

Πολυτεχνείο Κρήτης

Σχολή:

Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

Διπλωματική εργασία

Μελέτη τηλεπικοινωνιακών συστημάτων με ισοστάθμιση στο πεδίο των συχνοτήτων

Συγγραφέας:

Αλέξανδρος Λουκόπουλος

Επιτηρητής:

Καθ. Αθανάσιος Λιάβας

Επιτροπή:

Καθηγητής Αθανάσιος Λιάβας

Καθηγητής Μιχαήλ Πατεράκης

Καθηγητής Γεώργιος Καρυστινός

Μια εργασία που υποβλήθηκε για την εκπλήρωση των απαιτήσεων
για το δίπλωμα του τμήματος

Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

12 Οκτωβρίου 2017

ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ

Περίληψη

Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

Μελέτη τηλεπικοινωνιακών συστημάτων με ισοστάθμιση στο πεδίο των συχνοτήτων

Αλέξανδρος Λουκόπουλος

Η ισοστάθμιση στο πεδίο της συχνότητας (Frequency Domain Equalization - FDE) είναι μια τεχνική ισοστάθμισης η οποία οδηγεί συνήθως σε χαμηλότερη υπολογιστική πολυπλοκότητα σε σύγκριση με το αντίστοιχο πεδίο του χρόνου. Με την πάροδο των ετών, το FDE έχει προσελκύσει την προσοχή στην κοινότητα επεξεργασίας σημάτων ως ιδιαίτερη εφαρμογή με σημαντικές δυνατότητες. Οι εντυπωσιακές ομοιότητες του FDE συστήματος μονού φορέα (Single Carrier FDE - SC-FDE) με ένα ορθογώνιας πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM) σύστημα, αλλά και η χαμηλή πολυπλοκότητά του, το καθιστούν εξαιρετική λύση στο πρόβλημα της ψηφιακής επίγειας εκπομπής που χαρακτηρίζεται από κανάλι με πολλές ανακλάσεις (**highly dispersive channel**) και ισχυρό ανταγωνιστή του OFDM στις ασύρματες ευρυζωνικές συνδέσεις υψηλής ταχύτητας.

Ο σκοπός αυτής της εργασίας είναι να προτείνει μια υλοποίηση ενός SC-FDE συστήματος, χρησιμοποιώντας τις συσκευές USRP N200 (Universal Peripheral Radio Software - USRP) και τα λογισμικά της MATLAB (Matrix Laboratory) και του GNU radio. Αρχικά, πρωτότυπα κώδικα δημιουργούνται στο MATLAB και μετά από διεξοδικές δοκιμές χρησιμοποιούνται τα USRP για τα τελικά αποτελέσματα, σε πραγματικές συνθήκες. Ο κώδικας μπορεί να χειρίζεται την επεξεργασία των εισερχόμενων ή εξερχόμενων πακέτων σε πραγματικό χρόνο, μέσα από μια σειρά από τεχνικές και διεργασίες. Στη συνέχεια, η λειτουργία του συστήματος πομπού-δέκτη θα εξεταστεί σε οριακές και τυχαίες συνθήκες.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω πολύ την οικογένειά μου και ιδιαίτερα τους γονείς μου, Ιωάννη και Ευαγγελία, για την αγάπη, την υποστήριξη, την υπομονή και την εμπιστοσύνη που μου έδειξαν σε όλα τα χρόνια που διήρκεσαν οι σπουδές μου. Ευχαριστώ τους φίλους μου, καθώς και τη σύντροφό μου Σοφία για την ενθάρρυνση, την εμπύχωση και τις ευχάριστες στιγμές που περάσαμε μαζί. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή μου, Αθανάσιο Λιάβα, για την καθοδήγηση, τις συμβουλές και τη βοήθειά του κατά τη διάρκεια υλοποίησης αυτής της εργασίας...

Περιεχόμενα

Περίληψη	iii
Ευχαριστίες	v
1 Εισαγωγή	1
1.1 Η ιστορία της ισοστάθμισης στο πεδίο της συχνότητας	1
1.1.1 SC-FDE σύστημα	1
1.2 Υλικό και λογισμικό	2
1.2.1 SDR	3
1.2.2 USRP	4
1.2.3 GNU radio	4
1.2.4 MATLAB	5
2 Υλοποίηση ενός SC-FDE συστήματος	9
2.1 Δομή του SC-FDE συστήματος	9
2.2 Πομπός	10
2.2.1 Σύμβολα εκπαίδευσης	10
2.2.2 Κυκλικό πρόθεμα	10
2.2.3 SRRC παλμός	10
2.3 Κανάλι	11
2.3.1 Είδος καναλιού	11
2.3.2 Θόρυβος	14
2.4 Δέκτης	14
2.4.1 Ανίχνευση πακέτου	14
2.4.2 Φιλτράρισμα	15
2.4.3 Συγχρονισμός	17
2.4.4 Διόρθωση CFO	21
2.4.5 Εκτίμηση καναλιού	23
2.4.6 Ισοστάθμιση και ανίχνευση συμβόλων	24
2.5 Λεπτομέρειες υλοποίησης	27

2.5.1	Προδιαγραφές	27
2.5.2	Συγχρονισμός	28
2.5.3	Εκτίμηση σφάλματος bit	29
3	Επίλογος	31
3.1	Συμπεράσματα	31
3.2	Μελλοντικές επεκτάσεις	31

Κατάλογος Σχημάτων

1.1	Σειρά εκτέλεσης λογισμικών	3
1.2	USRP N200	5
1.3	Σχηματική αναπαράσταση υλοποίησης μέσω του GNU radio από την πλευρά του πομπού	6
1.4	Σχηματική αναπαράσταση υλοποίησης μέσω του GNU radio από την πλευρά του δέκτη	7
1.5	Προσομοίωση ενός συστήματος χωρίς USRP μέσω MATLAB	7
2.1	Σύστημα SC-FDE	9
2.2	Πακέτο με σύμβολα εκπαίδευσης	10
2.3	Δομή πακέτου	11
2.4	SRRC παλμός	12
2.5	Σήμα που περνά μέσα από κανάλι	13
2.6	Κανάλι μεγάλου delay spread $h(t)$	13
2.7	Διπλό κινούμενο παράθυρο για ανίχνευση πακέτου	15
2.8	Διπλό κινούμενο παράθυρο ολισθαίνοντας προς το πακέτο	16
2.9	Το διπλό κινούμενο παράθυρο βρίσκει το πακέτο	17
2.10	Απόλυτη τιμή cross correlation ανάμεσα στα σύμβολα εκπαίδευσης και στο σήμα	20
2.11	Απόλυτη τιμή σύνθετου καναλιού	21
2.12	Ενέργεια κινούμενου παραθύρου μήκους L	22
2.13	Σύμβολα με CFO	24
2.14	Σύμβολα με διορθωμένο CFO	25
2.15	Εκτίμηση καναλιού	26
2.16	Scatterplot συμβόλων με αστερισμό 4-QAM	27
2.17	Θέσεις συγχρονισμού όπου στην εκτίμηση καναλιού αφήνεται εκτός σημαντικό μέρος καναλιού	28
2.18	Εκτίμηση όπου αφήνεται εκτός σημαντικό μέρος καναλιού	29
2.19	Εκτίμηση σφάλματος bit για το σύστημα SC-FDE	30

Συντομογραφίες

FDE	Frequency Domain Equalization - Ισοστάθμιση στο πεδίο της συχνότητας
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing - Ορθογώνια πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας
SC	Single Carrier - Μονός φορέας
SISO	Single Input Single Output - Μονή είσοδος μονή έξοδος
SRRC	Square Root Raise Cosine - Τετραγωνική ρίζα ανυψωμένου συνημιτόνου
RC	Raise Cosine - Ανυψωμένο συνημίτονο
CFO	Carrier Frequency Offset - Μετατόπιση συχνότητας φορέα
PAPR	Peak to Average Power Ratio - Λόγος μέγιστης ισχύος προς μέση ισχύ
USRP	Universal Software Radio Peripheral - Περιφερειακό γενικού ραδιοφωνικού λογισμικού
SDR	Software Defined Radio - Ραδιοσυστήματα καθορισμένα από λογισμικό
FFT	Fast Fourier Transform - Μετασχηματισμός Fourier
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform - Αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier
ISI	Inter Symbol Interference - Διασυμβολική παρεμβολή
SNR	Signal to Noise Ratio - Λόγος ενέργειας επιθυμητού σήματος προς ενέργεια θορύβου
BER	Bit Error Rate - Εκτίμηση σφάλματος bit

Αφιερωμένη στους γονείς μου...

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Η ιστορία της ισοστάθμισης στο πεδίο της συχνότητας

Η ισοστάθμιση στο πεδίο της συχνότητας (FDE) διερευνήθηκε αρχικά από τους Walzman και Schwartz το 1973. Εκείνοι έδειξαν ότι η ισοστάθμιση του καναλιού στο πεδίο της συχνότητας οδηγεί συνήθως σε χαμηλότερη υπολογιστική πολυπλοκότητα σε σύγκριση με το αντίστοιχο πεδίο του χρόνου. Ωστόσο το 1995 η κοινότητα έρευνας των επικοινωνιών συνειδητοποίησε τις σημαντικές δυνατότητες του FDE, όταν δημοσιεύτηκαν οι εντυπωσιακές ομοιότητες μεταξύ της εφαρμογής ενός OFDM συστήματος και ενός FDE συστήματος μονού φορέα (SC-FDE) και η FDE προτάθηκε ως λύση χαμηλής πολυπλοκότητας στην ψηφιακή επίγεια εκπομπή που χαρακτηρίζεται από κανάλι με πολλές ανακλάσεις (**highly time dispersive channel**). Αυτό έχει ανανεώσει το ενδιαφέρον για το FDE ως ισχυρό ανταγωνιστή του OFDM και κατέδειξε την δυνατότητά του για πρόσβαση στις ασύρματες ευρυζωνικές συνδέσεις υψηλής ταχύτητας [4].

1.1.1 SC-FDE σύστημα

Για τα κανάλια πολλαπλών διαδρομών ευρείας ζώνης, οι συμβατικοί ισοσταθμιστές στο πεδίο του χρόνου δεν είναι πρακτικοί λόγω της πολυπλοκότητάς τους. Το FDE είναι πιο πρακτικό για τέτοια κανάλια. Το σύστημα SC-FDE είναι ένας άλλος τρόπος αντιμετώπισης του καναλιού επιλογής συχνότητας (**frequency selective channel**), έχει παρόμοια απόδοση με το OFDM, και ουσιαστικά την ίδια συνολική πολυπλοκότητα.

