάζεται στο [5], όπου οι συγγραφείς εισάγουν την έννοια των HetNets (Heterogenous Networks), τα οποία προσφέρουν μεγαλύτερες δυνατότητες από τα ήδη χρησιμοποιούμενα microwave-base networks μέσω καλύτερης διαχείρισης του διαθέσιμου φάσματος. Στην περίπτωση του [6], οι συγγραφείς χρησιμοποιούν συστήματα LiFi (Light Fidelity) για τη δημιουργία ενός ασύρματου δικτύου. Πιο συγκεκριμένα, χρησιμοποιώντας LEDs και LDs ως πομπούς και δέκτες αντίστοιχα, εκπέμπουν πληροφορία μέσω του ορατού φάσματος και της υπέρυθρης ακτινοβολίας αξιοποιώντας έτσι μόνο το οπτικό φάσμα.

Ακόμα, άλλες προσεγγίσεις εστιάζουν στην εκπλήρωση των απαιτήσεων του προαναφερθέντος IoT. Στη μελέτη που διεξήγαγαν οι συγγραφείς του [7] αναφέρεται ότι οι απαιτήσεις του 5G δεν μπορούν να καλυφθούν πλήρως από τη διαμόρφωση OFDM, η οποία αποτελεί τη βασική διαμόρφωση για πολλές σύγχρονες εφαρμογές, ενώ επίσης παρουσιάζουν τις προσπάθειές τους για την εύρεση διαμορφώσεων που θα καλύπτουν τις εν λόγω αδυναμίες. Τον παραπάνω ισχυρισμό φαίνεται να ακολουθεί και η [8] όπου μέσω τροποποιήσεων του OFDM και την αξιοποίηση παραπάνω subcarriers, επιτυγχάνεται μειωμένο σφάλμα λόγω της εξασθένησης που προκαλεί το κανάλι στο σήμα μετάδοσης. Στην περίπτωση της [9], οι συγγραφείς αναλύουν μια μέθοδο όπου θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ως παράδειγμα για το πλαίσιο των προδιαγραφών του μοντέλου της επόμενης γενιάς στην ασύρματη επικοινωνία. Επιγραμματικά, με τη χρήση RIS (Reconfigurable Intelligent Surface) ως βάση για το σύστημα μετάδοσης, επετεύχθη σε μεγάλο όγκο δεδομένων τα οποία μεταδίδονται σε υψηλούς ρυθμούς, χαμηλά ποσοστά λαθών, ενώ αναφέρουν πως θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν και σε τοπολογίες beyond MIMO (multiple-input multiple-output).

1.1 Index Modulation

Στο πλαίσιο αυτό, της έρευνας και εφαρμογής νέων μελετών, η διαμόρφωση Index Modulation (IM) έχει λάβει αυξανόμενη προσοχή, ενώ ταυτόχρονα παρατηρείται αύξηση των εφαρμογών της, οι οποίες επιφέρουν θετικά αποτελέσματα ακόμα και σε δεδομένα απαιτήσεων 5G [10]. Οι συγγραφείς της συνεχίζουν αναφέροντας πως το πλεονέκτημα που παρέχει η χρήση της IM, είναι η δυνατότητα κωδικοποίησης πληροφορίας στην κατάσταση του μέσου στο οποίο γίνεται η μετάδοση, για παράδειγμα το αν μεταδίδεται ή όχι πληροφορία από την εκάστοτε κεραία, κανάλι, χρονική στιγμή, LED, συχνότητα κ.ο.κ. παρέχει δεδομένα στο δέκτη που μπορεί να τα ερμηνεύσει ακόμα και ως επιπλέον bits. Η εφαρμογή της IM σε υπάρχουσες τοπολογίες φαίνεται πως ακολουθείται από

μελετητές, αφού η ενσωμάτωσή της στο σύστημα μετάδοσης αφορά μόνο το φυσικό επίπεδο PHY, και λειτουργεί σε συνδιασμό με τις ήδη χρησιμοποιούμενες διαμορφώσεις χωρίς να επηρεάζει αρνητικά το πλαίσιο λειτουργίας τους.

1.2 Συναφείς Μελέτες

Από τα παραπάνω γίνεται κατανοητή η ευελξία που προσφέρει η εφαρμογή της IM. Ανάλογα με τις απαιτήσεις του εκάστοτε σεναρίου μετάδοσης επιλέγεται το κατάλληλο μέσο που θα μεταφέρει αυτή την επιπλέον πληροφορία. Η ελευθερία επιλογής του μέσου, έχει οδηγήσει στην εμφάνιση πολλών τεχνικών που έχουν γίνει αντικείμενο μελέτης διαφόρων ερευνών. Καθώς αυτές οι έρευνες έχουν παρουσιάσει ικανοποιητικά αποτελέσματα, οι τεχνικές αυτές υιοθετήθηκαν όλο και περισσότερο, γεγονός που οδήγησε σε ευρέως χρησιμοποιούμενες μορφές όπως η Spatial Modulation (SM) σε συστήματα MIMO που εκμεταλλεύεται την ύπαρξη πολλαπλών κεραιών μετάδοσης, η OFDM-IM όπου όπως αναφέρθηκε και στην [8] ανάλογα τα subcarriers που χρησιμοποιούνται κωδικοποιείται ανάλογη πληροφορία, η Time slot IM (TIM) στην οποία χρησιμοποιούνται οι χρονικές στιγμές (time slots) ως μέσο για τη μετάδοση της επιπλέον πληροφορίας. Οι διαμορφώσεις που αναφέρθηκαν αποτελούν μόνο ορισμένες από τις εφαρμογές της IM, αφού όπως είναι κατανοητό η ποικιλομορφία που προσφέρει περιορίζεται μόνο από τη φύση του μέσου μετάδοσης. Φαίνεται λοιπόν, ότι η ευελξία που παρέχει αποτελεί ένα μεγάλο πλεονέκτημα στην εφαρμογή της και την επιπλέον τροποποίησή της για να επιφέρει ακόμα καλύτερα αποτελέσματα σε διαφορετικά μοντέλα μετάδοσης με παραδείγματα να παρουσιάζονται στις μελέτες [6], [11], [12], [13], [14].

Σε αυτό το σημείο αξίζει να αναφερθεί πως η IM κατά τους συγγραφείς του [11], αποτελεί μια υποκλάση της Permutation Modulation (PM) που εισήγαγε ο Slepian D. στο [15]. Το κύριο χαρακτηριστικό της PM είναι η χρήση ενός permutation vector από τον πομπό, το οποίο καθορίζει το αλφάβητο της διαμόρφωσης· αντίστοιχα ο δέκτης έχει γνώση του αλφαβήτου ώστε να μπορεί να μεταφράζει επιτυχώς την πληροφορία. Στην περίπτωση της IM, το διάνυμα και κατ' επέκταση το αλφάβητο αυτό, συνδέεται άμεσα με την επιπλέον πληροφορία που θα συναχθεί από την αντίστοιχη ενεργοποίηση του μέσου από τον πομπό, και συγκεκριμένα στην Time slot IM με το διάνυμα των χρονικών στιγμών.

1.3 Σκοπός της Διπλωματικής

Παρότι οι εφαρμογές της IM είναι ποικίλες, οι περισσότερες μελέτες στη βιβλιογραφία εστιάζουν στην εφαρμογή της διαμόρφωσης σε συνδιασμό με τα συστήματα MIMO. Αυτό οφείλεται στη φύση των πολυκαναλικών συστημάτων MIMO και των πολλαπλών κεραιών που διαθέτουν οι πομποί και οι δέκτες, συστήματα που χρησιμοποιούνται στις περισσότερες περιπτώσεις στις σημερινές τεχνολογίες [16] ή στην ενσωμάτωσή της σε χαρακτηριστικά άλλων δημοφιλών διαμορφώσεων (όπως η OFDM). Στο άλλο άκρο, δηλαδή σε περιπτώσεις που ακολουθείται μια διαφορετική προσέγγιση, είτε γίνεται πάλι σε συνδιασμό με τη MIMO τοπολογία, είτε παρουσιάζεται ένα διαφορετικό μοντέλο επικοινωνίας μεταξύ πομπού και δέκτη. Συνεπώς, στόχος αυτή της διπλωματικής είναι η μελέτη της IM διαμόρφωσης, αλλά σε ένα διαφορετικό πλαίσιο από τα προαναφερθέντα. Στην παρούσα έρευνα, εστιάζουμε στην Time slot IM σε ένα μοντέλο επικοινωνίας SISO πομπού – δέκτη και με τη χρήση ενός μοναδικού υπολειπόμενου φέροντος. Σημαντική επίσης διαφορά με τις υπόλοιπες μελέτες αποτελεί πως στο δέκτη γίνεται η χρήση ενός βρόγχου κλειδωμένης φάσης (Phase-Locked Loop ή PLL) για την ανάρρηση των αλλοιώσεων που θα έχει προκαλέσει το κανάλι επικοινωνίας στο μεταδιδόμενο σήμα.

1.4 Οργάνωση της Διπλωματικής

Η παρούσα διπλωματική οργανώνεται σε επτά κεφάλαια. Στο 2^ο Κεφάλαιο παρουσιάζονται τα στάδια για τη μετατροπή του σήματος από σήμα δυαδικής πληροφορίας σε ένα σήμα με την κατάλληλη μορφή για μετάδοση καθώς και το πως η εφαρμογή της IM επηρεάζει τον τρόπο μετάδοσής του από τον πομπό. Στο 3^ο Κεφάλαιο αναλύονται οι συνιστώσες του καναλιού μέσα στο οποίο λαμβάνει χώρα η επικοινωνία πομπού - δέκτη καθώς και το πως αυτές επηρεάζουν με αρνητικό τρόπο το μεταδιδόμενο σήμα, αλλοιώνοντάς το. Στο 4^ο Κεφάλαιο αναπτύσσονται τα στάδια στα οποία γίνεται η αναγνώριση και η λήψη του σήματος από το δέκτη και το πως αυτά τροποποιούνται με την εφαρμογή της IM για την ερμηνεία της επιπλέον πληροφορίας, ενώ αναλύεται και η λειτουργία του βρόγχου κλειδωμένης φάσης ο οποίος αναιρεί έως ένα σημείο την επιρροή του καναλιού στο σήμα. Στο 5^ο Κεφάλαιο παρατίθεται η συνολική τοπολογία του συστήματος που περιγράφηκε στα προηγούμενα κεφάλαια, αναπτύσσονται οι αλγόριθμοι για τον τρόπο μετάδοσης με την IM στον πομπό και δέκτη, όπως και ο υπολογισμός του Bit Error Rate (BER) της. Επίσης, παρουσιάζονται οι αλγόριθμοι για το PLL κομμάτι του δέκτη. Στο 6^ο Κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των πειραμάτων της έρευνας όπως και συγκρίσεις τους με διαφορετικές περιπτώσεις για μεταβαλλόμενο Signal-to-Noise Ratio (SNR) και Carrier-to-Noise Ratio (CNR). Τέλος, στο 7^ο Κεφάλαιο συνοψίζονται τα συμπεράσματα της μελέτης και αναφέρονται ερευνητικές προοπτικές για τη συνέχιση και βελτίωση της.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΠΡΟΕΤΟΙΜΑΣΙΑ ΚΑΙ ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ

2.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το Κεφάλαιο αναλύεται η τοπολογία του πομπού (transmitter ή Tx) που χρησιμοποιείται στο σύστημα επικοινωνίας, ο οποίος απεικονίζεται στο Σχήμα 1:

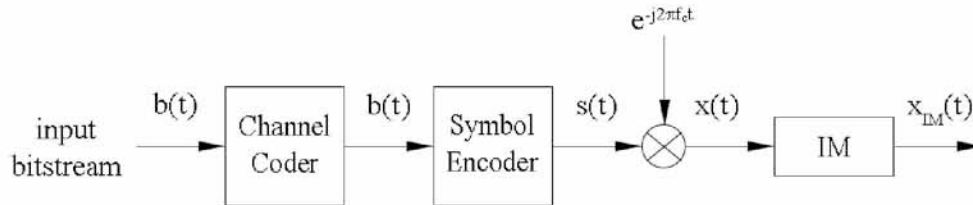


Figure 1: Ο πομπός/Tx του συστήματος.

2.2 Διαμόρφωση Δεδομένων

Για τη μετάδοση της ψηφιακής πληροφορίας, αυτή πρέπει να περάσει από ορισμένα στάδια επεξεργασίας που υπάγονται στις λειτουργίες του πομπού ώστε να έρθουν σε μορφή κατάλληλη για ασύρματη μετάδοση. Οι επεξεργασίες αυτές είναι απαραίτητες καθώς επηρεάζουν άμεσα τη μετάδοση, όπως για παράδειγμα κάνοντας δυνατή τη χρήση κεραιών με μικρά φυσικά μεγέθη, τη μετατροπή του σήματος παλμών σε σήμα βασικής ζώνης κ.ο.κ. Αυτή η πορεία παρουσιάζεται στο Σχήμα 1 και όπως αναφέρθηκε, το πρώτο στάδιο στο οποίο εισέρχεται η ψηφιακή πληροφορία είναι το στάδιο της διαμόρφωσης του σήματος. Σε αυτό το στάδιο, το αρχικό σήμα που είχε τη μορφή δυαδικής πληροφορίας $b(t)$ μετατρέπεται σε ένα σήμα $s(t)$ το οποίο περιέχει μιγαδικά σύμβολα. Τα σύμβολα μιας διαμόρφωσης μπορούν να αναπαρασταθούν γραφικά σε ένα διάγραμμα αστερισμού (constellation diagram). Η παραπάνω μετατροπή γίνεται μέσω της αντιστοίχησης του bit ή συνδυασμό bits στο αντίστοιχο σύμβολο, όπως αυτή ορίζεται στο αλφάβητο M της εκάστοτε διαμόρφωσης και λαμβάνει χώρα στο κομμάτι του symbol encoder του Σχήματος 1. Εδώ πρέπει να αναφερθεί πως η κάθε διαμόρφωση διαφέρει ως προς το αλφάβητο (όπως και στο διάγραμμα αστερισμού) και κατ' επέκταση στο κριτήριο βάση του οποίου γίνεται η αντιστοίχιση, καθώς επίσης και το πως επιδρά στο σήμα και στην ευρωστία του συστήματος. Παρά τις ποικίλες μορφές που συναντιούνται στη βιβλιογραφία, για το σκοπό αυτής της εργασίας, τα μοντέλα που παρουσιάζονται αναπτύχθηκαν χρησιμοποιώντας την Binary Phase Shift Keying (BPSK), της οποίας το διάγραμμα αστερισμού αποτελείται από δύο σημεία με πραγματικές τιμές και διαφορά φάσης π rads όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.