Γενικά, τα δύο συστήματα, OFDM και SC-FDE, χρησιμοποιούν τα ίδια λειτουργικά μπλοκ και η κύρια διαφορά τους είναι στη χρήση των λειτουργιών DFT και IDFT, δηλαδή του μετασχηματισμού Fourier και του αντιστρόφου του. Στα συστήματα OFDM, τοποθετείται ένα μπλοκ IDFT στον πομπό για την τοποθέτηση των δεδομένων σε παράλληλους υποφορείς και ένα μπλοκ DFT τοποθετείται στον δέκτη για FDE, ενώ στα συστήματα SC-FDE τα μπλοκ DFT και IDFT τοποθετούνται στον δέκτη. Με

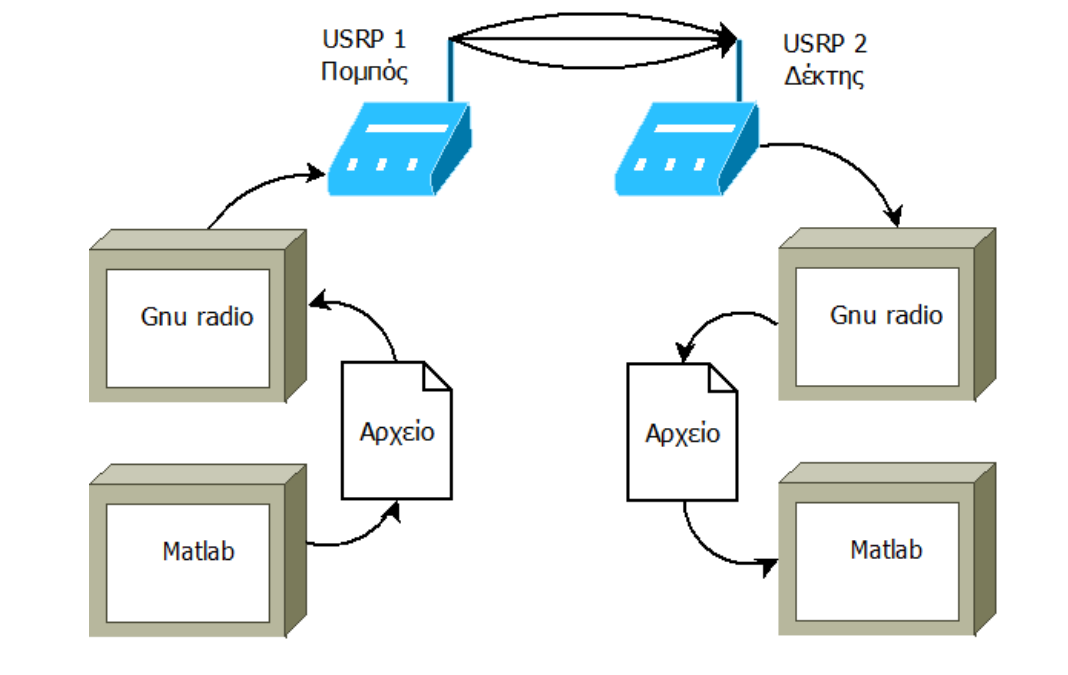
τον τρόπο αυτό, αναμένουμε τα δύο συστήματα να έχουν παρόμοια απόδοση και παρόμοιο εύρος ζώνης. Ωστόσο, υπάρχουν σαφείς διαφορές που κάνουν τα δύο συστήματα να εκτελούν κάποιες λειτουργίες διαφορετικά. Στον δέκτη, το σύστημα OFDM εκτελεί ανίχνευση δεδομένων με βάση τον υποφορέα στον τομέα των συχνοτήτων, ενώ το σύστημα SC-FDE πραγματοποιεί ανίχνευση δεδομένων στο πεδίο του χρόνου μετά την λειτουργία IDFT. Συνοπτικά, τα πλεονεκτήματα του συστήματος SC-FDE έναντι του συστήματος OFDM είναι τα εξής [2]:

- Χαμηλός λόγος μέγιστης ισχύος προς μέση ισχύ (Peak to Average Power Ratio - PAPR), λόγω της διαμόρφωσης ενός φορέα στον πομπό,
- Μικρότερη ευαισθησία στην μετατόπιση συχνότητας φορέα (Carrier Frequency Offset - CFO),
- Μικρότερη πολυπλοκότητα στον πομπό, η οποία θα ωφελήσει το κινητό τερματικό στις κυψελοειδείς επικοινωνίες ανερχόμενης ζεύξης.

1.2 Υλικό και λογισμικό

Για την υλοποίηση του SC-FDE συστήματος χρησιμοποιήθηκαν δυο υπολογιστές, τα λογισμικά της MATLAB και του GNU radio και δυο συσκευές USRP N200. Οι υπολογιστές χρησιμοποιούσαν το λογισμικό Ubuntu 14.04 LTS.

Γενικά, για να σταλούν δεδομένα από τον ένα υπολογιστή στον άλλο πρέπει να χρησιμοποιηθούν τα παραπάνω λογισμικά με κάποια σειρά. Στον υπολογιστή που έχει υλοποιηθεί ο πομπός εκτελείται ο κώδικας που παράγει τα δεδομένα στην MATLAB και τα οποία αποθηκεύονται σε ένα αρχείο. Αμέσως μετά εκτελείται το GNU radio το οποίο διαβάζει τα δεδομένα από το αρχείο που δημιουργήθηκε από τη MATLAB και τα στέλνει στο USRP για αποστολή, αφού το έχει ενεργοποιήσει πρώτα. Στον υπολογιστή που έχει υλοποιηθεί ο δέκτης εκτελείται το GNU radio το οποίο ενεργοποιεί το USRP και γράφει σε ένα αρχείο τα δεδομένα που συλλέγει η κεραία. Αμέσως μετά εκτελείται η ρουτίνα η οποία σύμφωνα με τον κώδικα που τρέχει επεξεργάζεται τα δεδομένα και βρίσκει τα πακέτα. Τυπικά, αυτός είναι ένας τρόπος για την αποστολή και λήψη δεδομένων ανάμεσα σε δυο υπολογιστές με τη χρήση USRP και των παραπάνω λογισμικών. Αν για διάφορους λόγους κριθεί σκόπιμη η παράκαμψη των συσκευών USRP, τότε χρησιμοποιείται μόνο η MATLAB προσομοιώνοντας το σύστημα αλλά και τις συνθήκες ανάμεσα στις δυο κεραίες. Πιο κάτω γίνεται μια συνοπτική αναφορά σε κάθε ένα από τα παραπάνω λογισμικά και συστήματα που χρησιμοποιήθηκαν.



Σχήμα 1.1: Σειρά εκτέλεσης λογισμικών.

1.2.1 SDR

Το ραδιοσύστημα που καθορίζεται από λογισμικό (Software Defined Radio - SDR) είναι ένα σύστημα ραδιοεπικοινωνίας όπου τα εξαρτήματα που έχουν υλοποιηθεί συνήθως από υλικό (π.χ. μίχτες, φίλτρα, ενισχυτές, διαμορφωτές και αποδιαμορφωτές, ανιχνευτές κλπ.) υλοποιούνται μέσω του λογισμικού σε έναν προσωπικό υπολογιστή ή ενσωματωμένο σύστημα. Ενώ η έννοια του SDR δεν είναι καινούργια, οι ταχέως εξελισσόμενες δυνατότητες των ψηφιακών ηλεκτρονικών καθιστούν πρακτικές πολλές διαδικασίες που ήταν μόνο θεωρητικά εφικτές.

Ένα βασικό σύστημα SDR μπορεί να αποτελείται από έναν προσωπικό υπολογιστή που είναι εφοδιασμένος με κάρτα ήχου ή άλλο μετατροπέα αναλογικού σήματος σε ψηφιακό, ενώ προηγείται κάποια μορφή ραδιοσυσκευής. Σημαντικές ποσότητες επεξεργασίας σήματος αποδίδονται στον επεξεργαστή γενικού σκοπού, αντί να γίνονται σε υλικό ειδικού σκοπού (ηλεκτρονικά κυκλώματα). Ένας τέτοιος σχεδιασμός παράγει ένα ραδιοσύστημα που μπορεί να λαμβάνει και να μεταδίδει ευρέως διαφορετικά ραδιοφωνικά πρωτόκολλα με βάση μόνο το χρησιμοποιούμενο λογισμικό.

Τα ραδιοσυστήματα λογισμικού έχουν σημαντική χρησιμότητα για τις στρατιωτικές και κινητές τηλεφωνικές υπηρεσίες οι οποίες πρέπει να εξυπηρετούν μια μεγάλη ποικιλία μεταβαλλόμενων ραδιοφωνικών πρωτοκόλλων σε πραγματικό χρόνο.

1.2.2 USRP

Το περιφερειακό γενικού ραδιοφωνικού λογισμικού (**Universal Peripheral Radio Software - USRP**) είναι μια σειρά ραδιοσυστημάτων καθορισμένα από λογισμικό που έχουν σχεδιαστεί και πωληθεί από την **Ettus Research** και τη μητρική της εταιρεία **National Instruments** [3]. Η οικογένεια προϊόντων **USRP** αναπτύχθηκε από μια ομάδα με επικεφαλής τον **Matt Ettus** ώστε να είναι μια συγκριτικά φθηνή πλατφόρμα υλικού για ραδιοφωνικό λογισμικό και χρησιμοποιείται συνήθως από ερευνητικά εργαστήρια και πανεπιστήμια.

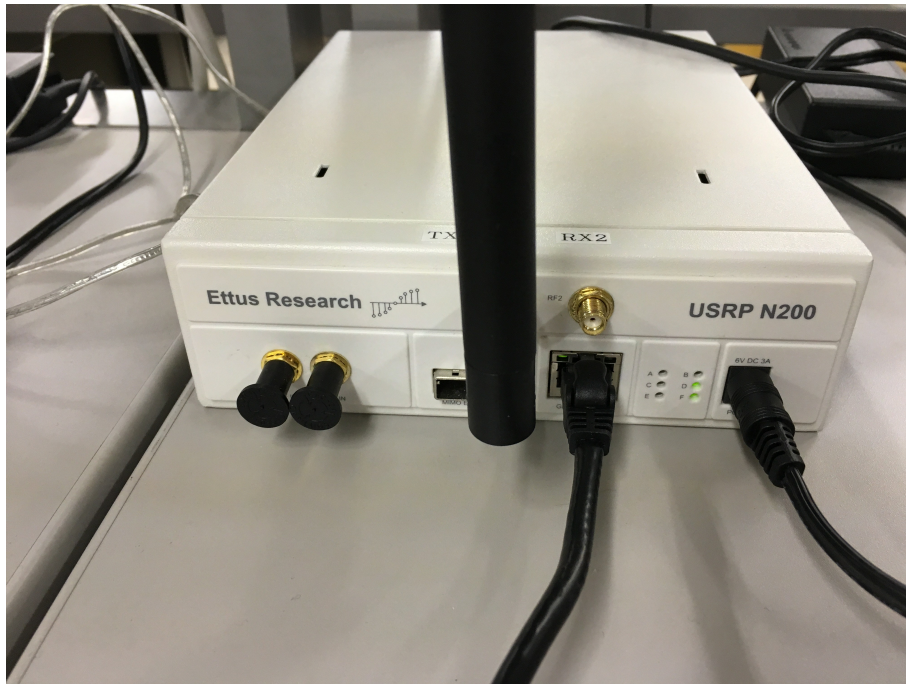
Οι περισσότερες συσκευές **USRP** συνδέονται με έναν υπολογιστή μέσω ενός συνδέσμου υψηλής ταχύτητας, στον οποίο χρησιμοποιείται λογισμικό για τον έλεγχο της συσκευής και τη μετάδοση ή λήψη δεδομένων. Ορισμένα μοντέλα **USRP** ενσωματώνουν επίσης τη γενική λειτουργικότητα ενός κεντρικού υπολογιστή με ενσωματωμένο επεξεργαστή που επιτρέπει στη συσκευή να λειτουργεί αυτόνομα.

Η οικογένεια συσκευών **USRP** σχεδιάστηκε για προσβασιμότητα και πολλά από τα προϊόντα είναι υλικό ανοιχτού κώδικα. Τα σχέδια διάταξης για επιλεγμένα μοντέλα είναι ελεύθερα διαθέσιμα για λήψη. Όλα τα προϊόντα **USRP** ελέγχονται με το πρόγραμμα οδήγησης **UHD (USRP Hardware Driver)** ανοιχτής πηγής, το οποίο είναι δωρεάν λογισμικό ανοιχτού κώδικα. Οι συσκευές αυτές χρησιμοποιούνται συνήθως με τη σουίτα λογισμικού **GNU radio** για τη δημιουργία σύνθετων ραδιοσυστημάτων που έχουν καθοριστεί από το λογισμικό.

1.2.3 GNU radio

Το **GNU radio** είναι ένα δωρεάν εργαλείο ανάπτυξης λογισμικού που παρέχει μπλοκ επεξεργασίας σήματος για την ανάπτυξη ραδιοσυχνοτήτων και συστημάτων επεξεργασίας σημάτων που έχουν καθοριστεί από το λογισμικό. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί με εξωτερικό υλικό ραδιοσυχνότητας για τη δημιουργία ραδιοφωνικών προγραμμάτων που έχουν καθοριστεί από το λογισμικό ή χωρίς υλικό σε περιβάλλον προσομοίωσης. Χρησιμοποιείται ευρέως σε ακαδημαϊκά και εμπορικά περιβάλλοντα για την υποστήριξη τόσο της έρευνας ασύρματων επικοινωνιών όσο και των ραδιοσυστημάτων πραγματικού κόσμου.

Αυτή η εφαρμογή χρησιμοποιήθηκε έτσι ώστε να καθορίζονται κάποια χαρακτηριστικά της κεραίας, όπως ο ρυθμός αποστολής δειγμάτων ή η επανάληψη της αποστολής των πακέτων, αλλά και για να



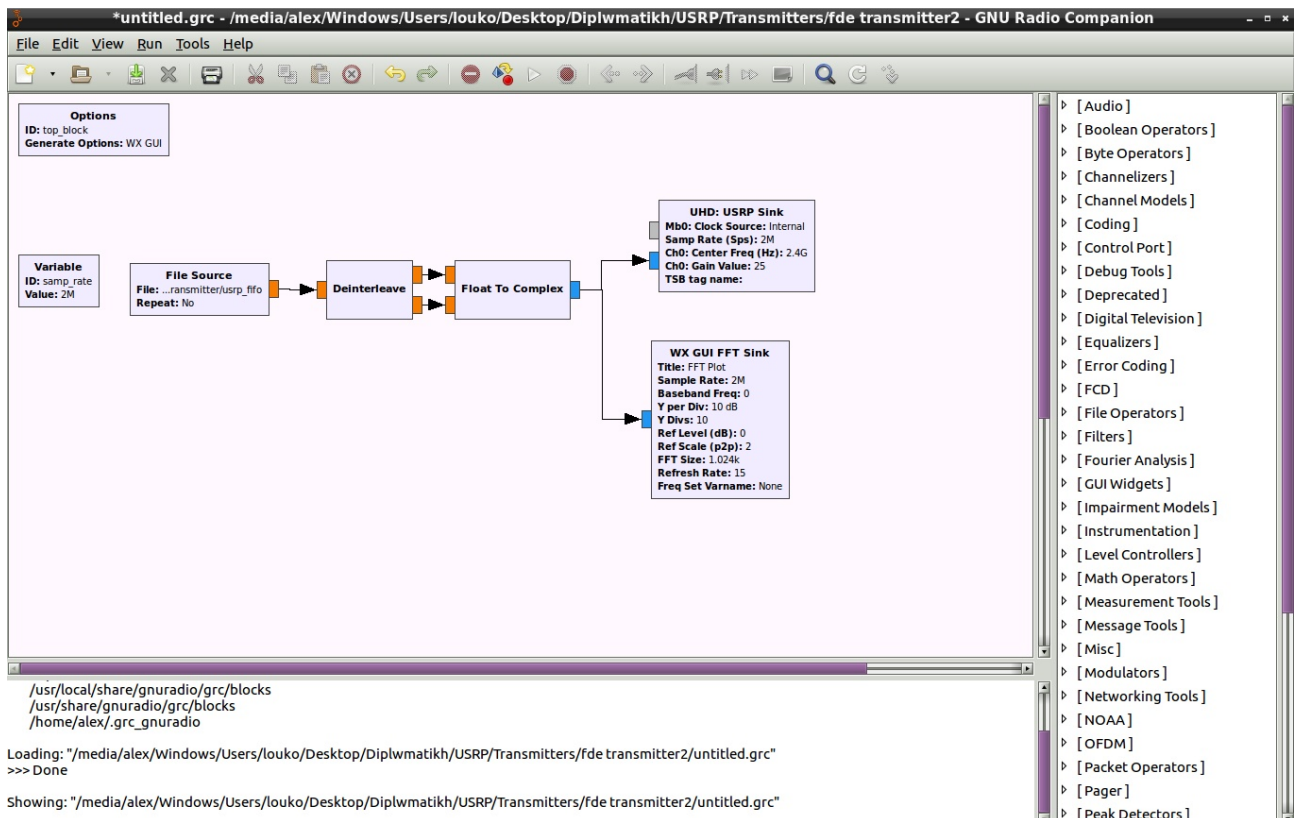
Σχήμα 1.2: USRP N200.

παρατηρείται το φάσμα όταν στέλνονταν πακέτα από τον πομπό ή όταν αποθηκεύονταν τα εισερχόμενα δείγματα σε ένα αρχείο πριν επεξεργαστούν στη συνέχεια στη **MATLAB**. Με αυτό τον τρόπο, μπορούσαμε να φτάσουμε σε χρήσιμες λύσεις σε πολλά προβλήματα ή να βρούμε λεπτομέρειες του συστήματος που έπρεπε να επιλυθούν πριν προχωρήσουμε [1].

1.2.4 **MATLAB**

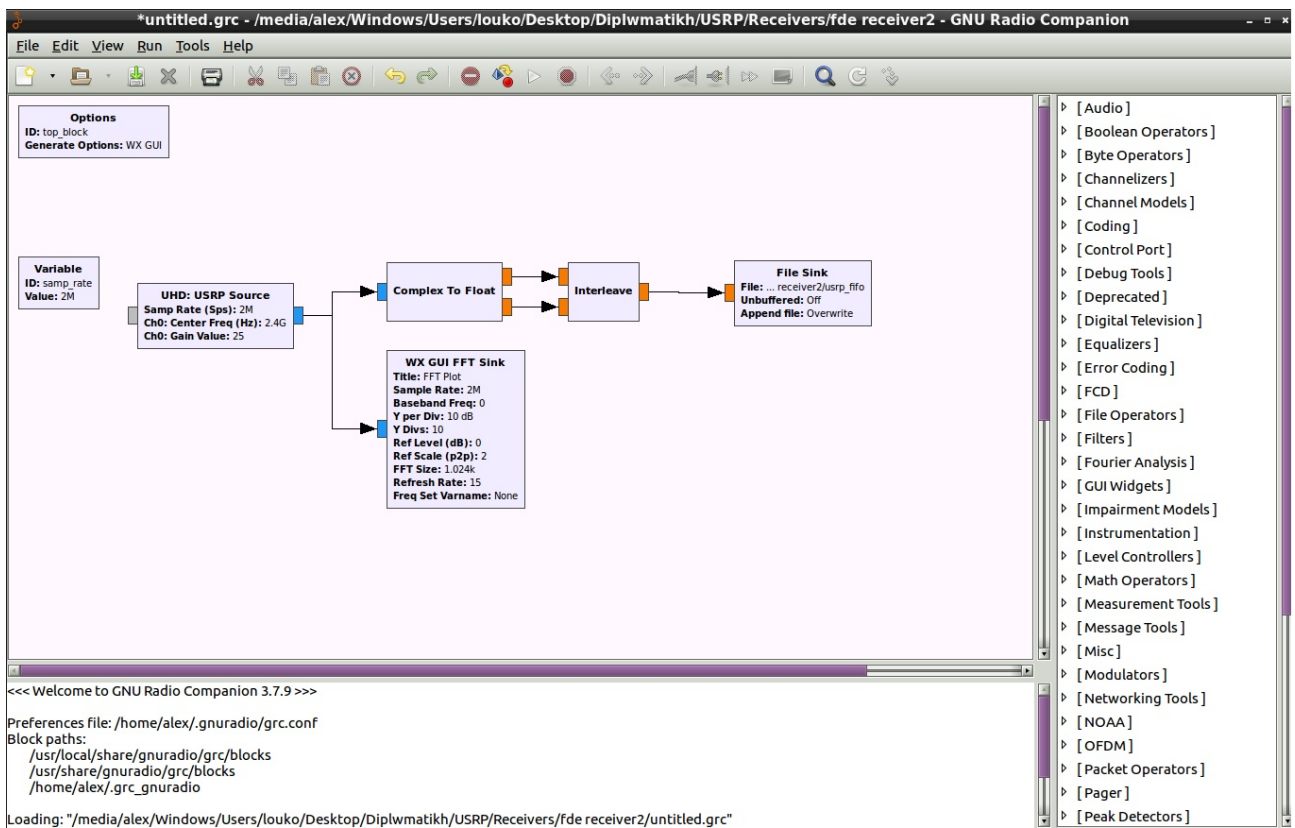
Το **MATLAB** (Matrix Laboratory) είναι ένα περιβάλλον αριθμητικών υπολογισμών και μια προγραμματιστική γλώσσα τέταρτης γενιάς. Αποθηκεύει και κάνει τις πράξεις με βάση την άλγεβρα μητρών. Χρησιμοποιείται κατά κύριο λόγο για την επίλυση μαθηματικών προβλημάτων, ωστόσο είναι πολύ ισχυρό και μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για προγραμματισμό καθώς περιέχει εντολές από την **C++** όπως την **while**, την **switch** και την **if**. Στον τομέα των γραφικών όσον αφορά τον μαθηματικό κλάδο μπορεί να υλοποιήσει συναρτήσεις πραγματικές, μιγαδικές, πεπλεγμένες συναρτήσεις δύο μεταβλητών και άλλες.