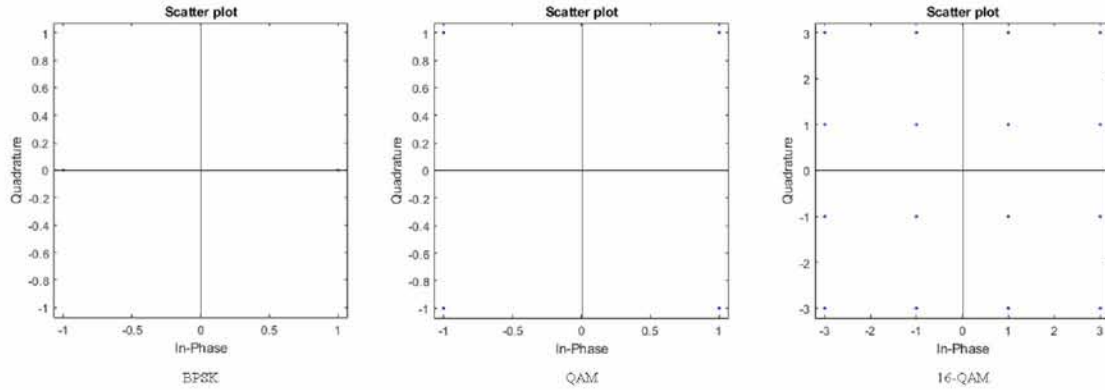


Figure 2: Διαγράμματα αστερισμού για BPSK, QAM, 16-QAM.

2.3 Υπολειπόμενο Φέρον

Παράλληλα με την αντιστοίχιση των bits σε σύμβολα, για τη δημιουργία του σήματος που θα εκπνευθεί, παράγεται και ένα ακόμα σήμα το οποίο ονομάζεται φέρον. Το σήμα αυτό έχει ορισμένο πλάτος ταλάντωσης a , αρχική φάση ϕ_c όπως και συχνότητα f_c η οποία αναφέρεται και ως συχνότητα φέροντος (carrier frequency). Τα χαρακτηριστικά του φέροντος ορίζονται βάση την εκάστοτε εφαρμογή και είναι γνωστά από το δέκτη. Το φέρον σήμα αναπαριστάται ως:

$$c(t) = a \sin(2\pi f_c t + \phi_c) \quad (1)$$

Παραπάνω αναφέρθηκε πως τα χαρακτηριστικά του $c(t)$ μπορούν να ελεγχθούν και να λάβουν επιθυμητές τιμές. Αυξάνοντας την f_c μειώνονται οι φυσικές διαστάσεις της απαιτούμενης κεραίας όπως φαίνεται και από τον τύπο $\lambda = \frac{v}{f_c}$, όπου λ η φυσική διάσταση της κεραίας, v η ταχύτητα του φωτός και f_c η συχνότητα του φέροντος σε Hz. Έτσι κατά το στάδιο της διαμόρφωσης, το σήμα πληροφορίας αποτυπώνεται, ανάλογα με τη διαμόρφωση που έχει επιλεγεί, στο πλάτος, στην αρχική φάση, στη συχνότητα ή άλλες παραμέτρους του. Στην περίπτωση της BPSK διαμόρφωσης, η πληροφορία κωδικοποιείται στη φάση του φέροντος, αλλάζοντας τη για κάθε διαφορετική τιμή bit. Οπότε για non-return to zero (NRZ) BPSK, το ζωνοπερατό (passband) σήμα που εκπέμπεται, μέσω του φέροντος της (1), δίνεται ως:

$$s(t) = a \sin(2\pi f_c t + \phi(t)) \quad (2)$$

όπου a το πλάτος του σήματος το οποίο μπορεί να εξαρτάται από το χρόνο και $\phi(t)$ η αρχική φάση που όπως αναφέρθηκε εξαρτάται από τα δεδομένα προς μετάδοση. Αν αναλύσουμε την εξίσωση (2) με τη χρήση τριγωνομετρίας, έχουμε:

$$s(t) = a \cos(\phi(t)) \sin(2\pi f_c t) + a \sin(\phi(t)) \cos(2\pi f_c t) \quad (3)$$

Για NRZ BPSK ισχύει πως $\cos(\phi(t)) = 1$ και $\sin(\phi(t)) = \phi(t)$ οπότε το σήμα (3) λαμβάνει τη μορφή:

$$s(t) = a \sin(2\pi f_c t) + a\phi(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (4)$$

Στην (4), στον όρο του ημιτόνου μπορούμε να διακρίνουμε το φέρον σήμα, ενώ στον όρο του συνημίτονου παρατηρούμε το φέρον σήμα διαμορφωμένο από το σήμα πληροφορίας. Πλέον, έχοντας

το $s(t)$ ως ζωνοπερατό σήμα μπορούμε να το μετατρέψουμε σε ένα σήμα βασική ζώνης (baseband) $x(t)$. Πολλαπλασιάζοντας την (4) με $e^{-j2\pi f_c t}$ (mixer του Σχήματος 1) καταλήγουμε στη:

$$s(t)e^{-j2\pi f_c t} \Rightarrow x(t) = ae^{j\phi(t)} \quad (5)$$

Παρότι η εξίσωση (5) περιγράφει τη γενική μορφή του σήματος που μεταδίδεται, πρέπει σε αυτό το σημείο να αναφερθούν οι δράσεις διαθέσιμες στον Tx αναφορικά με τη μετάδοση. Πιο συγκεκριμένα, μια και δεν είναι δυνατό να υπάρχουν συνέχεια δεδομένα για μετάδοση, θα υπάρχουν στιγμές που ο Tx δεν έχει κάτι να μεταδώσει. Γίνεται εμφανές λοιπόν πως η κατάσταση όπου υπάρχει χρήσιμη πληροφορία και η κατάσταση όπου δεν υπάρχει χρήσιμη πληροφορία είτε επειδή δεν παράγονται δεδομένα, είτε λόγω άλλων μηχανισμών (εδώ της IM) πρέπει να είναι διακριτές από το δέκτη. Από τις ενέργειες που είναι διαθέσιμες στον Tx όταν δεν έχει πληροφορία προς αποστολή, δύο βασικές είναι να μην εκπέμπει τίποτα έως ότου παραχθούν δεδομένα, ή να στέλνει κάποιο τετριμμένο σήμα. Στο πλαίσιο αυτής της διπλωματικής, υλοποιείται η τελευταία ενέργεια, δηλαδή ο πομπός συνεχίζει να στέλνει πληροφορία, και συγκεκριμένα το $c(t)$. Σε αυτήν την περίπτωση, το φέρον σήμα χαρακτηρίζεται ως υπολειπόμενο (residual) και διαφέρει από την πρώτη περίπτωση όπου δεν εκπέμπεται τίποτα (suppressed carrier).

2.4 Index Modulation

Σε αυτό το σημείο, το αρχικό σήμα δυαδικής πληροφορίας έχει λάβει την κατάλληλη μορφή $x(t)$ για τη μετάδοση του στο κανάλι. Παρότι όμως σε κάθε άλλη περίπτωση ο Tx θα προχωρούσε στην εκπομπή του, η εφαρμογή της IM έχει ως συνέπεια την ύπαρξη ενός ακόμα σταδίου στο οποίο και εφαρμόζεται και συμβολίζεται από το εξάρτημα IM στο Σχήμα 1. Αν και το σήμα δε διαμορφώνεται με τον τυπικό ορισμό της αντιστοιχισής του σε σύμβολα κ.ο.κ. σε αυτό το στάδιο, ο Tx με την επιλογή του για το πότε θα μεταδώσει και πότε όχι, ουσιαστικά διαμορφώνει τις χρονικές στιγμές, καθώς ασχολούμαστε με την Time slot IM, που θα γίνεται εκπομπή έχοντας ως αποτέλεσμα το σήμα $x_{IM}(t)$.

Όπως αναφέραμε και στο 1^ο Κεφάλαιο, η IM δίνει τη δυνατότητα της κωδικοποίησης των δεδομένων στο μέσο, αντιστοιχίζοντας τις εκάστοτε διαφορές σε ανάλογη πληροφορία. Πιο συγκεκριμένα, η επιλογή από τον Tx να έχει ένα ενεργό time slot¹ ακολουθούμενο από ένα ανενεργό time slot² μεταφέρει επιπλέον πληροφορία στο δέκτη ο οποίος μπορεί να την αξιοποιήσει ανάλογα. Γίνεται επομένως κατανοητό πως ακόμα και για ένα συγκεκριμένο είδος IM, δίνεται η δυνατότητα για περαιτέρω ελευθερία. Στην περίπτωση της Time slot IM, γίνεται να τη διακρίνουμε σε τάξεις ανάλογα με την ομαδοποίηση των time slots σε πλειάδες³. Έτσι ανάλογα με τα στοιχεία μιας τέτοιας πλειάδας μπορούμε να έχουμε, αν αναπαράστησουμε τα ενεργά time slots ως 1 και τα ανενεργά ως 0, 2^n καταστάσεις όπου $n = 1, 2, \dots$ και αντιστοιχούν στο πλήθος των time slots που την απαρτίζουν. Για παράδειγμα, εάν μια πλειάδα αποτελείται από ένα μόνο time slot έχουμε $n = 1$, ο Tx μπορεί να εκπέμπει $2^1 = 2$ επιπλέον καταστάσεις πληροφορίας, έτσι έχοντας την αντιστοιχία των καταστάσεων των time slots με την πληροφορία, εδώ bits, $[1 \rightarrow 1, 0 \rightarrow 0]$ και γνωρίζοντας το input stream, καταλήγει στο διάνυσμα εκπομπών $ts = [100111\dots]$ που περιγράφει τι time slot θα υπάρχει κάθε χρονική στιγμή. Ο δέκτης γνωρίζοντας την αντιστοιχία και λαμβάνοντας τα αντίστοιχα time slots μπορεί να ερμηνεύει ένα επιπλέον bit. Με παρόμοιο τρόπο επεκτείνεται για n time slots σε μια πλειάδα το οποίο ορίζει και το σχέδιο του Time slot IM.

¹Ως ενεργό time slot στα πλαίσια αυτής της εργασίας, χαρακτηρίζεται ένα time slot στο οποίο έχουμε μεταφορά χρήσιμης πληροφορίας.

²Παρόμοια με το 1, ένα ανενεργό time slot αναφέρεται σε μια χρονική στιγμή που δε μεταδίδεται χρήσιμη πληροφορία ή αλλιώς μεταδίδεται μόνο το φέρον σήμα.

³Εδώ αναφέρουμε ως πλειάδα μια διατεταγμένη ομάδα από time slots, των οποίων η σειρά έχει σημασία.

Σε αυτή την εργασία εστιάζουμε σε πλειάδες που αποτελούνται από $n = 2$ time slots και συνεπώς μπορούν να μεταδώσουν $2^2 = 4$ καταστάσεις επιπλέον πληροφορίας. Με αυτή την επιλογή, στον Tx δημιουργούνται οι κατάλληλες αντιστοιχίες μεταξύ καταστάσεων και πληροφορίας. Έπειτα γνωρίζοντας αυτές τις αντιστοιχίες επιλέγει τα ενεργά time slots όπου εκπέμπει το σήμα με τη χρήσιμη πληροφορία και τα ανενεργά time slots που η μόνη μετάδοση που συμβαίνει είναι του μη-διαμορφωμένου φέροντος. Συνολικά η ιδέα που περιγράψαμε, παρουσιάζεται στο Σχήμα 3:

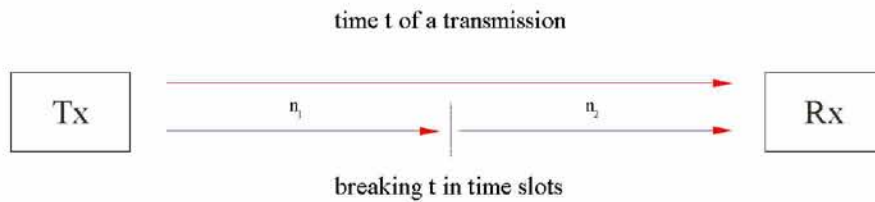


Figure 3: Η κεντρική ιδέα της Time slot IM της μελέτης.

ΚΑΦΑΛΑΙΟ 3

ΚΑΝΑΛΙ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ

3.1 Εισαγωγή

Εφόσον ολοκληρωθεί η δημιουργία του σήματος από τον Tx, αυτό μεταδίδεται ως ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία στο μέσο. Το μέσο όπου γίνεται η επικοινωνία, εδώ το φυσικό περιβάλλον, μπορεί να χαρακτηριστεί και ως ένα κανάλι επικοινωνίας για τον πομπό και το δέκτη που παρουσιάζεται στο Σχήμα 4. Το μέσο, που αποτελεί ένα φίλτρο μέσα από το οποίο περνάει το σήμα $x_{IM}(t)$, επηρεάζει τα χαρακτηριστικά του τα οποία, σε φυσικές συνθήκες, αλλοιώνει. Η εν λόγω αλλοίωση οφείλεται σε χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος της επικοινωνίας καθώς και σε άλλες διαδικασίες που λαμβάνουν χώρα σε αυτό τα οποία και αναλύονται παρακάτω.