Όλη η μαθηματική επεξεργασία που έγινε για αυτή τη εργασία έχει γραφτεί και δοκιμαστεί λεπτομερώς στη **MATLAB** για να βρεθούν οι καλύτεροι αλγόριθμοι και μέθοδοι λειτουργίας ώστε να δημιουργηθούν, να τροποποιηθούν και να επεξεργαστούν τα δεδομένα που αποστέλλονται ή λαμβάνονται από το αντίστοιχο **USRP**. Για λόγους συντομίας, επειδή είναι χρονοβόρο να χρησιμοποιούνται τα

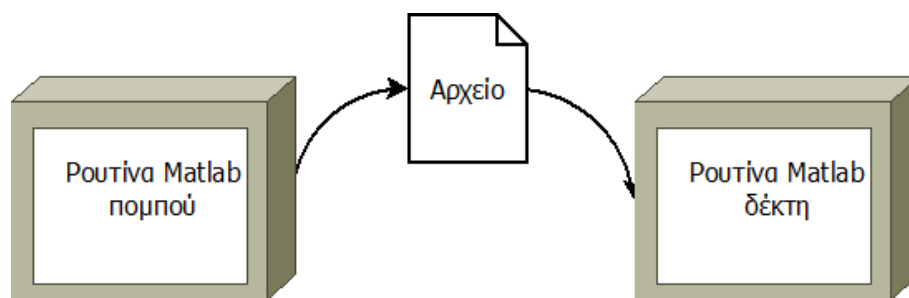


Σχήμα 1.3: Σχηματική αναπαράσταση υλοποίησης μέσω του GNU radio από την πλευρά του πομπού.

USRP σε κάθε προσπάθεια υλοποίησης των αλγορίθμων, μπορεί να χρησιμοποιηθεί μόνο η MATLAB. Τα δεδομένα που δημιουργούνται στο πρόγραμμα του πομπού της MATLAB αποθηκεύονται σε αρχείο και από αρχείο διαβάζονται τα δεδομένα που λαμβάνονται από τη κεραία (USRP) και επεξεργάζεται το πρόγραμμα του δέκτη. Αν το αρχείο που αποθηκεύονται και διαβάζονται τα δεδομένα είναι το ίδιο τότε προσεγγίζεται σε μεγάλο βαθμό το σύστημα SC-FDE χωρίς τα USRP, αρκεί όμως να προσομοιωθούν οι συνθήκες (κανάλι, θόρυβος, CFO) ανάμεσα στις δυο κεραίες.



Σχήμα 1.4: Σχηματική αναπαράσταση υλοποίησης μέσω του GNU radio από την πλευρά του δέκτη.



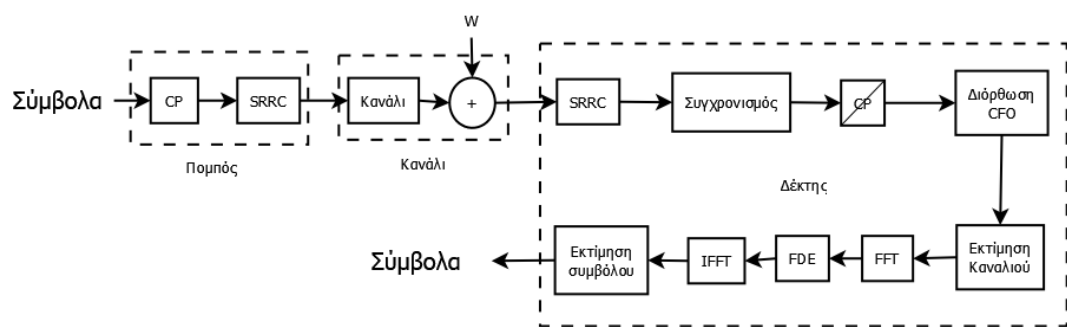
Σχήμα 1.5: Προσομοίωση ενός συστήματος χωρίς USRP μέσω MATLAB.

Κεφάλαιο 2

Υλοποίηση ενός **SC-FDE** συστήματος

2.1 Δομή του **SC-FDE** συστήματος

Ένα σύστημα SISO SC-FDE (Single Input Single Output Single Carrier-Frequency Domain Equalization) αποτελείται από τρία βασικά μέρη, τον πομπό, το κανάλι και τον δέκτη. Τα σύμβολα που θέλουμε να στείλουμε μέσω ενός τέτοιου συστήματος θα πρέπει να τα δώσουμε στον πομπό και αυτός αφού τα διαμορφώσει κατάλληλα, έτσι ώστε να μπορέσουν να διαδοθούν μέσω του καναλιού, δηλαδή του αέρα, να τα στείλει στον δέκτη. Ο δέκτης, αφού λάβει το σήμα από τον πομπό, θα το αποδιαμορφώσει και θα αναιρέσει την επίδραση του καναλιού και της διαφοράς της συχνότητας που παρουσιάζεται μεταξύ του δικού του ταλαντωτή και του πομπού. Όπως θα δούμε παρακάτω, αυτή η αναίρεση της επίδρασης του καναλιού γίνεται στο πεδίο της συχνότητας, και πραγματοποιείται στην πλευρά του δέκτη δίνοντάς μας τη δυνατότητα για απλούστερους πομπούς και χαμηλότερο PAPR. Παρακάτω, βλέπουμε αναλυτικότερα καθένα από τα τρία μέρη του συστήματος.

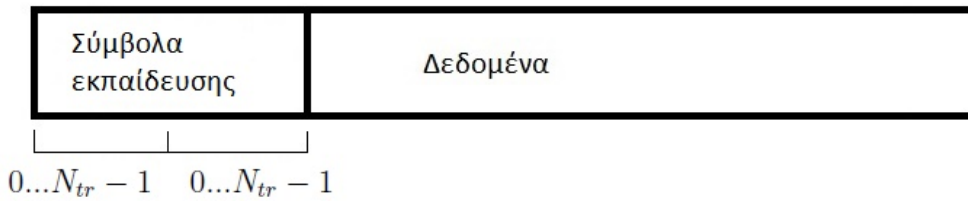


Σχήμα 2.1: Σύστημα SC-FDE.

2.2 Πομπός

2.2.1 Σύμβολα εκπαίδευσης

Έστω ότι θέλουμε να στείλουμε S μιγαδικά σύμβολα από τον πομπό στον δέκτη. Για να βοηθήσουμε το δέκτη να λάβει επιτυχώς αυτά τα σύμβολα, θα τους προσθέσουμε και κάποια σύμβολα εκπαίδευσης (**training symbols**) που θα χρειαστεί ο δέκτης για να πραγματοποιήσει κάποιες λειτουργίες, όπως, για παράδειγμα, συγχρονισμό. Τα σύμβολα εκπαίδευσης είναι μια τυχαία ακολουθία N_{tr} μιγαδικών συμβόλων, την οποία τοποθετούμε δυο φορές στην αρχή του πακέτου. Δηλαδή, στην αρχή βάζουμε δυο φορές την ίδια ακολουθία συμβόλων και έπειτα ακολουθούν τα S μιγαδικά σύμβολα που θέλουμε να στείλουμε [9].



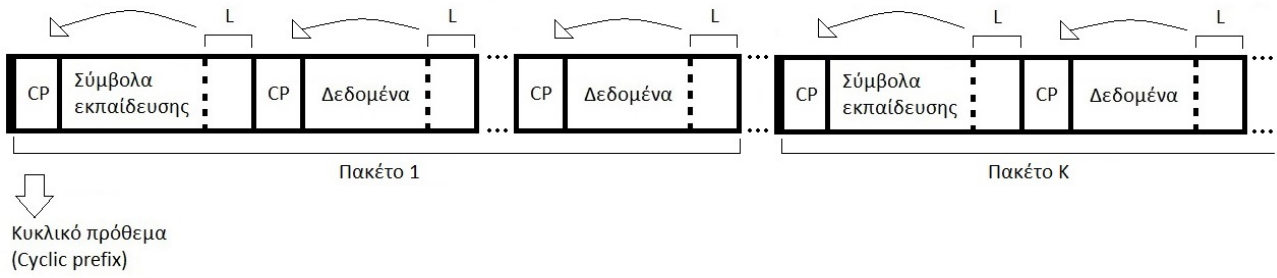
Σχήμα 2.2: Πακέτο με σύμβολα εκπαίδευσης.

2.2.2 Κυκλικό πρόθεμα

Το πακέτο όμως για να είναι έτοιμο προς αποστολή χρειάζεται να του προσθέσουμε ακόμα μερικά σύμβολα σε κάποια σημεία. Τα σύμβολα αυτά είναι τα L τελευταία σύμβολα των συμβόλων εκπαίδευσης, όπου τα τοποθετούμε στην αρχή των συμβόλων εκπαίδευσης, και τα L τελευταία σύμβολα των δεδομένων, όπου τα τοποθετούμε στην αρχή των δεδομένων (Σχήμα 2.3) [5]. Το L είναι το μήκος του διακριτού ισοδύναμου καναλιού (**discrete equivalent channel**) που θα υπολογίσουμε στον δέκτη και θεωρείται γνωστό. Αυτά τα σύμβολα ονομάζονται κυκλικό πρόθεμα και χρειάζονται για να μετατρέψουμε την συνέλιξη των συμβόλων με το κανάλι από γραμμική σε κυκλική και να μπορούμε αργότερα να κάνουμε ισοστάθμιση με μια απλή διαίρεση στο πεδίο της συχνότητας.

2.2.3 **SRRC** παλμός

Για να μην υπάρξει διασυμβολική παρεμβολή (**Inter Symbol Interference - ISI**), η συνολική απόκριση του φίλτρου μετάδοσης, της απόκρισης καναλιού και του φίλτρου λήψης πρέπει να ικανοποιεί το



Σχήμα 2.3: Δομή πακέτου.

κριτήριο Nyquist. Το φίλτρο ανυψωμένου συνημιτόνου (raised cosine - RC) είναι η πιο δημοφιλής απόκριση φίλτρου που ικανοποιεί αυτό το κριτήριο. Το μισό από αυτό το φιλτράρισμα γίνεται στην πλευρά εκπομπής, μέσω ενός παλμού τετραγωνικής ρίζας ανυψωμένου συνημιτόνου (Square Root Raised Cosine - SRRC), και το άλλο μισό γίνεται στην πλευρά λήψης, πάλι από SRRC παλμό. Αυτό γίνεται διότι η συνέλιξη δυο SRRC παλμών ισούται με RC παλμό. Από την πλευρά λήψης, αν η απόκριση του καναλιού μπορεί να εκτιμηθεί με ακρίβεια, μπορεί επίσης να αναιρεθεί, έτσι ώστε η συνολική απόκριση να είναι το φίλτρο raised cosine.

Μετά από το κυκλικό πρόθεμα το πακέτο είναι έτοιμο για αποστολή, και στέλνεται μέσα από το φίλτρο SRRC. Στην έξοδο του πομπού έχουμε

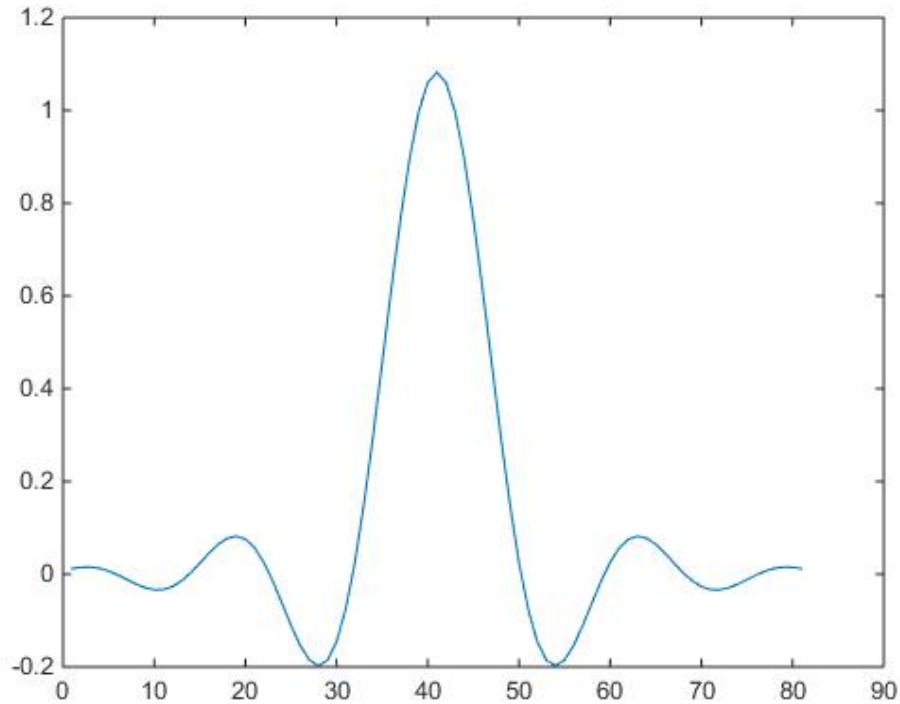
$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k g_T(t - kT), \quad (2.1)$$

όπου d_k είναι τα σύμβολα του πακέτου, g_T ο SRRC παλμός του πομπού, και N το μήκος του πακέτου.

2.3 Κανάλι

2.3.1 Είδος καναλιού

Το κανάλι είναι το μέσο στο οποίο μεταδίδεται το ηλεκτρομαγνητικό κύμα για να φτάσει από το πομπό στον δέκτη. Στις ασύρματες επικοινωνίες αυτό το μέσο συνήθως είναι ο αέρας. Όμως, όταν αναφερόμαστε στο κανάλι δεν εννοούμε μόνο το μέσο, εννοούμε και τη διαδρομή που ακολουθεί μέσα σε αυτό το ηλεκτρομαγνητικό κύμα, η οποία διαδρομή επηρεάζει το σήμα που θα φτάσει στο δέκτη. Στη γενική περίπτωση, το ηλεκτρομαγνητικό κύμα φτάνει στο δέκτη μέσω πολλών διαδρομών από



Σχήμα 2.4: SRRC παλμός.

τις ανακλάσεις που δημιουργούνται στο περιβάλλον. Συγκεκριμένα όμως υπάρχουν δυο περιπτώσεις διαδρομών οι οποίες επηρεάζουν διαφορετικά η κάθε μια το σήμα που φτάνει στο δέκτη ή αλλιώς διαφοροποιεί το κανάλι σε δυο κατηγορίες:

Στην πρώτη περίπτωση, ο πομπός και ο δέκτης έχουν οπτική επαφή μεταξύ τους (**line of sight**) με αποτέλεσμα το σήμα να φτάνει στο δέκτη με πολύ μεγαλύτερη ενέργεια από τις ανακλάσεις του ή οι ανακλάσεις του να φτάνουν με μικρή καθυστέρηση, μικρότερη από μια περίοδο συμβόλου ($T_m \ll T$), μετά από αυτό. Το κανάλι αυτό ονομάζεται κανάλι μικρής καθυστέρησης ή αλλιώς κανάλι μικρού **delay spread** και δεν εισάγει διασυμβολική παρεμβολή.

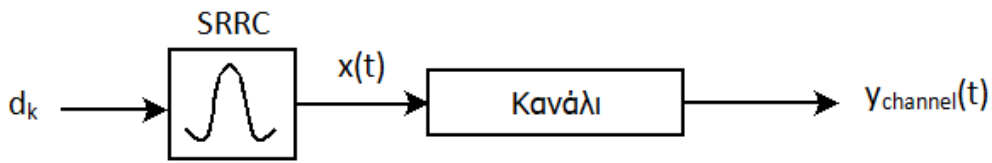
Στην δεύτερη περίπτωση, ο πομπός και ο δέκτης δεν έχουν οπτική επαφή μεταξύ τους και το σήμα φτάνει στον δέκτη μέσω των ανακλάσεων του από το περιβάλλον. Αν οι ανακλάσεις του φτάνουν με καθυστέρηση μεγαλύτερη από μια περίοδο συμβόλου ($T_m > T$), τότε το κανάλι ονομάζεται κανάλι μεγάλης καθυστέρησης ή αλλιώς κανάλι μεγάλου **delay spread**, εισάγοντας διασυμβολική παρεμβολή [8].

Υποθέτουμε ότι το κανάλι είναι μεγάλου **delay spread** ώστε να βρισκόμαστε πιο κόντα στην πραγματικότητα και να καλύψουμε περιπτώσεις όπου δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη, αλλά και περιπτώσεις όπου μεταδίδεται «πολύ» πληροφορία, έχουμε μεγάλο εύρος φάσματος

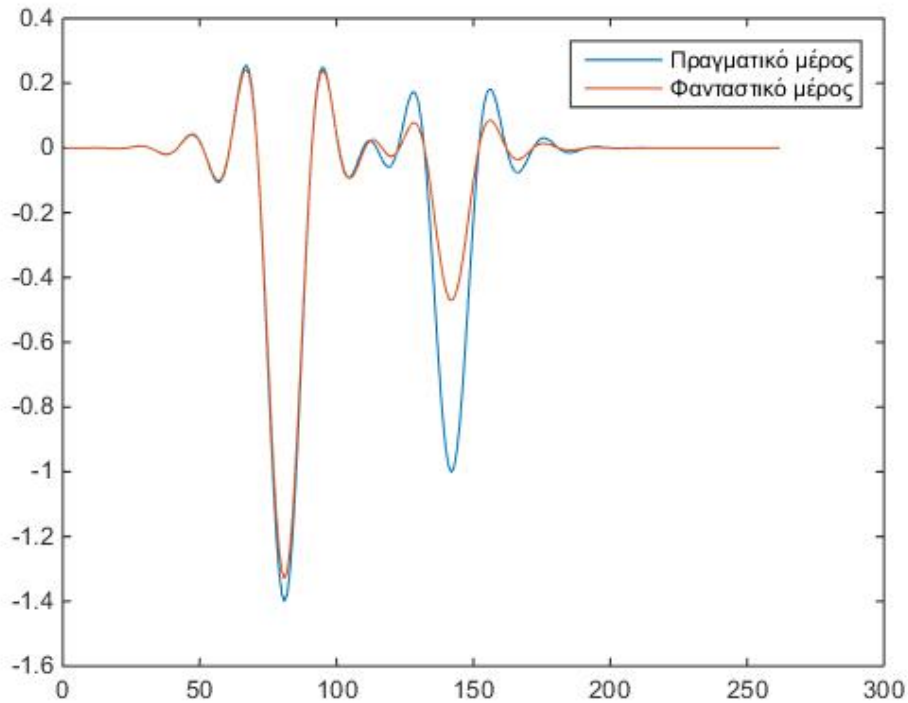
πληροφορίας και αρκετά μικρή περίοδο συμβόλου. Στην τελευταία περίπτωση το κανάλι ονομάζεται ευρείας ζώνης (wideband) και ταυτίζεται με τα κανάλια μεγάλου delay spread. Αργότερα, θα δούμε ότι η υλοποίηση του δέκτη καλύπτει και τα κανάλια μικρού delay spread. Οπότε, το σήμα στην έξοδο του πομπού συνελίσσεται με το κανάλι και έχουμε

$$y_{channel}(t) = c(t) * x(t) = \sum_{i=0}^I c_i x(t - t_i), \quad (2.2)$$

όπου $x(t)$ το σήμα στην έξοδο του πομπού και $c(t)$ το φυσικό κανάλι με $c(t) = \sum_i^I c_i \delta(t - t_i)$, με $t_i > 0$.



Σχήμα 2.5: Σήμα που περνά μέσα από κανάλι.



Σχήμα 2.6: Κανάλι μεγάλου delay spread $h(t) = g_T(t) * c(t) * g_R(t)$, με g_T, g_R το SRRC φίλτρο πομπού και δέκτη.

2.3.2 Θόρυβος

Ο θόρυβος που προστίθεται στο σήμα είναι λευκός Γκαουσιανός. Έχει σταθερή ισχύ ανεξάρτητα της χρονικής στιγμής δειγματοληψίας και είναι ανεξάρτητος από την είσοδο. Συνεπώς στην είσοδο του δέκτη έχουμε

$$y_{noise}(t) = \sum_{i=0}^I c_i x(t - t_i) + w(t), \quad (2.3)$$

όπου $w(t)$ λευκός Γκαουσιανός θόρυβος.

2.4 Δέκτης

Ο δέκτης είναι το σημαντικότερο μέρος σε ένα σύστημα SC-FDE. Εδώ γίνεται η επεξεργασία των κυματομορφών που φτάνουν από τον πομπό μέσω του καναλιού. Η επεξεργασία αυτή περιλαμβάνει την ανίχνευση του πακέτου, το φιλτράρισμα, το συγχρονισμό, την αφαίρεση του CFO, την εκτίμηση του καναλιού, την ισοστάθμιση, και την ανίχνευση των συμβόλων.

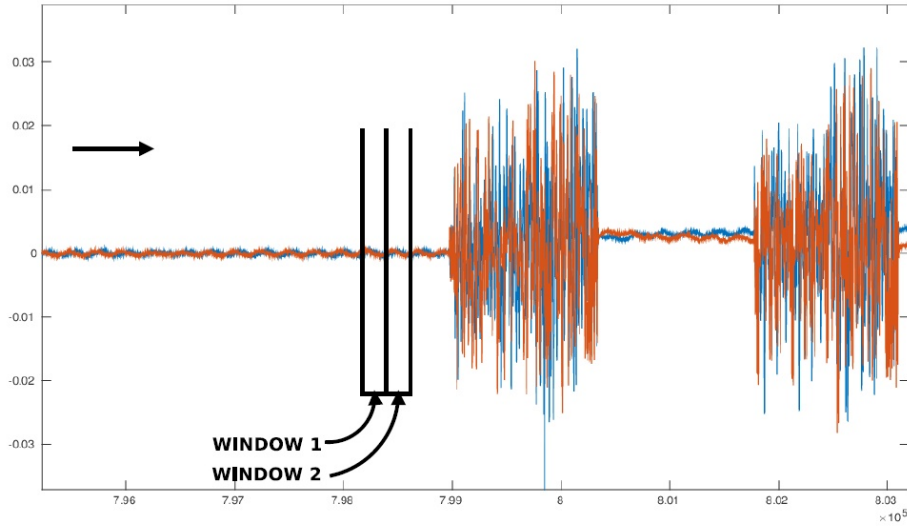
2.4.1 Ανίχνευση πακέτου

Η πρώτη δουλειά που πρέπει να κάνει ο δέκτης είναι να εντοπίζει πότε υπάρχει πακέτο στα δεδομένα που έρχονται από την κεραία. Αυτή η διαδικασία, γνωστή ως συγχρονισμός πακέτου, πρέπει να αγνοεί τον θορύβο και να υπολογίζει μια χονδρική εκτίμηση για την αρχή κάθε πακέτου. Για να πραγματοποιηθεί αυτό χρησιμοποιούμε δύο διαδοχικά συρόμενα παράθυρα για τον υπολογισμό του αθροίσματος των ενεργειών των δειγμάτων σε κάθε παράθυρο. Σε κάθε κίνηση του παραθύρου, ο λόγος αυτών των δύο αθροισμάτων (SNR_{est}) υπολογίζεται και αν υπερβαίνει ένα καθορισμένο όριο (SNR_{thresh}), ένας μετρητής αυξάνεται κατά ένα ($SNR_{alert}++$), αλλιώς ο μετρητής μηδενίζεται. Αν αυτός ο μετρητής φτάσει σε μια ειδική τιμή, τότε εκτιμούμε ότι βρήκαμε ένα πακέτο και αφού κάνουμε μια χονδρική εκτίμηση για το σημείο αρχής του, αρχίζει η επεξεργασία του.

$$signal_win(n) = \sum_{m=0}^{W_{len}-1} |y_{noise}(n + W_{len} + m)|^2, \quad (2.4)$$

$$noise_win(n) = \sum_{m=0}^{W_{len}-1} |y_{noise}(n + m)|^2, \quad (2.5)$$

$$SNR_{est} = \frac{signal_win(n)}{noise_win(n)}. \quad (2.6)$$



Σχήμα 2.7: Διπλό κινούμενο παράθυρο για ανίχνευση πακέτου.