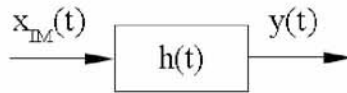


Figure 4: Το κανάλι επικοινωνίας μεταξύ πομπού και δέκτη.

3.2 Μοντελοποίηση Καναλιού ως Φίλτρο

Όπως αναφέραμε, το κανάλι επικοινωνίας μπορεί να περιγραφεί ως ένα φίλτρο μέσα από το οποίο περνάει το σήμα. Ως φίλτρο, διαθέτει μια συνάρτηση μεταφοράς $H(f)$ από την οποία μπορούμε να λάβουμε την κρουστική της απόκριση (impulse response ή ir) h . Έχοντας αυτή την πληροφορία, το σήμα εξόδου $x'_{IM}(t)$ δίνεται από τη συνέλιξη μεταξύ αυτού και της κρουστικής απόκρισης:

$$x'_{IM}(t) = h(t) * x_{IM}(t) \quad (6)$$

όπου

$$h(t) * x_{IM}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x_{IM}(t - \tau)d\tau$$

Η κρουστική απόκριση εξαρτάται από πολλές συνιστώσες οι οποίες καθορίζουν και το μαθηματικό μοντέλο του καναλιού. Για παράδειγμα η φυσική απόσταση μεταξύ του πομπού και του δέκτη προκαλεί μια καθυστέρηση από την εκπομπή έως τη λήψη του σήματος η οποία ονομάζεται propagation delay. Πέρα από το propagation delay, με τη μετάδοση της ασύρματης πληροφορίας και λόγω της μορφής της ως ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία, αυτή ανακλάται σε κάθε επιφάνεια και αντικείμενο που βρίσκεται στο περιβάλλον. Αυτό έχει ως συνέπεια πολλαπλά σήματα τα οποία μπορούν να φτάσουν στο δέκτη και να δημιουργήσουν διάφορα προβλήματα όπως Intersymbol Interference (ISI). Στο Σχήμα 5 παρουσιάζεται μια τέτοια περίπτωση.

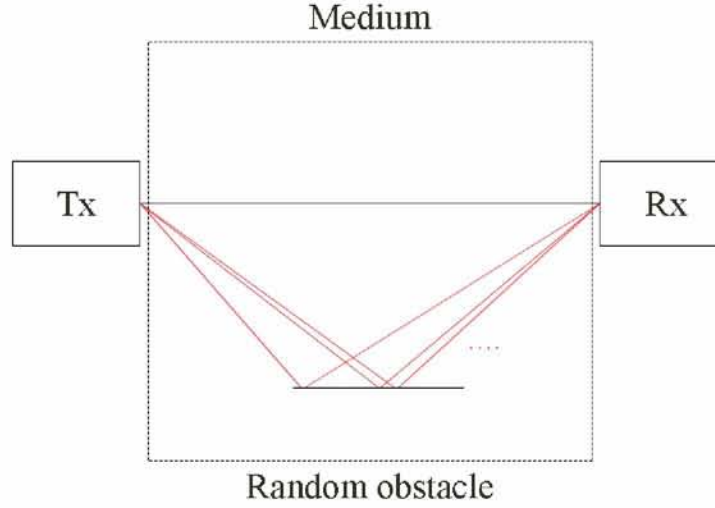


Figure 5: Παράδειγμα ISI.

Πέρα από το σήμα στο κύριο μονοπάτι που αναπαρίσταται με τη μαύρη γραμμή (και μπορεί να αναφερθεί ως Line of Sight ή LOS), στο δέκτη φτάνουν και τα άλλα σήματα (οι κόκκινες γραμμές) λόγω των ανακλάσεων που περιεγράφηκαν προηγουμένως. Καθώς αυτά τα επιπλέον σήματα γίνεται να έρχονται από οποιαδήποτε ανάκλαση, γίνεται να έχουν διαφορετικό πλάτος, φάση ή/και συνδυασμό αυτών. Αυτά τα σήματα μπορούν να αναπαρασταθούν ως:

$$h(t) = \sum_i a_i \cos(2\pi f_c t + \phi_i(t)) \quad (7)$$

όπου $i = 1, 2, \dots$ και αναφέρεται στα διαφορετικά σήματα προερχόμενα από τις ανακλάσεις, a_i το πλάτος του εκάστοτε σήματος και $\phi_i(t)$ η διαφορά φάσης του. Από την (7) αναλύοντας με τριγωνομετρία των όρο του συνημιτόνου:

$$\begin{aligned} (7) &= \sum_i [a_i \cos(\phi_i(t)) \cos(2\pi f_c t)] - \sum_i [a_i \sin(\phi_i(t)) \sin(2\pi f_c t)] \\ &= \sum_i a_i \cos(\phi_i(t)) \cos(2\pi f_c t) - \sum_i a_i \sin(\phi_i(t)) \sin(2\pi f_c t) \\ &= r_i(t) \cos(2\pi f_c t) - r_q(t) \sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (8)$$

Στην (8), τα $r_i(t)$ και $r_q(t)$ είναι άθροισμα τυχαίων μεταβλητών με ίδιες συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας (PDF), επομένως χρησιμοποιώντας το Central Limit Theorem (CLT) αυτές θα είναι Gaussian τυχαίες μεταβλητές, το οποίο συνεπάγεται στην:

$$h(t) = r_i(t) + jr_q(t) \quad (9)$$

Σε αυτό το σημείο γίνεται εμφανές πως οι συντελεστές της κρουστικής απόκρισης του καναλιού είναι δυνατό να έχουν μιγαδικές τιμές. Αναλύοντας περισσότερο την (9) και μετατρέποντάς τη σε πολικές

συνταγεμένες, λαμβάνουμε:

$$h(\theta) = |h|\angle\theta, \quad \mu\epsilon \quad \theta = \tan^{-1}\left(\frac{r_q}{r_i}\right) \quad (10)$$

Οπότε για ένα σύμβολο $x = a + jb \Rightarrow x = |x|\angle\phi$, σύμφωνα με την (6):

$$x' = h_1 x = |h_1||x|\angle(\theta_1 + \phi) \quad (11)$$

Από την τελευταία εξίσωση φαίνεται πλέον το πως η *ir* επιδρά στα σύμβολα και επομένως σε ολόκληρο το σήμα. Αρχικά να αναφέρουμε πως το μέτρο των συντελεστών της *ir* σε φυσικά κανάλια είναι μικρότερο της μονάδας $|h| < 1$. Αυτό οδηγεί στην εξασθένιση του σήματος αφού μειώνεται το πλάτος του κάθε συμβόλου, που παρατηρείται ως μια σμίκρυνση στο μέτρο του διανύσματός του. Πέρα από την εξασθένιση στο πλάτος του σήματος, σημαντικές αλλαγές επιφέρει και η φάση της *ir*. Κατά τον πολλαπλασιασμό του συμβόλου με ένα συντελεστή h , η φάση του συμβόλου δέχεται μια μεταβολή στην τιμή της, η οποία μεταφράζεται ως μια περιστροφή του ως προς τους άξονες.

3.3 Προσθήκη AWGN

Πέρα από την *IR*, καθώς η μετάδοση γίνεται παράλληλα με άλλα φαινόμενα μέσα στα πλαίσια του περιβάλλοντος, έχουμε την ύπαρξη θορύβου. Παρά την ύπαρξη διαφόρων μοντέλων για την περιγραφή του θορύβου σε ένα σύστημα, σε αυτή τη μελέτη για την προσομοίωσή του και τις συνέπειες του στο σήμα, χρησιμοποιούμε το μοντέλο του Additive White Gaussian Noise ή AWGN. Σύμφωνα με αυτό το μοντέλο, ο θόρυβος προστίθεται στο σήμα, διαθέτει $PSD = N_0 \text{ Watt/Hz}$ και ακολουθεί κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή, οπότε η (6) παίρνει τη μορφή:

$$y(t) = x'_{IM}(t) + n(t) = h(t) * x_{IM}(t) + n(t) \quad (12)$$

με $n(t)$ να είναι η συνάρτηση του AWGN, ενώ πλέον το κανάλι του Σχήματος 4 αναλύεται στα κομμάτια του Σχήματος 6.

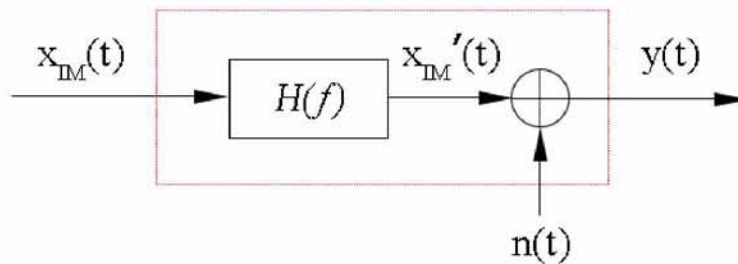


Figure 6: Ανάλυση του καναλιού του Σχήματος 4.

Επανερχόμενοι στο παράδειγμα (11) μπορούμε να δούμε τη μορφή που θα έχει το σύμβολο όταν ληφθεί από το δέκτη:

$$y_1 = x' + n_1 = h_1 x + n_1 = |h_1||x|\angle(\theta_1 + \phi) + n_1$$

Πιο συγκεκριμένα στα ήδη μετατοπισμένα και με μικρότερο μέτρο σύμβολα θα προστεθεί η ποσότητα του θορύβου για ακόμα μεγαλύτερη αλλοίωση. Καταλήγουμε λοιπόν πως ανάλογα την κατάσταση του καναλιού καθώς και την ισχύ του σήματος, το τελευταίο μπορεί να αλλοιωθεί περισσότερο ή λιγότερο ώστε στο στάδιο της αντιστοίχισης του συμβόλου με το/τα αντίστοιχα bits να προκύψουν λάθη.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΛΗΨΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ

4.1 Εισαγωγή

Από τα παραπάνω γίνεται κατανοητό πως όταν το σήμα φτάσει στην κεραία του δέκτη (receiver ή Rx), θα είναι διαφορετικό από όταν εκπέμφθηκε από τον Tx. Ο δέκτης με τη σειρά του πρέπει να κάνει τις κατάλληλες διαδικασίες, που απεικονίζονται στο Σχήμα 7, για να αναρέσει μέχρι ενός σημείου αυτές τις αλλοιώσεις, ώστε να ερμηνευθούν σωστά τα δεδομένα και με τις μικρότερες δυνατές απώλειες και σφάλματα.

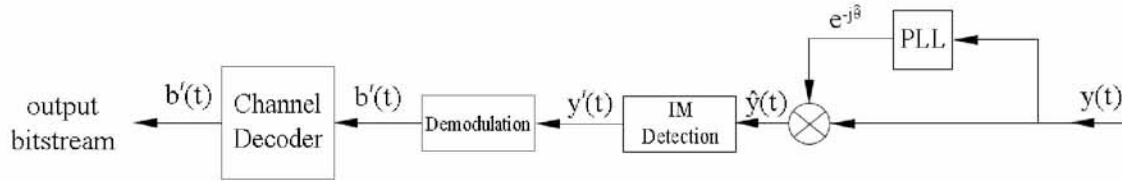


Figure 7: Ο Δέκτης/Rx του συστήματος.

4.2 Αποκατάσταση Φάσης

Στο Κεφάλαιο 3 περιγράφηκε το πως η χροστική απόκριση του καναλιού επηρεάζει το σήμα, καθώς επίσης παρουσιάστηκε και η φυσική της ερμηνεία, ως περιστροφή των συμβόλων από τις αρχικές τους θέσεις ή/και την αλλαγή στην κλίμακά τους. Η μεταβολή αυτή, ανεξάρτητα με το μέγεθος της αλλοίωσης που έχει προκαλέσει, πρέπει να αναφερθεί ώστε στο στάδιο της ερμηνείας των συμβόλων να υπάρχει η ελάχιστη δυνατή αστοχία. Από την (12) έχουμε πως το ληφθέν σήμα ισούται με:

$$y(t) = h(t) * x_{IM}(t) + n(t)$$

Η $y(t)$ μπορεί να περιγραφεί ως ένα διάνυσμα το οποίο ισούται με το γινόμενο μεταξύ ενός πίνακα H , που αντιστοιχεί στην πληροφορία για τα taps του καναλιού, με ένα διάνυσμα x_{IM} , που περιέχει τιμές του $x_{IM}(t)$ για κάθε χρονική στιγμή t και συνεπώς ο πολλαπλασιασμός τους συνεπάγεται στη συνέλιξη του $h(t)$ με το $x_{IM}(t)$. Στα παραπάνω προστίθεται το διάνυσμα θορύβου n το οποίο έχει την ίδια μορφή με το διάνυσμα x_{IM} . Οπότε η (12) γίνεται:

$$y = Hx_{IM} + n \quad (13)$$

Παρολαυτά, σε αυτή τη μελέτη εξετάζουμε την περίπτωση ενός συστήματος SISO και συνεπώς η χροστική απόκριση αποτελείται από ένα μόνο tap. Αυτό οδηγεί στην απλοποίηση της εξίσωσης (13) και στη μορφή:

$$y = hx_{IM} + n \quad (14)$$

που πλέον ο πίνακας H γίνεται ένα διάνυσμα h λόγω του μοναδικού tap, το οποίο μπορεί να εξαρτάται από το χρόνο, και η συνέλιξη ισοδυναμεί με τον πολλαπλασιασμό των δύο διανυσμάτων. Πλέον φαίνεται πως η ανάρεση της IR ισοδυναμεί με την ανάρεση του μέτρου και της φάσης του διανύσματος

h. Παρά όμως την απλοποιημένη μορφή που παρουσιάζεται στην εξίσωση (15), σε φυσικές συνθήκες είναι δύσκολο από τον Rx να υπολογίσει το πλάτος της κρουστικής απόκρισης, καθώς μια τέτοια διαδικασία θα χρειαζόταν γνώση για την αρχική τιμή του πλάτους του σήματος όπως και το ρυθμό με τον οποίο μεταβάλλεται το πλάτος του h χρονικά. Για το λόγο αυτό, εστιάζουμε στον όσο το δυνατό ακριβή υπολογισμό της φάσης του h μέσω της εφαρμογής του εξαρτήματος του PLL.

$$\hat{y} = \frac{1}{|h|} \angle -\theta y \quad (15)$$

4.3 Phase-Locked Loop

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, το PLL είναι υπεύθυνο για την προσέγγιση της φάσης της κρουστικής απόκρισης του καναλιού. Παρατηρώντας το Σχήμα 7, βλέπουμε πως δέχεται ως είσοδο το σήμα εισόδου $y'(t)$ που έχει παραχθεί μετά το IM detection κομμάτι και προσπαθεί μέσω των μεταβολών της φάσης του να απομονώσει τις αλλαγές που οφείλονται στη φάση της κρουστικής απόκρισης. Στο Σχήμα 8 παρουσιάζονται τα στάδια που απαρτίζουν ένα PLL καθώς και η έξοδος του που είναι η προσέγγιση της φάσης του καναλιού, $\hat{\theta}(t)$, τα οποία και αναλύονται στις υποενότητες που ακολουθούν.

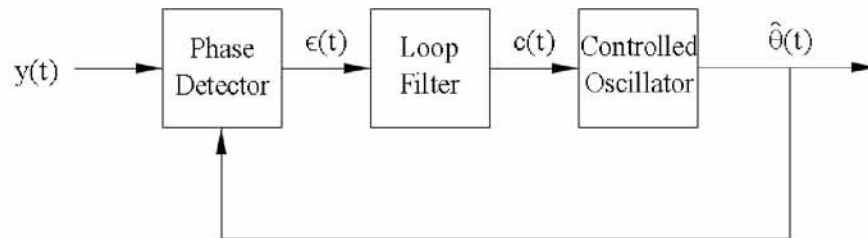


Figure 8: Τα επιμέρους τμήματα ενός PLL.

4.3.1 Phase Detector (Ανίχνευση Φάσης)

Αρχικά, το σήμα $y(t)$, εισέρχεται στο στάδιο του phase detector όπου υπολογίζεται η διαφορά φάσης μεταξύ της φάσης του ληφθέντος σήματος $\theta(t)$ και της προσέγγισης της φάσης $\hat{\theta}(t)$ που έχει προκύψει από προηγούμενες προσεγγίσεις. Αυτό μπορεί να ιδωθεί ως υπολογισμός ενός σφάλματος $\epsilon(t)$ για το οποίο ισχύει πως $\epsilon(t) = \theta(t) - \hat{\theta}(t)$. Με την παραπάνω εξίσωση βλέπουμε πως όσο $\epsilon(t) \rightarrow 0 \Rightarrow \hat{\theta}(t) \rightarrow \theta(t)$, άρα πιο ακριβής προσέγγιση της φάσης.

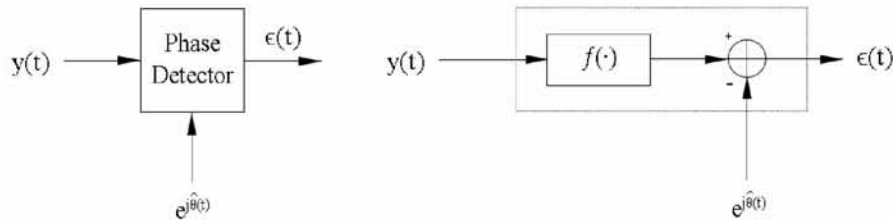


Figure 9: Phase Detector.

Στο Σχήμα 9 φαίνεται ο phase detector του PLL, όπως και οι διαδικασίες που τον απαρτίζουν. Το σήμα βασικής ζώνης $y(t)$ ερμηνεύεται ως $e^{j\theta} + n(t)$ όπου ο όρος $e^{j\theta}$ περιέχει τη φάση του αρχικού σήματος αλλοιωμένη από τη φάση της κρουστικής απόκρισης τα οποία ο phase detector θα πρέπει να είναι σε θέση να τα αναγνωρίσει και να τα ξεχωρίσει, εστιάζοντας στη δεύτερη. Αυτό γίνεται χρησιμοποιώντας τον αθροιστή που φαίνεται στο παραπάνω σχήμα. Τα σύμβολα έχοντας μια προκαθορισμένη φάση της οποίας η μεταβολή είναι ορισμένη από το αλφάβητο της διαμόρφωσης είναι δυνατό να απαληφθεί με την πάροδο των επαναλήψεων. Αυτό γίνεται εάν λάβουμε υπόψη τη σχέση μεταξύ των φάσεων της εκάστοτε διαμόρφωσης. Στο πλαίσιο της BPSK, όπως παρουσιάσαμε και στο Σχήμα 2, τα σύμβολα θα έχουν φάση 0 ή π , οι οποίες έχουν διαφορά φάσης π οπότε:

$$\begin{aligned}\theta_{pi} &= \theta_0 + \pi \\ 2\theta_{pi} &= 2\theta_0 + 2\pi \\ \sin(2\theta_{pi}) &= \sin(2\theta_0 + 2\pi) = \sin(2\theta_0)\end{aligned}$$

Αυτό σχηματικά παρουσιάζεται στο Σχήμα 10 όπου ως φάση για την κρουστική απόκριση η δόθηκε η τιμή $-\frac{\pi}{6}$ και παρόμοια επεκτείνεται για οποιαδήποτε φάση:

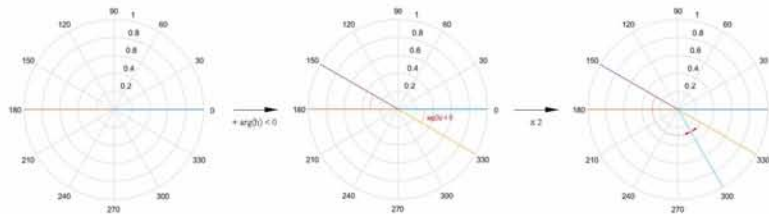


Figure 10: BPSK symbol phase convergence.

Όπως βλέπουμε η απαλοιφή της φάσης των συμβόλων μέσω του αθροιστή οφείλεται στο ότι με τον πολλαπλασιασμό κατά 2, αυτές συγκλίνουν σε μία μοναδική τιμή η οποία μπορεί εύκολα να αφαιρεθεί χωρίς να έχουμε κάποια γνώση για τον αριθμό της. Εδώ πρέπει να σημειωθεί πως η σύγκλιση σε γωνία που βρίσκεται σε τεταρτημόρια όπου το ημίτονο έχει θετική τιμή, είναι απαραίτητη για την ορθή προσέγγιση της φάσης του h . Σε αντίθετη περίπτωση, η προσέγγιση δε θα είχε τη σωστή τιμή και πιο συγκεκριμένα θα σύγκλινε σε αρνητική προσέγγιση. Συνεχίζοντας, η επιλογή του πολλαπλασιασμού με 2, η οποία οδήγησε και στη σύγκλιση των γωνιών, συνδέεται άμεσα με τη διαμόρφωση και το αλφάβητό της. Ανάλογα με τον αριθμό των συμβόλων, αντιστοιχεί είναι και οι πολλαπλασιασμοί που πρέπει να γίνουν ώστε αυτά να συγκλίνουν σε μία μοναδική φάση. Σε παράδειγμα που παρουσιάζεται στο Σχήμα 11, για QAM διαμόρφωση παρατηρείται η αύξηση αυτή των πολλαπλασιασμών έως την ολική σύγκλιση σε μια γωνία.

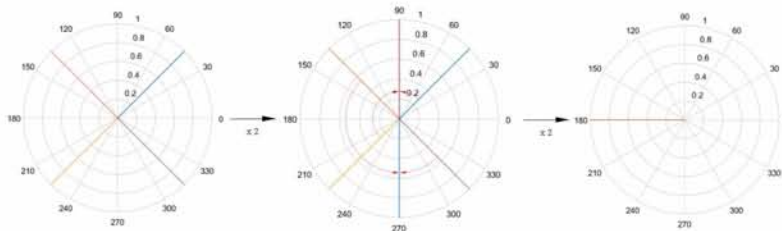


Figure 11: QAM symbol phase convergence.

Βλέπουμε πως η γωνία σύγκλισης βρίσκεται τώρα στα τεταρτημόρια όπου το ημίτονο είναι αρνητικό και συνεπώς πρέπει να γίνουν οι κατάλληλες ενέργειες ώστε να αποφύγουμε το πρόβλημα που αναφέρθηκε οι οποίες παρουσιάζονται στους αλγορίθμους στην Ενότητα 5. Τις κατάλληλες διεργασίες που περιγράφηκαν παραπάνω, εκτελεί το κομμάτι f του phase detector που προηγείται του αθροιστή στο Σχήμα 9.

4.3.2 Loop Filter

Εφόσον υπολογιστεί το σφάλμα, αυτό εισέρχεται στο loop filter του PLL. Κάθε PLL χαρακτηρίζεται από παραμέτρους που αποτυπώνονται στο loop filter του $L(s)$. Στην περίπτωση όπου το:

$$L(s) = K_L = \sigma\tau a\theta.$$

το PLL χαρακτηρίζεται ως πρώτης τάξης και έχει συνάρτηση μεταφοράς:

$$H(s) = \frac{K_L}{K_L + s}$$

Παρά την απλότητα που προσφέρει το PLL πρώτης τάξης, αυτή το καθιστά ευαίσθητο στο θόρυβο μια και δε διαθέτει κάποιο φίλτρο για την αντιμετώπισή του. Οπότε στο πλαίσιο αυτή της έρευνας δε θα γίνει κάποια περαιτέρω αναφορά σε αυτό. Όταν το loop filter έχει τη μορφή:

$$L(s) = K_L \frac{a + s}{b + s} \quad (16)$$

αυτή αντιστοιχεί σε ένα PLL δεύτερης τάξης. Αν θέσουμε το $b=0$ τότε η (16) γίνεται:

$$L(s) = K_L \frac{a+s}{s} = K_L + K_L \frac{a}{s} \quad (17)$$

και χαρακτηρίζεται ως ένα PI (proportional-integral) loop filter αφού αποτελείται από δύο κομμάτια, έναν ολοκληρωτή - αθροιστή ανάλογο με την είσοδο (integrator proportional to the input) και έναν ολοκληρωτή - αθροιστή ανάλογο με το ολοκλήρωμα της εισόδου (integrator proportional to the integral of the input), με συντελεστές K_p και K_i αντίστοιχα που θα αναλυθούν παρακάτω. Σε αυτήν την περίπτωση το σύστημα έχει ως συνάρτηση μεταφοράς την:

$$H(s) = \frac{K_L a + K_L s}{K_L a + K_L s + s^2} \quad (18)$$

Μία παράμετρος που ορίζει τη φυσική λειτουργία του PLL είναι η απόσβεση της ταλάντωσης (damping factor) ζ , όπου ορίζεται ως:

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_L}{a}} \quad (19)$$

Το ζ καθορίζει το εύρος της ταλάντωσης που θα παρουσιάσει η προσέγγιση $\hat{\theta}(t)$ έως ότου συγκλίνει σε μία τιμή. Ανάλογα με την τιμή που θα δοθεί στο ζ μπορούμε να διακρίνουμε τις εξής κατηγορίες:

- $\zeta < 1$ χαρακτηρίζει το σύστημα ως underdamped, παρουσιάζοντας ταλαντώσεις στο $\hat{\theta}(t)$
- $\zeta = 1$ χαρακτηρίζει το σύστημα ως critically damped, παρουσιάζοντας λιγότερες ταλαντώσεις
- $\zeta > 1$ χαρακτηρίζει το σύστημα ως overdamped, όπου οι ταλαντώσεις που παρουσιάζονται είναι ελάχιστες συγκριτικά με τις προηγούμενες περιπτώσεις

Η επόμενη παράμετρος που θα μας απασχολήσει είναι η φυσική συχνότητα (natural frequency) του PLL και συμβολίζεται ως w_n :

$$w_n = \sqrt{K_L a} \quad (20)$$

Το w_n συνδέεται άμεσα με το loop bandwidth του PLL και πιο συγκεκριμένα με το noise bandwidth B_L που αποτελεί το low pass filter του PLL:

$$B_L = \frac{w_n}{2} \left(\zeta + \frac{1}{4\zeta} \right) \quad (21)$$

Κατά το σχεδιασμό ενός PLL, είναι πολύ σημαντική η επιλογή της τιμής του B_L αφού βάση αυτού θα φιλτράρεται το σήμα και συνεπώς ο θόρυβος. Πιο συγκεκριμένα παρουσιάζεται το εξής trade-off, η απόδοση μιας μικρής τιμής στο noise bandwidth το οποίο θα φιλτράρει περισσότερο θόρυβο, θα έχει ως συνέπεια να αποκόπτει και συχνότητες με τιμές μέσα σε αυτό το εύρος οπότε να συγκλίνει πιο αργά σε μία τιμή συγκριτικά με ένα σύστημα μεγαλύτερου noise bandwidth. Παρολαυτά, μεγαλύτερο B_L σημαίνει περισσότερος θόρυβος στην εκτιμώμενη φάση. Γίνεται επομένως κατανοητό πως η επιλογή της τιμής του B_L έχει μεγάλη σημασία και διαφέρει ανάλογα με τις συνθήκες. Για το λόγο αυτό επιλέγουμε σε πρώτο χρόνο να δώσουμε τιμή σε αυτό και σε δεύτερο χρόνο στα ζ , w_n αφού σχετίζονται άμεσα με την τιμή του και μπορούν να υπολογιστούν μέσω αυτού. Από τις (19), (20), (21) η συνάρτηση μεταφοράς ενός PLL δεύτερης τάξης (το οποίο και υλοποιείται σε αυτή τη μελέτη) παίρνει τη μορφή:

$$H(s) = \frac{w_n^2 + 2\zeta w_n s}{w_n^2 + 2\zeta w_n s + s^2} \quad (22)$$

Στην οποία φαίνονται καλύτερα το πως τα χαρακτηριστικά του PLL ορίζουν τη λειτουργία του. Σε αυτό το σημείο μπορούν να γίνουν κατανοητές και οι τιμές που ορίζουν τους συντελεστές K_i , K_p του loop filter με:

- (proportional) $K_p = 2\zeta\omega_n T_s$, όπου T_s η συχνότητα δειγματοληψίας
- (integral) $K_i = \omega_n^2 T_s^2$

Το σφάλμα $e(t)$ περνώντας από το loop filter παράγει ως έξοδο ένα σήμα ελέγχου $c(t)$ βάση του οποίου θα καθοριστεί η συχνότητα του ταλαντωτή του επόμενου σταδίου.