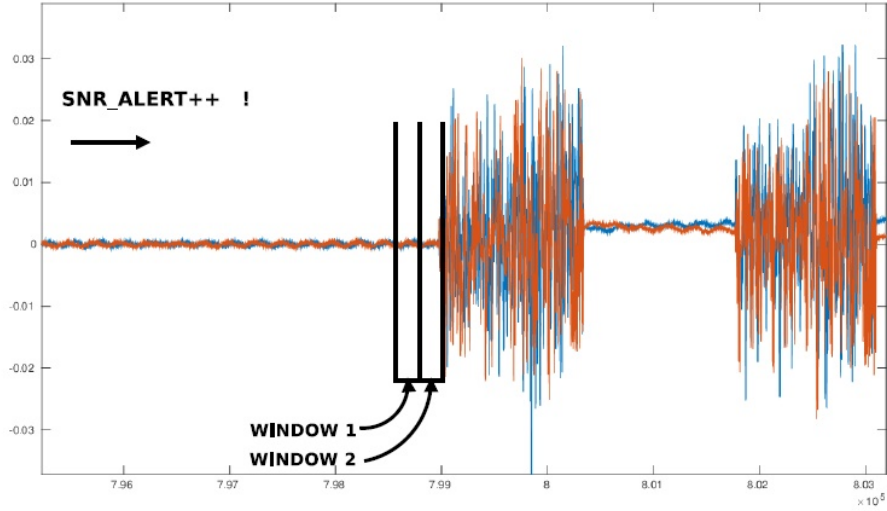
Ο λόγος (SNR_{est}) γίνεται μεγάλος όταν το ένα συρόμενο παράθυρο αρχίζει και γίνεται μέρος του πακέτου [6].

2.4.2 Φιλτράρισμα

Απομονώνουμε το υποτιθέμενο πακέτο και το συνελίσσουμε με τον SRRC παλμό ώστε να έχουμε φίλτρο RC και η εξίσωση του πακέτου γίνεται

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k h(t - kT) + w(t), \quad (2.7)$$

όπου d_k τα σύμβολα του πακέτου, h το σύνθετο κανάλι με χρονιστική απόκριση $h(t) = g_T(t) * c(t) * g_R(t)$, g_T, g_R ο SRRC παλμός πομπού και δέκτη και c το φυσικό κανάλι.

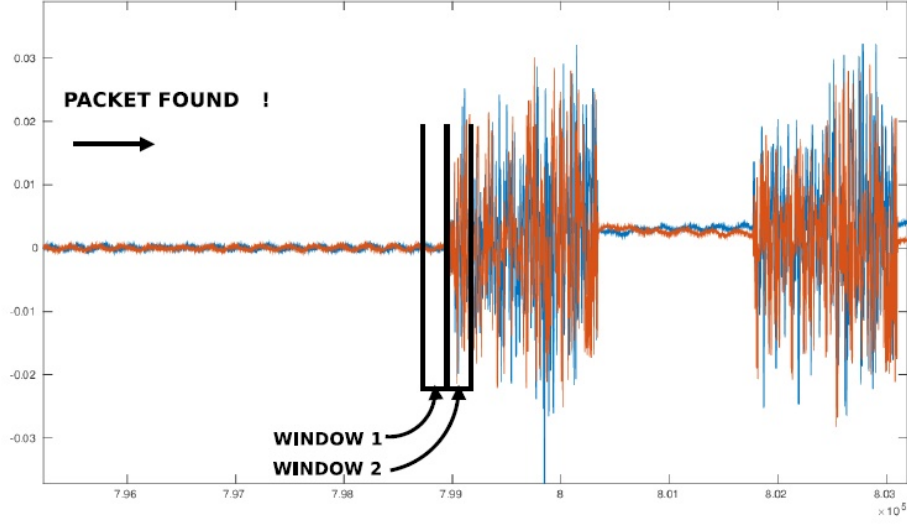


Σχήμα 2.8: Καθώς τα παράθυρα ολισθίνουν δεξιά, το ($SNR_alert++$) αυξάνεται.

Σε αυτό το σημείο, πρέπει να αναφέρουμε την ύπαρξη **CFO**. Η μετατόπιση συχνότητας φορέα συμβαίνει συχνά όταν το σήμα τοπικού ταλαντωτή στο δέκτη δεν συγχρονίζεται με το φορέα του σήματος που λαμβάνεται. Αυτό το φαινόμενο μπορεί να αποδοθεί σε δύο σημαντικούς παράγοντες: αναντιστοιχία συχνότητας στον πομπό και στους ταλαντωτές του δέκτη και στο φαινόμενο **Doppler** καθώς ο πομπός ή ο δέκτης κινείται. Αν η μετατόπιση συχνότητας είναι μεγάλη, τότε η διόρθωσή της πρέπει να γίνει πριν το φιλτράρισμα αλλιώς θα κοπεί μέρος του χρήσιμου σήματος. Αν είναι μικρή, τότε μπορεί να γίνει διόρθωση μετά το φιλτράρισμα και το συγχρονισμό. Άρα, με την ύπαρξη **CFO** το σήμα γίνεται

$$\begin{aligned}
 y(t) &= e^{j(2\pi\Delta Ft + \varphi)} \sum_{k=0}^{N-1} d_k h(t - kT) + w(t) \\
 &= e^{j(2\pi\Delta Ft + \varphi)} v(t) + w(t),
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

όπου ΔF η μετατόπιση συχνότητας φορέα και $v(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k h(t - kT)$.



Σχήμα 2.9: Καθώς τα παράθυρα ολισθαίνουν δεξιά, το $(SNR_alert++)$ φτάνει στο όριο. Το πακέτο βρέθηκε.

Επειδή ο δέκτης συλλέγει τα δεδομένα με περίοδο δειγματοληψίας T_s η εξίσωση γίνεται

$$\begin{aligned}
 y_l &= y(lT_s) = y(t)|_{t=lT_s} \\
 &= e^{j(2\pi(\Delta F T_s)l + \varphi)} \sum_{k=0}^{N-1} d_k h(lT_s - kT) + w(lT_s) \\
 &= e^{j(2\pi\Delta f_s l + \varphi)} v_l + w_l,
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

με $\Delta f_s = \Delta F T_s$, $v_l = \sum_{k=0}^{N-1} d_k h(lT_s - kT)$, για $l = 0 \dots M$, όπου M είναι το μήκος του σήματος y_l .

2.4.3 Συγχρονισμός

Για συγχρονισμό θα χρησιμοποιήσουμε την τεχνική του **cross correlation** ανάμεσα στα σύμβολα εκπαίδευσης και στο σήμα που παίρνουμε μετά από το φιλτράρισμα. Τα σύμβολα εκπαίδευσης A_k , $k = 0, \dots, N_{tr} - 1$, είναι γνωστά στον δέκτη, άρα το **cross correlation** είναι

$$corr(n) = 1/N_{tr} \sum_{k=0}^{N_{tr}-1} A_k^* y_{n+k \cdot over}, \tag{2.10}$$

με $over = \frac{T}{T_s}$ και $n = 0, \dots, n_{max}$.

Σε αυτό το σημείο, θα πρέπει να δούμε ότι, αν από την εξίσωση $y(t)$ παραλείψουμε το CFO και το θόρυβο, τότε η εξίσωση του **cross correlation** μπορεί να γραφεί ως

$$\begin{aligned}
 corr_n &:= corr(nT_s) = \sum_{k=0}^{N_{tr}-1} A_k^* v(nT_s + kT) \\
 &= \sum_{k=0}^{N_{tr}-1} A_k^* \sum_{l=0}^{N-1} A_l h(nT_s + kT - lT) \\
 &= \sum_{k=0}^{N_{tr}-1} A_k^* \sum_{l=0}^{N-1} A_l h(nT_s + (k-l)T), \\
 &= \sum_{k=0}^{N_{tr}-1} A_k^* \sum_{l=0}^{N-1} A_l h(nT_s + (k-l)T) \\
 &= \sum_{k=0}^{N_{tr}-1} \sum_{l=0}^{N-1} A_k^* A_l h_{k-l}^n
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

όπου ορίζουμε $h_k^n := h(nT_s + kT)$. Αν τα A_k είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους, με μέση τιμή μηδέν και διασπορά σ_A^2 , τότε

$$\begin{aligned}
 \mathcal{E}[corr_n] &= \mathcal{E} \left[\sum_{k=0}^{N_{tr}-1} \sum_{l=0}^{N-1} A_k^* A_l h_{k-l}^n \right] \\
 &= \sum_{k=0}^{N_{tr}-1} \sum_{l=0}^{N-1} \mathcal{E}[A_k^* A_l] h_{k-l}^n \\
 &= \sum_{k=0}^{N_{tr}-1} \sigma_A^2 h_0^n \\
 &= N_{tr} \sigma_A^2 h_0^n \\
 &= N_{tr} \sigma_A^2 h(nT_s).
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

Άρα, μια εκτίμηση για την δειγματοληπτημένη, με περίοδο δειγματοληψίας T_s , απόλυτη τιμή του καναλιού λαμβάνεται ως εξής

$$corr(nT_s) \approx N_{tr} \sigma_A^2 h(nT_s) \Rightarrow \hat{h}(nT_s) \approx \frac{corr(nT_s)}{N_{tr} \sigma_A^2}. \tag{2.13}$$

Αν δεν παραλείψουμε το CFO και αφαιρέσουμε μόνο το θόρυβο από το $y(t)$, τότε η εξίσωση του cross correlation γράφεται

$$\begin{aligned}
 corr_n := corr(nT_s) &= \sum_{k=0}^{N_{tr}-1} A_k^* y(nT_s + kT) \\
 &= \sum_{k=0}^{N_{tr}-1} A_k^* e^{j(2\pi\Delta F(nT_s+kT)+\phi)} \sum_{l=0}^{N-1} A_l h(nT_s + kT - lT) \\
 &= e^{j(2\pi\Delta F nT_s + \phi)} \sum_{k=0}^{N_{tr}-1} A_k^* e^{j2\pi\Delta F kT} \sum_{l=0}^{N-1} A_l h(nT_s + (k-l)T) \\
 &= e^{j(2\pi\Delta F nT_s + \phi)} \sum_{k=0}^{N_{tr}-1} e^{j2\pi\Delta F kT} \sum_{l=0}^{N-1} A_k^* A_l h_{k-l}^n,
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