4.3.3 Voltage Controlled Oscillator (Ταλαντωτής Ελεγχόμενος από Τάση)

Το τελικό στάδιο του PLL αποτελεί έναν ελεγχόμενο ταλαντωτή (controlled oscillator) ύστερα από τον οποίο θα παραχθεί η προσέγγιση της φάσης. Το κύριο χαρακτηριστικό ενός ελεγχόμενου ταλαντωτή είναι το γεγονός ότι είναι δυνατός ο έλεγχος της φάσης του μέσω του σήματος εισόδου. Το σήμα εισόδου, που για αυτό και αποκαλείται σήμα ελέγχου (control signal) $c(t)$, μεταβάλλει τη συχνότητα του παραχθέντος σήματος ανάλογα με την τιμή του πλάτους του, δηλαδή το μέτρο της τάσης του εξ ου και ο χαρακτηρισμός του ως ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση. Το $c(t)$ σχετίζεται με τη γωνιακή συχνότητα ω του ελεγχόμενου ταλαντωτή μέσω του τύπου:

$$\begin{aligned}\omega &= \frac{d(2\pi f_c t + \hat{\theta}(t))}{dt} \\ &= 2\pi f_c + \frac{d\hat{\theta}(t)}{dt}\end{aligned}$$

και θέτοντας $\frac{d\hat{\theta}(t)}{dt} = c(t)$:

$$\omega = 2\pi f_c + c(t), \quad \hat{\theta}(t) = \int_{-\infty}^t c(\tau) d\tau$$

4.4 Index Modulation

Από το Κεφάλαιο 3.2, όπου αναλύθηκε το πως η εφαρμογή της IM διαμορφώνει τον τρόπο που ο Tx στέλνει το σήμα, γίνεται αντιληπτό ότι στον Rx πρέπει να υπάρχει ένα αντίστοιχο κομμάτι που θα αναγνωρίζει τα ενεργά και ανενεργά time slots. Παρότι σε ένα ελεγχόμενο περιβάλλον θα μπορούσαμε να υποθέσουμε πως σε ανενεργά time slots, στο κανάλι δε μεταδίδεται κάποιο σήμα και συνεπώς η κεραία του Rx δε θα λάμβανε κάποια είσοδο, στην περίπτωση του φυσικού περιβάλλοντος κάτι τέτοιο δεν υφίσταται μια και χωρίς εκπομπή από τον Tx, οι διάφορες διαδικασίες από άλλες πηγές εντός του περιβάλλοντος θα δημιουργούν θόρυβο. Ο θόρυβος αυτός λαμβάνεται και από τον Rx του υπό μελέτη συστήματος και καθώς στο επίπεδο PHY δε γίνεται ο έλεγχος για την εγκυρότητα της ληφθείσας πληροφορίας με την εξέταση πακέτων, headers κ.ο.κ., είναι απαραίτητη η δημιουργία ενός αντίστοιχου μηχανισμού ο οποίος θα αναγνωρίζει το περιεχόμενο των time slots κάθε χρονική στιγμή. Η αναγνώρισή τους όμως συνδέεται άμεσα με την IM και την επιπλέον πληροφορία που κωδικοποιείται στην ενεργοποίηση ή μη του μέσου πάνω στην οποία βασίζεται η αντιστοίχιση και η ερμηνεία της. Συνεπώς βλέπουμε πως τα δύο αυτά στάδια συνδέονται μεταξύ τους.

Στην παραπάνω εξάρτηση βασίζεται η επιλογή μας για τη συγχώνευση των δύο αυτών διαδικασιών σε ένα στάδιο. Η κεραία του Rx ακούει μόνιμα το κανάλι. Μόλις ληφθεί κάποιο σήμα, περνάει από ένα μηχανισμό εντοπισμού που ονομάζεται IM Detection και παρατηρείται στο Σχήμα 7 όπου

ανάλογα με την ισχύ του σήματος, είτε απορρίπτεται καθώς ερμηνεύεται ως θόρυβος στην περίπτωση χαμηλής ισχύς, είτε ερμηνεύεται ως έγκυρη πληροφορία και περνάει για περαιτέρω επεξεργασία. Ο εντοπισμός για την αλληλουχία των καταστάσεων των λαμβανόμενων time slots αποθηκεύεται και όταν ολοκληρωθεί η πλειάδα που έχει οριστεί από την τάξη του Time slot IM, τότε αντιστοιχίζεται στην ανάλογη πληροφορία.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΚΑΙ ΜΟΝΤΕΛΟ

5.1 Εισαγωγή

Το μοντέλο επικοινωνίας που περιγράφηκε στα προηγούμενα κεφάλαια παρουσιάζεται συνολικά στο Σχήμα 12. Μεταξύ Tx και Rx ακολουθεί το πλαίσιο ενός τυπικού μοντέλου ασύρματης επικοινωνίας, όπου γίνεται η χρήση ενός φέροντος σήματος (carrier) για τη μετάδοση της πληροφορίας. Η ψηφιακή πληροφορία (bits) μετά την εφαρμογή της διαμόρφωσης σχηματίζει τη μιγαδική ακολουθία συμβόλων $x(t)$ προς μετάδοση. Το μοντέλο που μελετάται εστιάζει σε σήμα βασική ζώνης (baseband signal) και συνεπώς το σήμα $x(t)$ έχει την αντίστοιχη μορφή. Εφόσον διαμορφωθεί το σήμα, ο Tx, λειτουργώντας στο πλαίσιο της IM, επιλέγει το εκάστοτε time slot για το αν θα περιέχει πληροφορία ή αν θα είναι κενό και ανάλογα εκπέμπει. Το εκπεμπόμενο σήμα στη συνέχεια, παραμορφώνεται λόγω των παραμέτρων του καναλιού που γίνεται η επικοινωνία και του θορύβου. Ο δέκτης μόλις αναγνωρίσει ένα time slot όπου περιέχει έγκυρη πληροφορία και κάνοντας χρήση του PLL που διαθέτει, αναρεί ως ένα σημείο τις αλλοιώσεις λόγω μέσου και αποκωδικοποιεί τα σύμβολα.

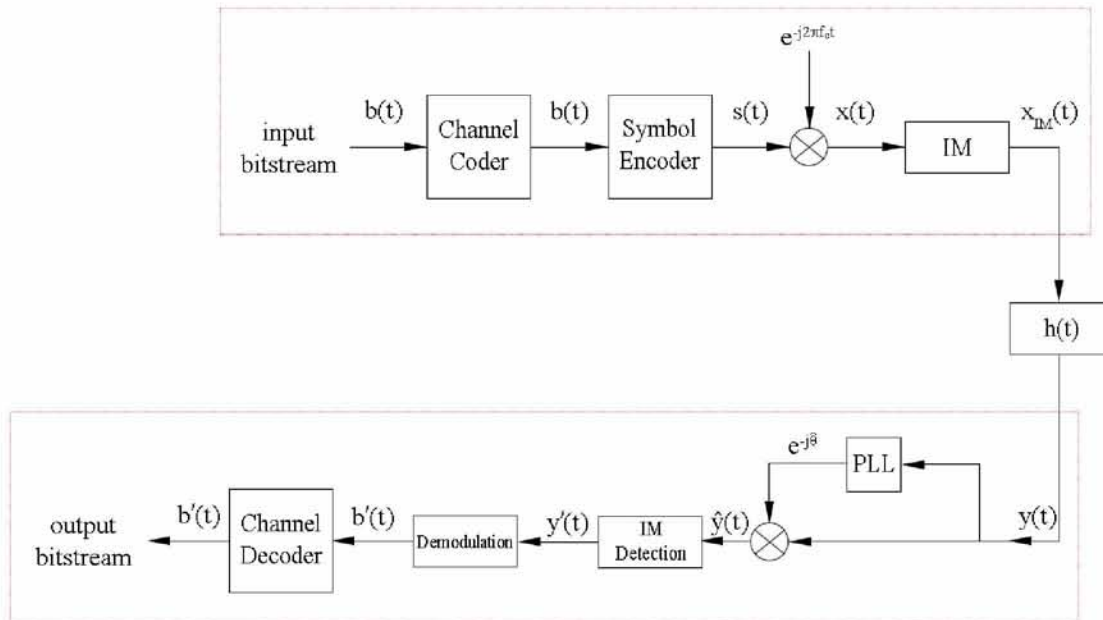


Figure 12: Η συνολική τοπολογία του συστήματος.

Καθώς αναπτύχθηκε η συνολική τοπολογία και αναλύθηκε η θεωρητική λειτουργία κάθε μέρους, στη συνέχεια παρατίθενται οι αλγόριθμοι που χρησιμοποιήθηκαν στη μελέτη και υλοποιούν το κάθε μέρος του συστήματος επικοινωνίας.

5.2 Υλοποίηση Tx

Στον Αλγόριθμο 1 παρουσιάζεται το Tx κομμάτι μια και είναι το μέρος με το οποίο ξεκινάει η μετάδοση. Με την εκτέλεση του Tx, θα έχει παραχθεί το σήμα s , το σήμα του φέροντος c , καθώς και οι χρονικές στιγμές σύμφωνα με τις οποίες θα υπάρχει μετάδοση πληροφορίας αποτυπωμένες στο σήμα x_{IM} όπου περιέχονται και τα σύμβολα του σήματος x .

Algorithm 1: Tx component

Input: Sample rate $\rightarrow T$
Input: Bit signal sampled at $t = nT \rightarrow b$
Input: Carrier amplitude, phase $\rightarrow a, \phi$
Input: Modulation Alphabet $\rightarrow M$
Output: $x_{IM}, carrier$
 $s = BPSKModulation(b, M);$
 $x_{IM} = TimeSlotIndexModulation(s);$
 $SizeOf(carrier) = SizeOf(x_{IM});$
 $carrier = a;$ // a vector containing the scalar value a , $SizeOf(carrier)$ - times

Ο αλγόριθμος για την κωδικοποίηση του σήματος σύμφωνα με την Time slot IM έχει ως είσοδο τα σύμβολα όπως και ένα μοντέλο για τον τρόπο επιλογής της σειράς των χρονικών στιγμών. Όπως έχει αναφερθεί, η σειρά με την οποία διαδέχονται τα ενεργά και ανενεργά time slot μεταφέρει πληροφορία. Έτσι η επιλογή αυτού του μοντέλου συνδέεται άμεσα με την έννοια αυτής της πληροφορίας. Εδώ επιλέγεται ένα τυχαίο μοντέλο επιλογής έτσι ώστε να υπάρχει πλήρης ελευθερία στη σειρά τους χωρίς κάποιο περιορισμό. Επίσης υπενθυμίζεται πως το πλαίσιο του Time slot IM που ακολουθούμε βασίζεται στο ότι κάθε πλειάδα αποτελείται από 2 time slots, οπότε έχουμε 2^2 περιπτώσεις που απεικονίζονται στο διάνυσμα [00 01 10 11]. Από τα παραπάνω, ο τρόπος με τον οποίο ο Tx εφαρμόζει την Time

slot IM στο διάνυσμα πληροφορίας παρουσιάζεται στον Αλγόριθμο 2:

Algorithm 2: Time slot IM.

Input: Baseband signal $\rightarrow x$

Output: Transmission signal including time slots $\rightarrow x_{IM}$

$k, i = 1;$

while true do

$case = Pick([00 \ 01 \ 10 \ 11]);$ // Pick function returns a random element

from vector argument

if case = 00 then

$x_{IM_k} = 0;$

$x_{IM_{k+1}} = 0;$

$k = k + 2;$

else if case = 01 then

$x_{IM_k} = 0;$

$x_{IM_{k+1}} = x_i;$

$k = k + 2;$

$i = i + 1;$

else if case = 10 then

$x_{IM_k} = x_i;$

$i = i + 1;$

$x_{IM_{k+1}} = 0;$

$k = k + 2;$

else

$x_{IM_k} = x_i;$

$i = i + 1;$

if $i \geq SizeOf(s)$ then

$x_{IM_{k+1}} = 0;$ // if no other element for second time slot, send an
 inactive one

else

$x_{IM_{k+1}} = x_i;$

$i = i + 1;$

end

$k = k + 2;$

if $i > SizeOf(x)$ then

break;

else

end

Όπως αναφέρθηκε, οι χρονικές στιγμές που μεταδίδεται πληροφορία ή όχι περιλαμβάνονται μέσα στο σήμα x_{IM} κωδικοποιημένες ως 0, για ανενεργά time slot, και ως $\neq 0$ για ενεργά time slot καθώς θα περιέχεται η τιμή του συμβόλου, ορισμένη από την κωδικοποίηση BPSK. Με την πάροδο του σήματος x_{IM} από το κανάλι οι μηδενικές τιμές υπόκεινται στις ίδιες αλλοιώσεις με τα άλλα σύμβολα.

5.3 Υλοποίηση Καναλιού Επικοινωνίας

Η ανάλυση του αλγορίθμου που προσομοιώνει τη συμπεριφορά του καναλιού παραλείπεται από έδω και αναφέρεται στις Υποενότητες 6.2 και 6.3 όπου παρατίθεται η μορφή του για AWGN και Rician fading κανάλι αντίστοιχα για την καλύτερη κατανόηση της επιρροής του καναλιού στα αποτελέσματα.

5.4 Υλοποίηση Rx

Εφόσον το σήμα αποσταλεί από τον Tx και περάσει το κανάλι επικοινωνίας, λαμβάνεται από την κεραία του Rx του οποίου η λειτουργία συνοψίζεται στον Αλγόριθμο 3.

Algorithm 3: Rx component

Input: PLL parameters $\rightarrow B_L, w_n, \zeta$

Input: PLL sampling rate $\rightarrow T_s$

Input: Distorted symbol signal in Rx input $\rightarrow y$

Input: Modulation alphabet $\rightarrow M$

Output: Output bitstream $\rightarrow b'$

$\hat{\theta} = PLL(B_L, w_n, \zeta, y)$; // $\hat{\theta}$ is the approximation of the channel's ir phase

$\hat{y} = ye^{-j\hat{\theta}}$;

$y' = TimeSlotIndexDemodulation(\hat{y})$;

$b' = BPSKDemodulation(y', M)$;

Με την εισαγωγή του στον Rx, το σήμα πρέπει να περάσει από μία σειρά σταδίων έως ότου λάβουμε την τελική έξοδο, με πρώτο το κομμάτι του PLL του Αλγορίθμου 4, όπου μέσω μια σειρά βημάτων υπολογίζει την προσέγγιση της φάσης της χροστικής απόκρισης του καναλιού ως $\hat{\theta}$, η οποία είναι απαραίτητη για την αναίρεση των αλλοιώσεων των συμβόλων.

Algorithm 4: PLL

Input: Distorted symbol signal in Rx input $\rightarrow y$
Input: PLL parameters $\rightarrow B_L, w_n, \zeta, T_s$
Output: IR's phase approximation vector $\rightarrow \hat{\theta}$
 $n = 2;$
 $integrator = 0;$
 $SizeOf(\hat{\theta}) = SizeOf(y);$
 $\hat{\theta} = 0;$ // a vector containing the scalar value of 0, $SizeOf(\hat{\theta})$ - times
 $SizeOf(c) = SizeOf(y);$
 $c = 0;$ // control signal $c(t)$
 $w_n = \frac{2B_L}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}};$
 $K_i = w_n^2 T_s^2;$
 $K_p = 2\zeta w_n T_s;$
while $n \leq SizeOf(y)$ **do**
 $\epsilon_n = PhaseDetector(\hat{\theta}_{n-1}, carrier);$
 $integrator = integrator + K_i \epsilon_n;$
 $proportional = K_p \epsilon_n;$
 $c_n = proportional + integrator;$
 $\theta_n = PhaseApproximation(\hat{\theta}_{n-1}, c_{n-1});$
end

Για την καλύτερη κατανόηση του PLL, αυτό έχει χωρισθεί στα επιμέρους τμήματα που το απαρτίζουν. Στον Αλγόριθμο 5 βλέπουμε το phase detector που αναλύθηκε και στην Υποενότητα 4.3.1 που έχει ως έξοδο τη διαφορά μεταξύ της φάσης του σήματος και της φάσης που έχει ήδη εκτιμηθεί. Όπως αναφέραμε η διαμόρφωση που έχει επιλεγεί συνδέεται άμεσα με τις ενέργειες που πρέπει να παρθούν ώστε να έχουμε μια ορθή προσέγγιση. Στον Αλγόριθμο 5 γίνεται πλέον κατανοητό το πως απαλοφεται η φάση των συμβόλων λόγω διαμόρφωσης και γιατί ήταν απαραίτητη η θετική τιμή του ημιτόνου.

Algorithm 5: Phase Detector

Input: Received signal $\rightarrow y$
Input: IR's phase approximation from previous iteration $\rightarrow \hat{\theta}$
Input: Modulation alphabet $\rightarrow M$
Output: Phase error $\rightarrow \epsilon$
 $diff = angle(y) - \hat{\theta};$
 $\epsilon = \sin(-sign(j^M) \cdot M \cdot diff);$ // where M is the modulation's alphabet

Πέρα όμως από τη μορφή του phase detector που χρησιμοποιεί το σήμα πληροφορίας για την προσέγγιση της φάσης, γίνεται να εκμεταλλευτούμε το φέρον σήμα το οποίο μεταδίδεται συνεχώς (λόγω της μορφής του). Χωρίζοντας το σήμα σε δύο κατηγορίες, έχουμε αυτό που λαμβάνεται σε ανενεργές χρονικές στιγμές, όπου δηλαδή δεν περιέχει το διαμορφωμένο σήμα πληροφορίας παρά

μόνο το φέρον, και σε αυτό που λαμβάνεται σε ενεργές χρονικές στιγμές. Ανατρέχοντας στην εξίσωση (4), αναφέραμε πως οι όροι του $s(t)$ μπορούν να διακριθούν στον όρο του φέροντος και στον όρο του σήματος πληροφορίας και παρότι στη συνέχεια πολλαπλασιάσαμε το $s(t)$ με $e^{-j2\pi f_c t}$ για να καταλήξουμε στο σήμα βασικής ζώνης $x(t)$ το γεγονός παραμένει το ίδιο. Οι δύο αυτοί όροι μπορούν να χαρακτηρισθούν ως ένας όρος με τη φάση του φέροντος η οποία παρουσιάζει μικρές μεταβολές με την πάροδο του χρόνου, και ο άλλος όρος με μια φάση που μεταβάλλεται πιο γρήγορα καθώς προκύπτει από τη διαμόρφωση των δεδομένων. Το PLL θα πρέπει να αγνοήσει το γρήγορα μεταβαλλόμενο όρο και να εστιάσει στη φάση του φέροντος. Αυτός είναι και ο λόγος που εδώ χρησιμοποιούμε το φέρον σήμα στον υπολογισμό του σφάλματος και πλέον ο Αλγόριθμος 5 παίρνει τη μορφή:

Algorithm 6: Phase Detector

Input: Carrier signal \rightarrow *carrier*

Input: IR's phase approximation from previous iteration $\rightarrow \hat{\theta}$

Output: Phase error $\rightarrow \epsilon$

$\epsilon = \text{angle}(y) - \hat{\theta};$

Το κομμάτι του Phase Approximation του Αλγορίθμου 7 προσομοιώνει τη λειτουργία του ελεγχόμενου ταλαντωτή που περιγράφηκε στην Υποενότητα 4.3.3, όπου μέσω του σήματος ελέγχου c προσαρμόζει τη φάση της ταλάντωσης το οποίο αντιστοιχεί στην εκτίμηση της φάσης θ .

Algorithm 7: Phase Approximation

Input: IR's phase approximation scalar $\rightarrow \theta_{n-1}$

Input: Control signal scalar $\rightarrow c_{n-1}$

Output: IR's phase approximation scalar $\rightarrow \theta_n$

$\theta_n = \theta_{n-1} + c_{n-1};$

if $\text{abs}(\theta_n) > \pi$ **then**

 | $\theta_n = \theta_n - 2\pi \text{sign}(\theta_n);$

end

Παράλληλα με το PLL, το σήμα εισέρχεται και στο κομμάτι του Time slot Index Demodulation που αναλύεται στον Αλγόριθμο 8. Αυτό το κομμάτι είναι υπεύθυνο για τη δημιουργία του σήματος y' που είναι απαλλαγμένο από τα ανενεργά time slots και περιέχει μόνο τα σύμβολα από τα ενεργά.

Algorithm 8: Time slot Index Demodulator

```

Input: IM signal  $\rightarrow y$ 
Input: Noise threshold  $\rightarrow n_T$ 
Output: Index demodulated signal  $\rightarrow y'$ 
i, j = 1;
while  $i \leq \text{SizeOf}(y)$  do
  if  $\text{norm}(y_i) - n_T > \theta$  then
     $y'_j = y_i;$ 
     $j = j + 1;$ 
  end
   $i = i + 1;$ 
end
// in this scope a helper vector can be introduced to assist in Bit Error
Rate calculation

```

Το κομμάτι του Time slot Index Demodulator που είναι υπεύθυνο για τον εντοπισμό της πληροφορίας, χρησιμοποιεί τη νόρμα (ευκλείδεια απόσταση από την αρχή των αξόνων ενός δισδιάστατου καρτεσιανού επιπέδου) του εκάστοτε συμβόλου y_i και ανάλογα με το εάν πληροί τη συνθήκη για την ελάχιστη απόσταση μεταξύ του συμβόλου και του μηδενός ταξινομείται αντιστοίχως. Αυτό συνεχίζεται για όλα τα σύμβολα/χρονικές στιγμές του διανύσματος y . Όπως αναφέρεται και στον αλγόριθμο είναι δυνατόν να προστεθεί ένα διάνυσμα για τη μέτρηση του BER της IM. Ως BER αναφερόμαστε στο λόγο των λανθασμένων bits που παρήγαγε ο Rx μετά την αποδιαμόρφωση των συμβόλων προς τα συνολικά bits που μεταδόθηκαν σε μια συγκεκριμένη μετάδοση:

$$BER = \frac{\text{number_of_wrong_bits}}{\text{number_of_total_transmitted_bits}} \quad (23)$$

Στην περίπτωση της Time slot IM είναι κατανοητό πως ο παραπάνω τύπος πρέπει να τροποποιηθεί έτσι ώστε να την υποστηρίζει. Καθώς το σήμα έχει δύο καταστάσεις, αντίστοιχες των ενεργών και ανενεργών time slots, είναι πιθανό ο θόρυβος σε ένα ανενεργό time slot να είναι αρκετά δυνατός ώστε να ερμηνευθεί από τον αποδιαμορφωτή ως χρήσιμη πληροφορία εισάγοντας λανθασμένα bit(s). Στην περίπτωση ενός ενεργού time slot, η χρήσιμη πληροφορία λόγω του καναλιού μπορεί να έχει αλλοιωθεί σε τέτοιο σημείο ώστε να αποδοθεί σε θόρυβο, χάνοντας έτσι bit από την αρχική ακολουθία. Σε αυτή τη μελέτη ο υπολογισμός του BER αποτελείται από:

- Τον υπολογισμό των time slots/συμβόλων που ταξινομήθηκαν σωστά και λάθος.
- Τον υπολογισμό των λανθασμένων bits που προέκυψαν από την BPSK αποδιαμόρφωση και προέρχονται από ενεργά time slots.
- Τέλος, τα δύο παραπάνω αθροίζονται και διαίρονται με το άθροισμα του αριθμού των συνολικών time slots με το πλήθος των bits στην έξοδο (b').

Επομένως ο τύπος (23) γίνεται:

$$BER = \frac{\textit{number_of_wrong_time_slot_classification} + \textit{number_of_wrong_bits}}{\textit{number_of_total_transmitted_time_slots} + \textit{number_of_bits_at_output}}$$

Στην παραπάνω διαδικασία λαμβάνουμε υπόψη και τη σειρά των bits, ώστε η σύγκριση να γίνει στα σωστά στοιχεία.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

6.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το σημείο παραθέτουμε τα αποτελέσματα των πειραμάτων της μελέτης. Το περιβάλλον όπου αναπτύχθηκαν οι αλγόριθμοι καθώς και τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται σε αυτή την έρευνα είναι το Matlab[®] της Mathworks[®]. Οι δύο κατηγορίες στις οποίες επικεντρωθήκαμε εστιάζουν σε μία SISO τοπολογία μεταξύ Tx και Rx όπου αλλάζουν τα χαρακτηριστικά του καναλιού μέσω του οποίου γίνεται η μετάδοση. Στην πρώτη περίπτωση το κανάλι είναι μόνο AWGN θορύβου και συνεπώς η κρουστική απόκριση παρουσιάζει μία συγκεκριμένη τιμή καθόλη τη διάρκεια της κάθε μετάδοσης. Στη δεύτερη περίπτωση, ασχολούμαστε με ένα Rician κανάλι κατά το οποίο τα φαινόμενα του LOS που αναφέρθηκαν στο Κεφάλαιο 3.2 λαμβάνουν χώρα. Αυτό έχει ως συνέπεια η τιμή του h να μεταβάλλεται χρονικά βάση της ισχύος του μεταδιδόμενου σήματος και τα χαρακτηριστικά του καναλιού τα οποία ορίζονται στο πλαίσιο της κάθε μετάδοσης.

Για κάθε μία από τις παραπάνω περιπτώσεις, εξετάστηκαν τα αποτελέσματα των μεταδόσεων για διαφορετικές τιμές SNR και CNR. Σκόπιμα μελετάται και το CNR, καθώς η προσέγγιση της φάσης και συνεπώς η αποκατάσταση του σήματος από το θόρυβο του καναλιού βασίζεται στο φέρον σήμα το οποίο υπόκειται στις αλλοιώσεις του καναλιού ακόμα και σε ανενεργά time slots. Πιο συγκεκριμένα, για BPSK κωδικοποίηση, έχουμε τις περιπτώσεις του $CNR = 0, 10, 20dB$ στις οποίες το SNR λαμβάνει τιμές $-5, 0, 5, 10dB$. Τα αποτελέσματα εστιάζουν στην εξέταση του BER και τη σύγκρισή του με ίδιο πλαίσιο μετάδοσης στο οποίο δεν εφαρμόζεται η Time slot IM, τη συμπεριφορά του PLL καθώς και το πότε προσφέρει καλύτερες προσεγγίσεις, ενώ παράλληλα γίνεται η σύγκριση και των throughputs που πετυχαίνουν οι δύο τεχνικές. Εδώ, για να γίνουν περισσότερο κατανοητά τα αποτελέσματα των παρακάτω γραφημάτων, κρίνεται εύστοχη η ανάλυση του throughput της Time slot IM. Σε δύο διαδοχικά time slots μεταδίδονται δύο bits λόγω BPSK και άλλα δύο λόγω Time slot IM (μέσω της αναγνώρισης της σειράς των time slots [00, 01, 10, 11]). Συνεπώς μπορούμε εν δυνάμει να μεταδώσουμε 4 bits σε 2 slots.