και

$$\begin{aligned}
 \mathcal{E}[corr_d] &= e^{j(2\pi\Delta F nT_s + \phi)} \sum_{k=0}^{N_{tr}-1} e^{j2\pi\Delta F kT} \sum_{l=0}^{N-1} \mathcal{E}[A_k^* A_l] h_{k-l}^n \\
 &= e^{j(2\pi\Delta F nT_s + \phi)} \sum_{k=0}^{N_{tr}-1} e^{j2\pi\Delta F kT} \sigma_A^2 h_0^n \\
 &= c_1^n h_0^n = c_1 h(nT_s),
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

για

$$c_1^n := e^{j(2\pi\Delta F nT_s + \phi)} \sum_{k=0}^{N_{tr}-1} e^{j2\pi\Delta F kT} \sigma_A^2. \tag{2.16}$$

Άρα,

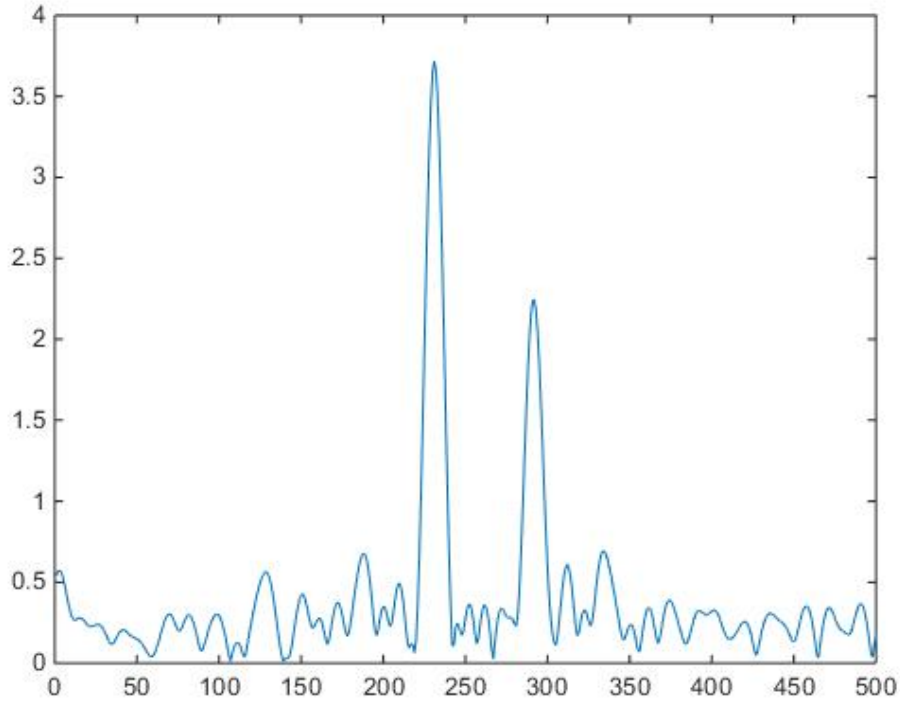
$$\hat{h}(nT_s) \approx \frac{corr(nT_s)}{c_1^n}, \tag{2.17}$$

και

$$|corr(nT_s)| \approx |c_1^n| \cdot |\hat{h}(nT_s)|. \tag{2.18}$$

Παρατηρούμε ότι $|c_1^n| = c_2$, με c_2 σταθερό αριθμό, ανεξάρτητα του n .

Στα Σχήματα 2.10 και 2.11 φαίνεται ότι η απόλυτη τιμή του cross correlation μοιάζει αρκετά και όντως αποτελεί μια καλή εκτίμηση της απόλυτης τιμής του σύνθετου καναλιού, όπως αποδείξαμε. Η τεχνική του cross correlation όμως δεν δίνει την εκτίμηση καναλιού που θα θέλαμε, έτσι ώστε να



Σχήμα 2.10: Απόλυτη τιμή *cross correlation* ανάμεσα στα σύμβολα εκπαίδευσης και στο σήμα.

είμαστε σε θέση να αφαιρέσουμε την επίδρασή του. Μας δίνει όμως τη δυνατότητα να βρούμε το σημείο συγχρονισμού του πακέτου μας. Για να γίνει αυτό, θα χρησιμοποιήσουμε L σημεία, τα οποία απέχουν μεταξύ τους κατά *over*, και θα εντοπίσουμε τη θέση στην οποία μεγιστοποιείται η ενέργεια τους

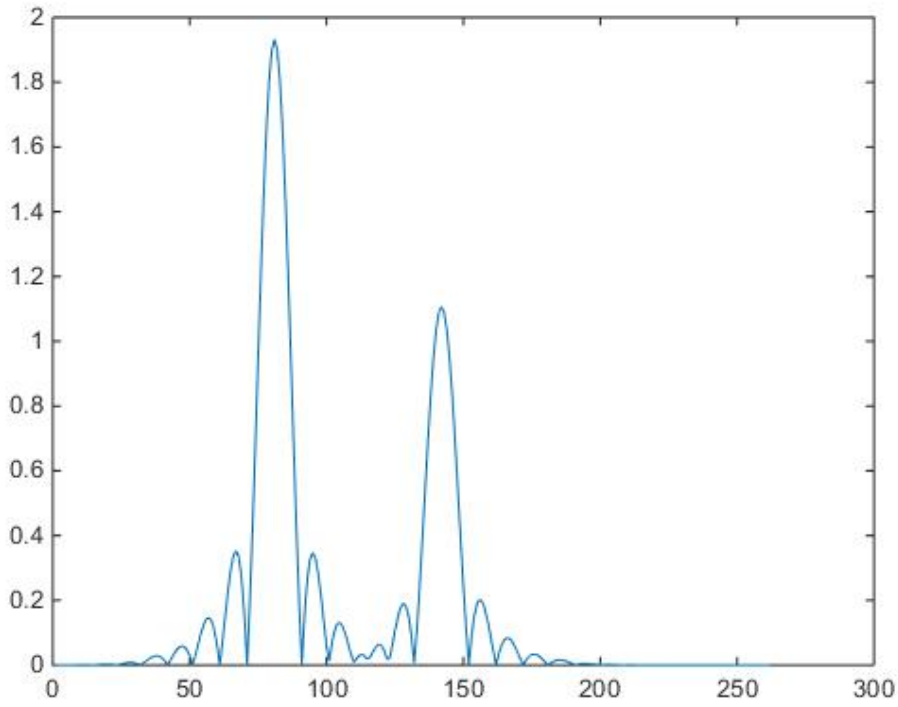
$$E(n) = \sum_{l=0}^{L-1} |corr(n + l \cdot over)|^2 \quad (2.19)$$

$$n^* = \underset{n}{\operatorname{argmax}} \{E(n)\}. \quad (2.20)$$

Η θέση αυτή n^* θα είναι και η εκτίμησή μας για την αρχή του πακέτου εξόδου, το οποίο είναι

$$(y_{n^*}, y_{n^*+over}, \dots, y_{n^*+(N_c-1)over}), \quad (2.21)$$

με $N_c = N - L$ επειδή στη θέση n^* έχουμε το πρώτο σύμβολο εκπαίδευσης [9]. Δηλαδή, το κυκλικό πρόθεμα των συμβόλων εκπαίδευσης έχει αφαιρεθεί. Μπορούμε να ορίσουμε την παραπάνω ακολουθία



Σχήμα 2.11: Απόλυτη τιμή σύνθετου καναλιού.

ως

$$y_k := y_{n^*+k \cdot \text{over}}, \quad k = 0, \dots, N_c - 1. \quad (2.22)$$

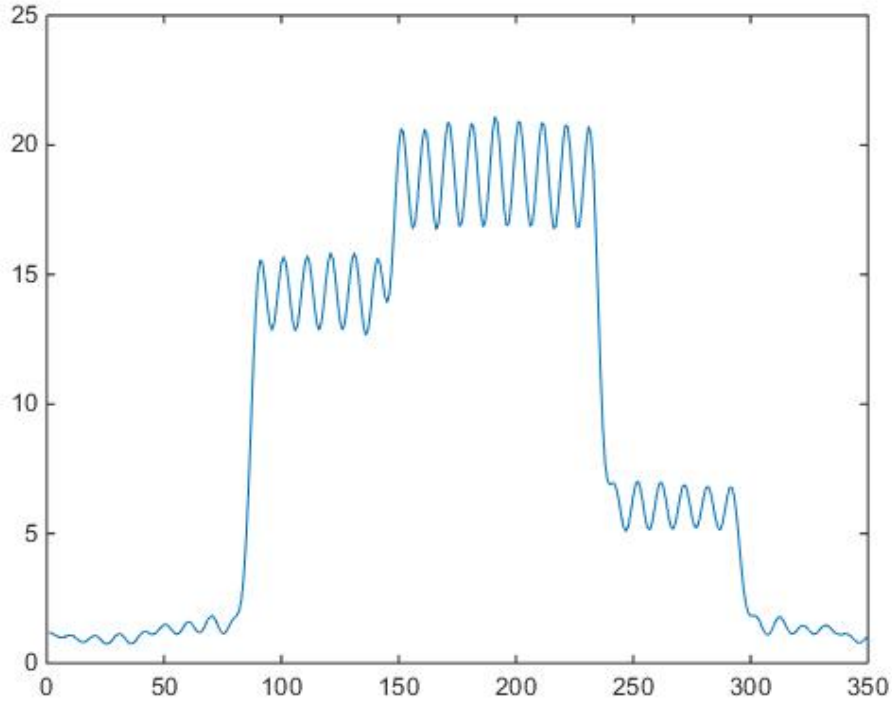
2.4.4 Διόρθωση **CFO**

Η εκτίμηση του πακέτου που έχουμε από το συγχρονισμό δεν περιέχει το κυκλικό πρόθεμα, επειδή αφαιρείται, αλλά περιέχει **CFO** και την επίδραση του καναλιού. Για να αφαιρέσουμε το **CFO**, θα βρούμε πρώτα την εκτίμηση του μέσω των συμβόλων εκπαίδευσης και μετά θα αντιστρέψουμε την επίδραση του. Όπως είδαμε στον πομπό, τα σύμβολα εκπαίδευσης χωρίζονται σε δυο ίσα και πανομοιότυπα μέρη. Το πρώτο μισό μέρος των συμβόλων εκπαίδευσης μετά τον συγχρονισμό είναι

$$y_k = e^{j2\pi\Delta f k} v_k + w_k, \quad k = 0, \dots, \frac{N_{tr}}{2} - 1, \quad (2.23)$$

και το δεύτερο:

$$y_{k+\frac{N_{tr}}{2}} = e^{j2\pi\Delta f(k+\frac{N_{tr}}{2})} v_{k+\frac{N_{tr}}{2}} + w_{k+\frac{N_{tr}}{2}}, \quad k = 0, \dots, \frac{N_{tr}}{2} - 1, \quad (2.24)$$



Σχήμα 2.12: Ενέργεια κινούμενου παραθύρου μήκους L .