6.2 Αποτελέσματα για AWGN κανάλι

Ο Αλγόριθμος 9 παραθέτει τα στάδια που χρησιμοποιήθηκαν για την προσομοίωση του AWGN καναλιού και των αλλοιώσεων που αυτό προκαλεί στο μεταδιδόμενο σήμα:

Algorithm 9: AWGN channel.

Input: Time slot IM signal $\rightarrow x_{IM}$
Input: Carrier signal $\rightarrow c$
Input: Signal-to-Noise and Carrier-to-Noise ratios $\rightarrow SNR, CNR$
Output: Distorted symbol, carrier signal $\rightarrow y, c'$
Set h_0 ; // The one-tap h value of the channel's impulse response in polar form e.g. $h_0 = 1\angle 0$
 $y = h_0 \cdot x_{IM}$;
 $c' = h_0 \cdot c$;
Create AWGN channel n_1 ; // Creation of $n(t)$ as presented in Section 3.2 based on SNR. Function `comm.AWGNChannel`[©] of Matlab[©] was used, with arguments ('NoiseMethod', 'Signal to noise ratio (SNR)', 'SNR', SNR).
 $y = n_1(y)$; // Applying AWGN to symbols $y = h_0 \cdot x_{IM} + n_1$.
Create AWGN channel n_2 ; // Creation of $n(t)$ as presented in Section 3.2 based on CNR. Function `comm.AWGNChannel`[©] of Matlab[©] was used, with arguments ('NoiseMethod', 'Signal to noise ratio (SNR)', 'SNR', CNR).
 $c' = n_2(c)$; // Applying AWGN to carrier $c' = h_0 \cdot c + n_2$.

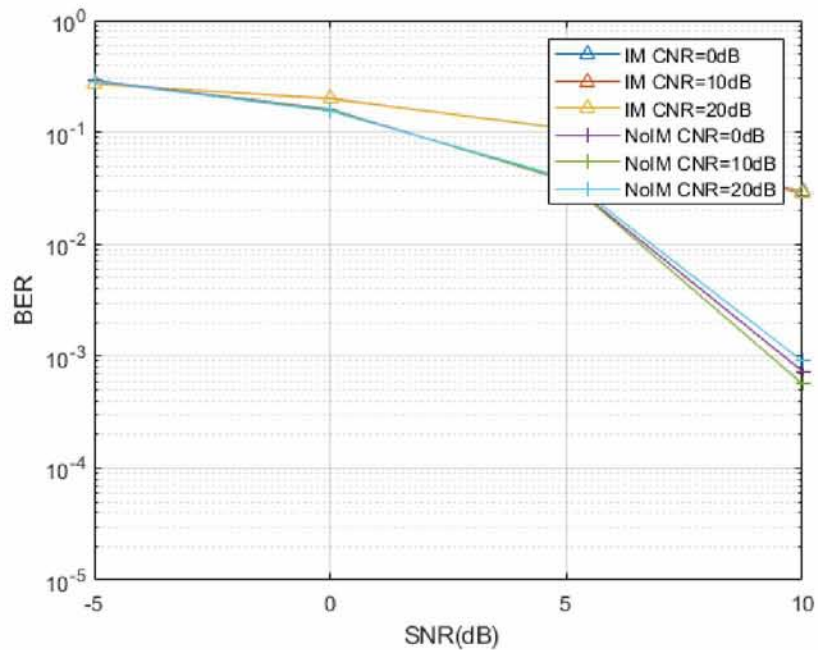


Figure 13: BER of time slot IM versus no-IM for AWGN channel..

Από το Σχήμα 13 διαπιστώνουμε πως η διαμόρφωση Time slot IM έχει μικρότερο ρυθμό μείωσης του BER συγκριτικά με το αντίστοιχο no-IM κομμάτι της. Λαμβάνοντας υπόψη πως στην περίπτωση της Time slot IM, σφάλματα μπορούν να προκύψουν πέρα από το στάδιο αντιστοίχισης bit(s)-συμβόλου, και στο στάδιο αναγνώρισης ενεργών και ανενεργών time slots κάτι τέτοιο ήταν αναμενόμενο. Σημαντικό είναι όμως πως η Time slot IM ακολουθεί το μοντέλο BER των άλλων διαμορφώσεων.

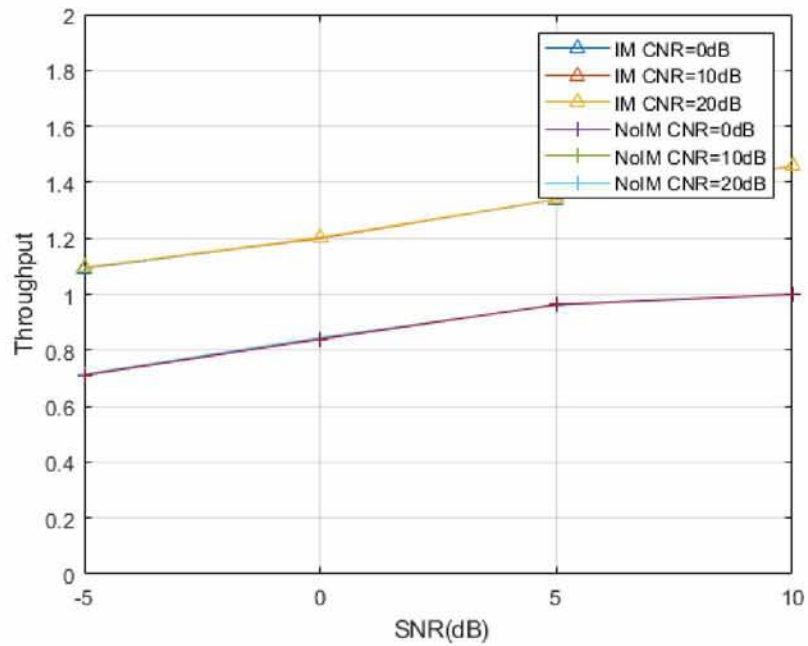


Figure 14: Throughput of time slot IM versus no-IM for AWGN channel.

Παρά το μειωμένο BER, η σημασία στις χρήσεις της Time slot IM παρατηρείται στο throughput που τη χαρακτηρίζει. Λόγω της παραπάνω πληροφορίας που αυτή καταφέρει να κωδικοποιήσει στην ενεργοποίηση των χρονικών στιγμών, παρουσιάζει αυξημένο throughput συγκριτικά με τη no-IM περίπτωση όπως φαίνεται και στο Σχήμα 14.

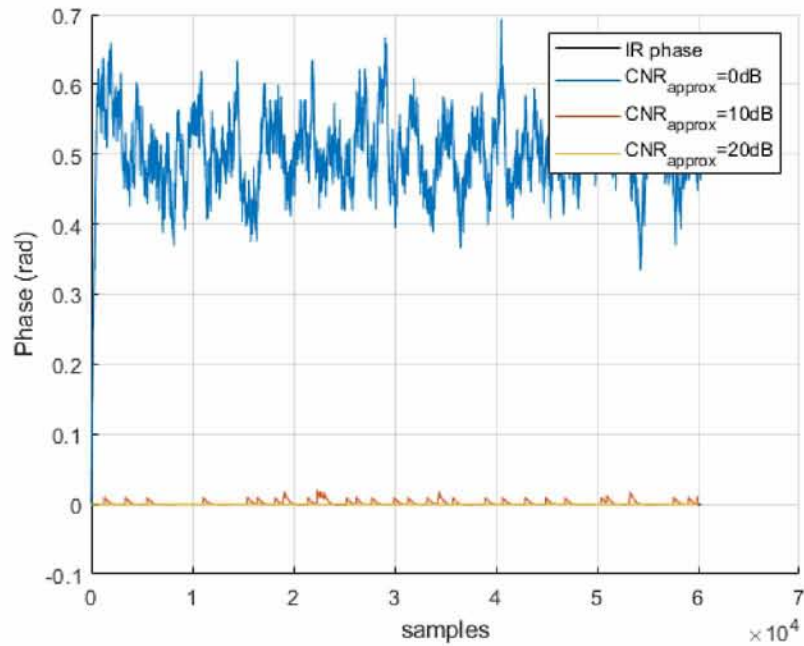


Figure 15: Phase approximation for AWGN channel.

Τέλος, στο Σχήμα 13, παρατηρούμε την προσέγγιση $\hat{\theta}$ που έχει ως έξοδο το PLL. Στο συγκεκριμένο πείραμα, η χρονική απόκριση ήταν ίση με $h = 1\angle 0$ για κάθε χρονική στιγμή. Η τιμή του CNR έχει άμεση συνέπεια στην ορθότητα της προσέγγισης, όπως και το ότι φτάνει ένα φράγμα μετά από μία ορισμένη τιμή. Ο παραπάνω ισχυρισμός μπορεί να παρατηρηθεί στην ποιότητα της προσέγγισης μεταξύ $0dB$ και $10dB$, όπως και στις ελάχιστες διαφορές μεταξύ $10dB$ και $20dB$.

6.3 Αποτελέσματα για Rician fading κανάλι

Στον Αλγόριθμο 10 που ακολουθεί, βλέπουμε το πως αλλάζουν τα στάδια μέσα από τα οποία επεξεργάζεται το σήμα έως ότου φτάσει στον RX, ενώ επίσης μπορούμε να διακρίνουμε της διαφορές με το αντίστοιχο κανάλι AWGN του Αλγορίθμου 9.

Algorithm 10: Rician channel.

```
Input: Time slot IM signal  $\rightarrow x_{IM}$   
Input: Carrier signal  $\rightarrow c$   
Input: Signal-to-Noise and Carrier-to-Noise ratios  $\rightarrow SNR, CNR$   
Output: Distorted symbol, carrier signal  $\rightarrow y, c'$   
Set  $h$ ; // Creation of impulse response of Rician channel using ricianchan ©  
of Matlab© with sample time of the input signal equal to that of the PLL  
 $ts = Ts$ , maximum Doppler shift equal to 1  $fd = 1$ , Rician K-factor equal to 1  
 $k = 1$ .  
 $y = filter(h, x_{IM});$   
 $c' = filter(h, c);$   
Create AWGN channel  $n_1$ ; // As presented in Algorithm 9.  
 $y = n_1(y)$ ; // Applying AWGN to symbols  $y = h \cdot x_{IM} + n_1$ .  
Create AWGN channel  $n_2$ ; // As presented in Algorithm 9.  
 $c' = n_2(c)$ ; // Applying AWGN to carrier  $c' = h \cdot c + n_2$ .
```

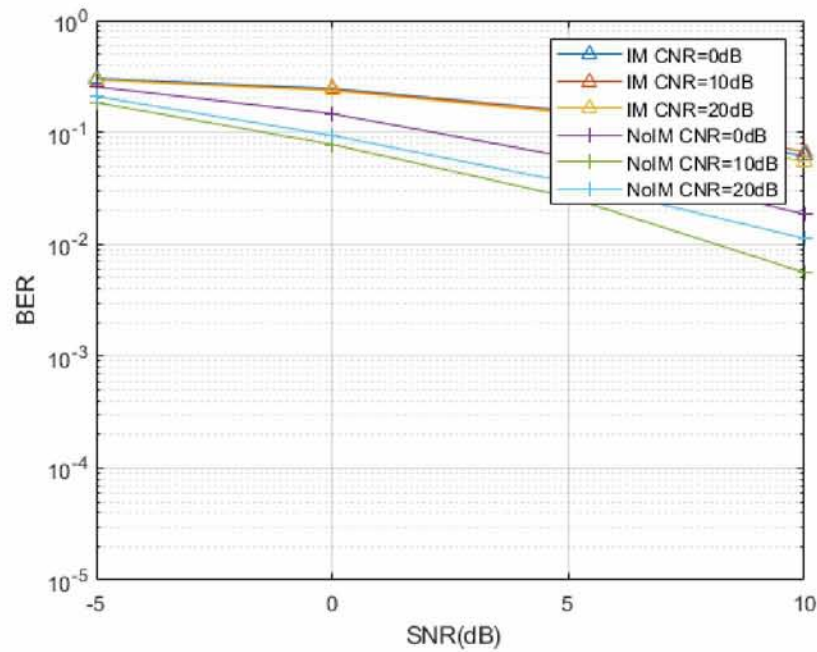


Figure 16: BER of time slot IM versus no-IM for Rician channel.

Παρόμοια με πριν, φαίνεται πως το BER της Time slot IM έχει μειωμένο ρυθμό μείωσης με την αντίστοιχη no-IM υλοποίηση που παρουσιάζεται στο Σχήμα 16, ενώ συνολικά οι δύο μέθοδοι έχουν μικρότερους ρυθμούς με τους οποίους μειώνονται συγκριτικά με την AWGN υλοποίηση τους στο Σχήμα 13.

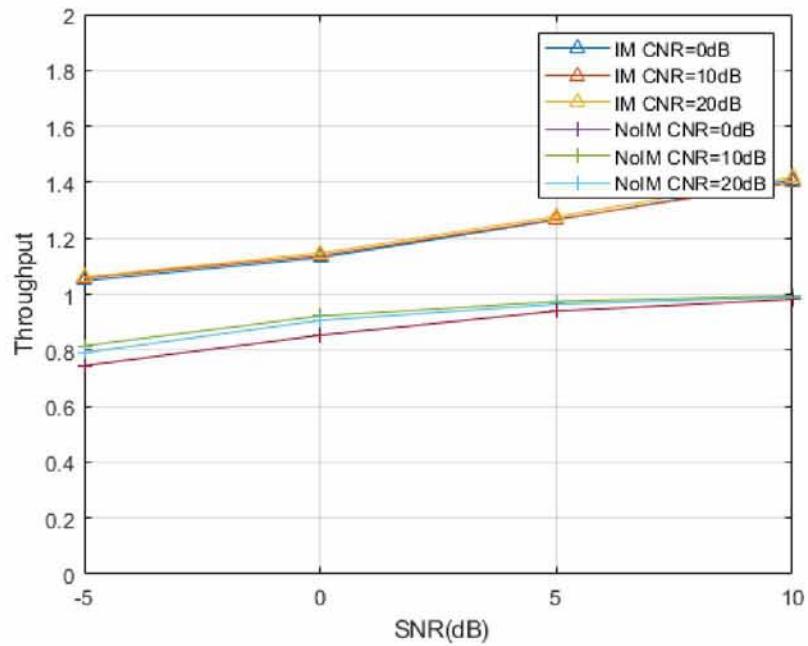


Figure 17: Throughput of time slot IM versus no-IM for Rician channel.

Οι ομοιότητες συνεχίζουν και στην περίπτωση του throughput (Σχήμα 17). Και σε αυτή την περίπτωση η επιπλέον πληροφορία της Time slot IM, της παρέχει μεγαλύτερο throughput από τη no-IM μετάδοση. Εδώ σημαντικό είναι να παρατηρήσουμε τη μειωμένη ταχύτητα και των δύο υλοποιήσεων με την οποία συγκλίνουν σε ένα οριστικό throughput, καθώς και την απόκλιση που παρουσιάζει κάθε περίπτωση, γεγονός τα οποία οφείλονται στη φύση του Rician καναλιού και δεν είναι τόσο αισθητά στην περίπτωση του AWGN καναλιού.

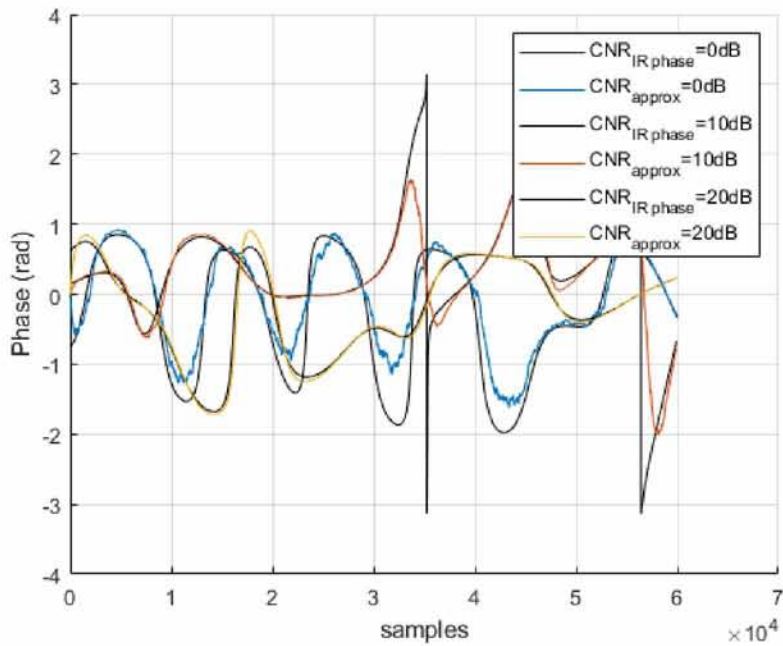


Figure 18: Phase approximation for Rician channel.

Στο Σχήμα 18 φαίνεται πλέον η σημασία του PLL λόγω της ικανότητάς του να προσεγγίζει τη φάση του καναλιού. Σε κάθε περίπτωση, η μαύρη γραμμή αντιπροσωπεύει τη φάση της κρουστικής απόκρισης και η εκάστοτε χρωματιστή γραμμή την προσέγγισή της. Αρχικά, για όλες τις τιμές του CNR η προσέγγιση δείχνει να έχει ορθές τιμές με μικρές αποκλίσεις ακόμα και για την περίπτωση του $CNR = 0dB$. Περαιτέρω, απότομες αλλαγές στη φάση της κρουστικής απόκρισης, όπως για παράδειγμα για $CNR = 10dB$, το PLL ανταποκρίνεται επιτυχώς προσεγγίζοντας τη φάση της.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Έχοντας πλέον μια πιο ολοκληρωμένη εικόνα για τη δράση της Time Slot Index Modulation πάνω στο σήμα, καθώς και τις συνιστώσες που πρέπει να ληφθούν υπόψη ώστε να εξασφαλισθεί ένα όσο το δυνατόν ορθό μοντέλο επικοινωνίας, διακρίνονται τα πλεονεκτήματά της, όπως και οι περιορισμοί της. Το trade-off μεταξύ BER και throughput αποτελεί ένα σημαντικό σημείο στο οποίο πρέπει να δίνεται προσοχή κατά την εφαρμογή της σε κάποιο πλαίσιο ασύρματης επικοινωνίας, και το εάν συμφωνεί με τις προδιαγραφές και απαιτήσεις του εν λόγω πλαισίου. Από τα αποτελέσματα των throughputs στις δύο παραπάνω περιπτώσεις, βλέπουμε πως παρότι θεωρητικά θα περιμέναμε σύγκλιση του Time slot IM στο 2 όπως και αναφέραμε, το μειωμένο BER εμποδίζει την προσέγγιση της μέγιστης τιμής.

Στην υλοποίηση αυτής της μελέτης, επικεντρωθήκαμε σε δεύτερης τάξης Time slot IM, όπως αναλύσαμε και στην Υποενότητα 2.3, η οποία εφαρμόζεται σε SISO σύστημα επικοινωνίας Tx-Rx με BPSK διαμόρφωση. Η single-input single-output τοπολογία είχε ως συνέπεια η μορφή της κρουστικής απόκρισης h του καναλιού επικοινωνίας να είναι ένα μοναδιαίο tap. Η επιρροή της κρουστικής απόκρισης και συγκεκριμένα της φάσης της, αναιρούνταν από το PLL που διαθέτει ο Rx το οποίο είναι υπεύθυνο, μέσω των διακυμάνσεων στη φάση του σήματος εισόδου y , για την προσέγγισή της. Σε αυτή τη διαδικασία σημαντικός ήταν ο εντοπισμός από το PLL της αρχικής φάσης των συμβόλων λόγω BPSK διαμόρφωσης που καλούνταν και να αναιρεί. Ενώ ακόμα, είδαμε το πως η μορφή του καναλιού επηρεάζει την ευρωστία του συστήματος και κατ' επέκταση το χρόνο μέχρι τα στοιχεία του συστήματος να συγκλίνουν σε τιμές.

Η εξάρτηση της Time slot IM από την επιτυχία της BPSK αποδιαμόρφωσης αλλά και από τον ορθό εντοπισμό των ενεργών και ανενεργών time slots, υποδηλώνει τα σημεία που καθορίζουν και την επιτυχία της. Γίνεται λοιπόν κατανοητό, πως υπάρχουν κατευθύνσεις για μελέτη των σημείων αυτών. Η εφαρμογή μιας διαφορετικής διαμόρφωσης (QPSK, QAM, κ.ο.κ.) για τη δημιουργία των συμβόλων, όπως και η έρευνα της επίδρασης των μεγαλύτερων τάξεων της Time slot IM, δηλαδή με πλειάδες που απαρτίζονται από ακόμα περισσότερα time slots δίνοντας τη δυνατότητα για περισσότερη πληροφορία, είναι μόνο ορισμένες από αυτές τις κατευθύνσεις επιβεβαιώνοντας έτσι τον ισχυρισμό για την ευελιξία που προσφέρει η IM. Τέλος, ενδιαφέρουσα θεωρείται και η επέκτασή της σε συστήματα MIMO, εκμεταλλευόμενη την πολυκαναλική φύση των σύγχρονων συστημάτων και εξετάζοντας την αλληλεπίδραση των ενεργών και ανενεργών time slots που προέρχονται από διαφορετικές κεραίες και χρονικές στιγμές.

Βιβλιογραφία

- [1] R. Zeqiri, F. Idriqi, and H. Halimi, “Comparison of Algorithms and Technologies 2G, 3G, 4G and 5G,” in *2019 3rd International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT)*, 2019, pp. 1–4.
- [2] L. Chettri and R. Bera, “A Comprehensive Survey on Internet of Things (IoT) Toward 5G Wireless Systems,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 7, no. 1, pp. 16–32, 2020.
- [3] I. T. Union, “SERIES Y: GLOBAL INFORMATION INFRASTRUCTURE, INTERNET PROTOCOL ASPECTS AND NEXT-GENERATION NETWORKS Next Generation Networks – Frameworks and functional architecture models,” patentus. [Online]. Available: <https://www.itu.int/rec/T-REC-Y.2060-201206-I/en>
- [4] R. Jonathan, S. Douglas C., and B. Lisa, *Fundamental Principles of Optical Lithography*. Wiley, 2015.
- [5] R. I. Ansari, H. Pervaiz, S. A. Hassan, C. Chrysostomou, M. A. Imran, S. Mumtaz, and R. Tafazolli, “A New Dimension to Spectrum Management in IoT Empowered 5G Networks,” *IEEE Network*, vol. 33, no. 4, pp. 186–193, 2019.
- [6] A. A. Purwita, A. Yesilkaya, T. Cogalan, M. Safari, and H. Haas, “Generalized Time Slot Index Modulation for LiFi,” in *2019 IEEE 30th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, 2019, pp. 1–7.
- [7] P. Banelli, S. Buzzi, G. Colavolpe, A. Modenini, F. Rusek, and A. Ugolini, “Modulation Formats and Waveforms for 5G Networks: Who Will Be the Heir of OFDM?: An overview of alternative modulation schemes for improved spectral efficiency,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 31, no. 6, pp. 80–93, 2014.
- [8] E. Memisoglu, E. Basar, and H. Arslan, “Fading-aligned OFDM with index modulation for mMTC services,” *Physical Communication*, vol. 35, 2019.
- [9] E. Basar, “Reconfigurable Intelligent Surface-Based Index Modulation: A New Beyond MIMO Paradigm for 6G,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 5, pp. 3187–3196, 2020.
- [10] E. Basar, M. Wen, R. Mesleh, M. Di Renzo, Y. Xiao, and H. Haas, “Index Modulation Techniques for Next-Generation Wireless Networks,” *IEEE Access*, vol. 5, pp. 16 693–16 746, 2017.
- [11] M. Hanif and H. H. Nguyen, “Non-Coherent Index Modulation in Rayleigh Fading Channels,” *IEEE Communications Letters*, vol. 23, no. 7, pp. 1153–1156, 2019.

- [12] M. Nakao, T. Ishihara, and S. Sugiura, “Single-Carrier Frequency-Domain Equalization With Index Modulation,” *IEEE Communications Letters*, vol. 21, no. 2, pp. 298–301, 2017.
- [13] S. Jacob, N. T. Lakshmi, and A. Chockalingam, “Dual-Mode Index Modulation Schemes for CPSC-MIMO Systems,” in *2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, 2018, pp. 1–5.
- [14] M. Wen, X. Cheng, M. Ma, B. Jiao, and H. V. Poor, “On the Achievable Rate of OFDM With Index Modulation,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 64, no. 8, pp. 1919–1932, 2016.
- [15] D. Slepian, “permutation modulation,” *Proceedings of the IEEE*.
- [16] G. Casu, L. Tută, I. Nicolaescu, and C. Moraru, “Some aspects about the advantages of using MIMO systems,” in *2014 22nd Telecommunications Forum Telfor (TELFOR)*, 2014, pp. 320–323.
- [17] A. Argyriou, “Preventing Carrier Acquisition from Unauthorized Wireless Communication Receivers,” 2020.
- [18] Αντώνιος Αργυρίου, “ECE511 Προχωρημένα Θέματα Τηλεπικοινωνιακών Συστημάτων.” [Online]. Available: <https://www.e-ce.uth.gr/>
- [19] A. Pirsivash and M. J. Emadi, “Rician channel characterization in OFDM systems,” in *2015 23rd Iranian Conference on Electrical Engineering*, 2015, pp. 303–307.
- [20] J. D. Schreuder, “QAM CARRIER TRACKING FOR SOFTWARE DEFINED RADIO,” in *SDR '08 Technical Conference and product Exposition*, 2008.
- [21] N. V. Kuznetsov, J. Ladvanszky, M. V. Yuldashev, and R. V. Yuldashev, “PLL and Costas loop based carrier recovery circuits for 4QAM: non-linear analysis and simulation,” 2018.
- [22] A. V. Oppenheimer and R. W. Schafer, *Ψηφιακή Επεξεργασία Σημάτων Τρίτη Έκδοση*. Fountas, 2013.
- [23] (2008) Carrier Acquisition and Tracking. [Online]. Available: <https://my.ece.utah.edu/~ece6590/ch9.pdf>
- [24] (2018) Phase Locked Loop (PLL) in a Software Defined Radio (SDR). [Online]. Available: <https://wirelesspi.com/phase-locked-loop-pll-in-a-software-defined-radio-sdr/>
- [25] A. V. Oppenheimer, A. S. Willsky, and S. H. Nawab, *Σήματα και Συστήματα Δεύτερη Έκδοση*. Fountas, 2012.
- [26] Αντώνιος Αργυρίου, “ECE312 Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα.” [Online]. Available: <https://www.e-ce.uth.gr/>
- [27] Κορόακης Αθανάσιος, “ECE555 Προχωρημένα Θέματα Δικτύων.” [Online]. Available: <https://www.e-ce.uth.gr/>