όπου $\Delta f = \Delta f_s \cdot \text{over} = \Delta FT$.

Αν θεωρήσουμε ότι $n^* = 0$ και πολλαπλασιάσουμε το συζυγές πρώτο μισό με το δεύτερο μισό των συμβόλων εκπαίδευσης θα έχουμε

$$\begin{aligned}
 y_k^* y_{k+\frac{N_{tr}}{2}} &= (e^{j2\pi\Delta f k} v_k + w_k)^* (e^{j2\pi\Delta f(k+\frac{N_{tr}}{2})} v_{k+\frac{N_{tr}}{2}} + w_{k+\frac{N_{tr}}{2}}) \\
 &= (e^{-j2\pi\Delta f k} v_k^* + w_k^*) (e^{j2\pi\Delta f(k+\frac{N_{tr}}{2})} v_{k+\frac{N_{tr}}{2}} + w_{k+\frac{N_{tr}}{2}}) \\
 &= e^{-j2\pi\Delta f k} e^{j2\pi\Delta f k} v_k^* v_k + e^{-j2\pi\Delta f k} v_k^* w_{k+\frac{N_{tr}}{2}} + e^{j2\pi\Delta f(k+\frac{N_{tr}}{2})} v_k w_k^* + w_k^* w_{k+\frac{N_{tr}}{2}} \\
 &= e^{j2\pi\Delta f(k+\frac{N_{tr}}{2}-k)} |v_k|^2 + w_k' \\
 &= e^{j\pi\Delta f(N_{tr})} |v_k|^2 + w_k'
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

όπου

$$w_k' = e^{-j2\pi\Delta f k} v_k^* w_{k+\frac{N_{tr}}{2}} + e^{j2\pi\Delta f(k+\frac{N_{tr}}{2})} v_k w_k^* + w_k^* w_{k+\frac{N_{tr}}{2}}. \tag{2.26}$$

Αν αγνοήσουμε τον θόρυβο και πάρουμε το $y_k^* y_{k+\frac{N_{tr}}{2}}$, τότε η εκτίμηση για το CFO θα είναι

$$\Delta f = \frac{1}{\pi N_{tr}} \arg \left(\sum_{k=0}^{\frac{N_{tr}}{2}-1} y_k^* y_{k+\frac{N_{tr}}{2}} \right), \quad (2.27)$$

επειδή

$$\arg \left(\sum_{k=0}^{\frac{N_{tr}}{2}-1} y_k^* y_{k+\frac{N_{tr}}{2}} \right) = \arg \left(e^{j\pi\Delta f N_{tr}} \sum_{k=0}^{\frac{N_{tr}}{2}-1} |v_k|^2 \right) = \pi\Delta f N_{tr}. \quad (2.28)$$

Αφού υπολογίσουμε το Δf , αφαιρούμε την επίδραση του CFO από τα σύμβολα που έχουμε με τον ακόλουθο τρόπο

$$z_k = e^{-j2\pi\Delta f k} y_k, \quad k = 0, \dots, N_c - 1. \quad (2.29)$$

Οπότε η ακολουθία z_k είναι η σωστή ακολουθία συμβόλων του πακέτου, η οποία όμως εξακολουθεί να έχει την επίδραση του καναλιού [6].

2.4.5 Εκτίμηση καναλιού

Για την εκτίμηση καναλιού θα χρησιμοποιήσουμε τη μέθοδο των ελαχίστων τετραγώνων. Μετά τον συγχρονισμό και τη διόρθωση του CFO τα σύμβολα εκπαίδευσης που έχουν ληφθεί μπορούν να γραφούν

$$z_k = \sum_{l=0}^{L-1} h_l A_{k-l} + w_k, \quad k = L-1, \dots, N_{tr} \quad (2.30)$$

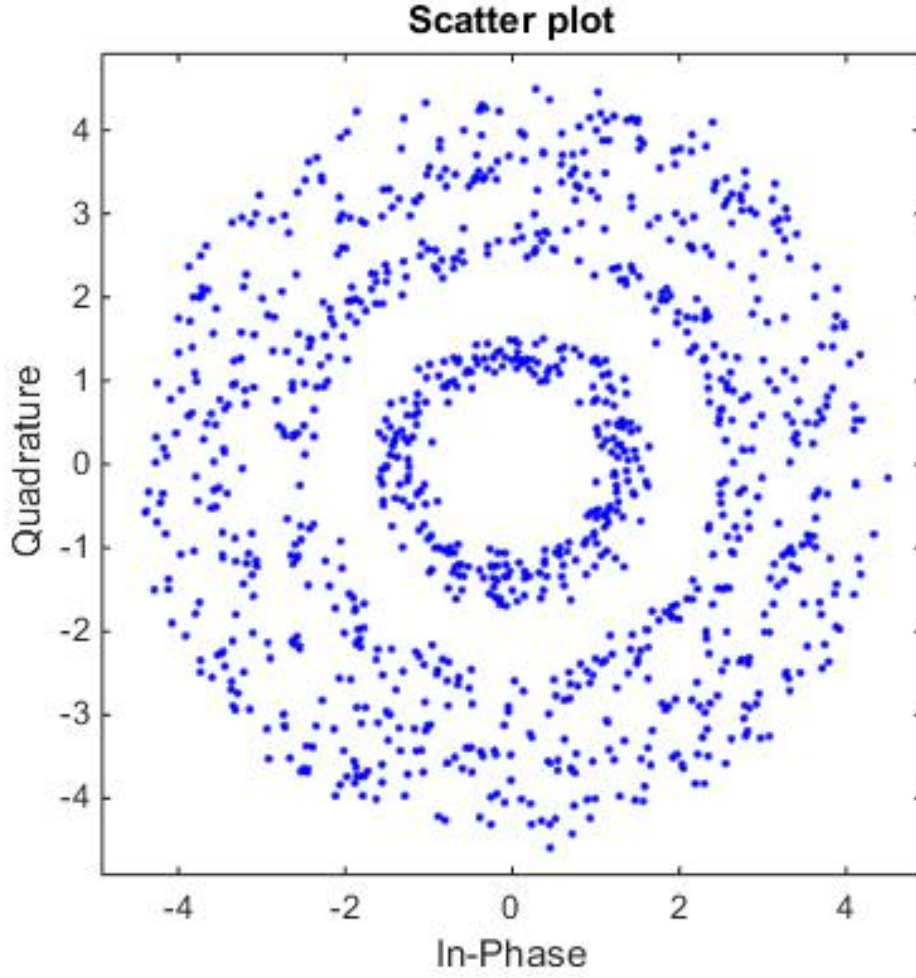
ή σε μορφή πινάκων και διανύσματος

$$\begin{bmatrix} z_{L-1} \\ \vdots \\ z_{N_{tr}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{L-1} & A_{L-2} & \cdots & A_0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{N_{tr}} & A_{N_{tr}-1} & \cdots & A_{N_{tr}-(L-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ \vdots \\ h_{L-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{L-1} \\ \vdots \\ w_{N_{tr}} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

με $N_{tr} > L$,

$$z = Ah + w, \quad (2.32)$$

όπου z αντιστοιχούν στα σύμβολα εκπαίδευσης, A είναι τα αρχικά σύμβολα εκπαίδευσης, τα οποία είναι γνωστά και h, w είναι το κανάλι και ο θόρυβος, τα οποία είναι άγνωστα.



Σχήμα 2.13: Σύμβολα με CFO.

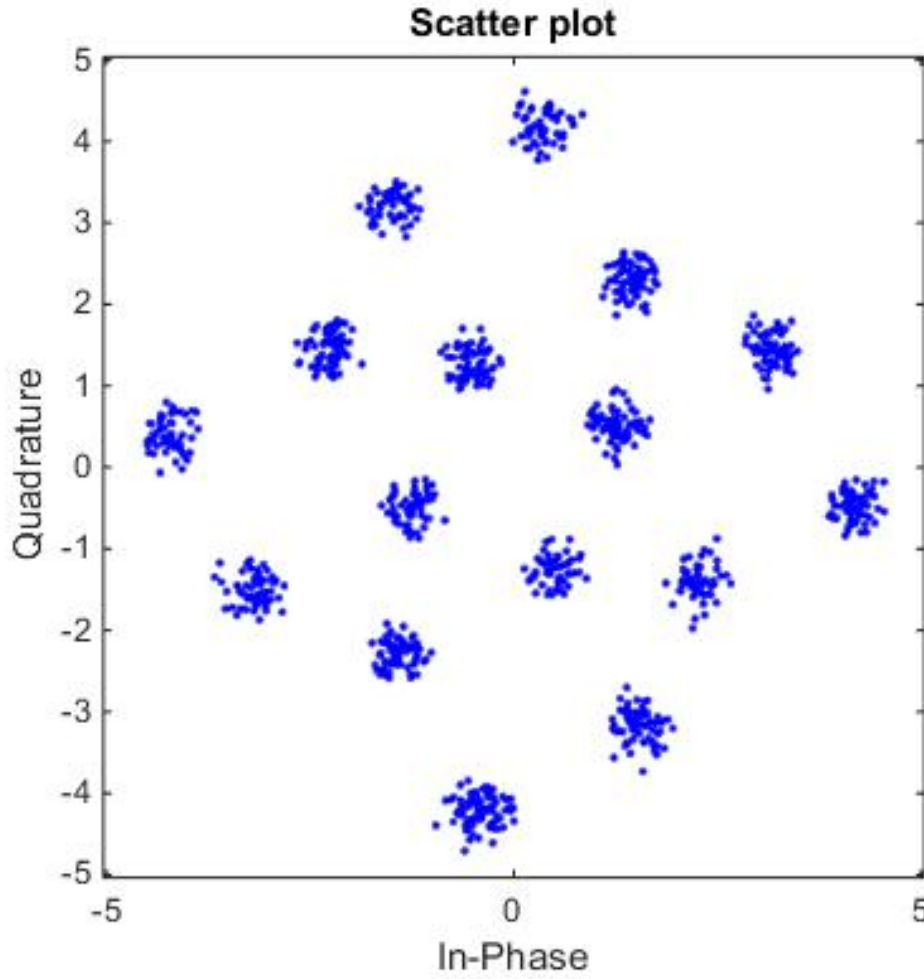
Η εκτίμηση ελαχίστων τετραγώνων του καναλιού δίνεται από την εξίσωση

$$h_{LS} = (A^H A)^{-1} A^H z \quad (2.33)$$

όπου H ο Hermitian πίνακας [7]. Ακόμα κι αν το κανάλι είναι μικρού **delay spread** η μέθοδος δουλεύει εξαιρετικά με τα στοιχεία της εκτίμησης να είναι όλα κόντα στο μηδέν εκτός από ένα.

2.4.6 Ισοστάθμιση και ανίχνευση συμβόλων

Αφού έχουμε εκτιμήσει το κανάλι, μπορούμε να αναιρέσουμε την επίδρασή του και να ανακτήσουμε τα δεδομένα, τα οποία βρίσκονται στην ακολουθία N_c συμβόλων που έχουμε πάρει από το συγχρονισμό και τους έχουμε αφαιρέσει το CFO. Αφού αφαιρέσουμε τα σύμβολα εκπαίδευσης και το κυκλικό πρόθεμα



Σχήμα 2.14: Σύμβολα με διορθωμένο CFO.

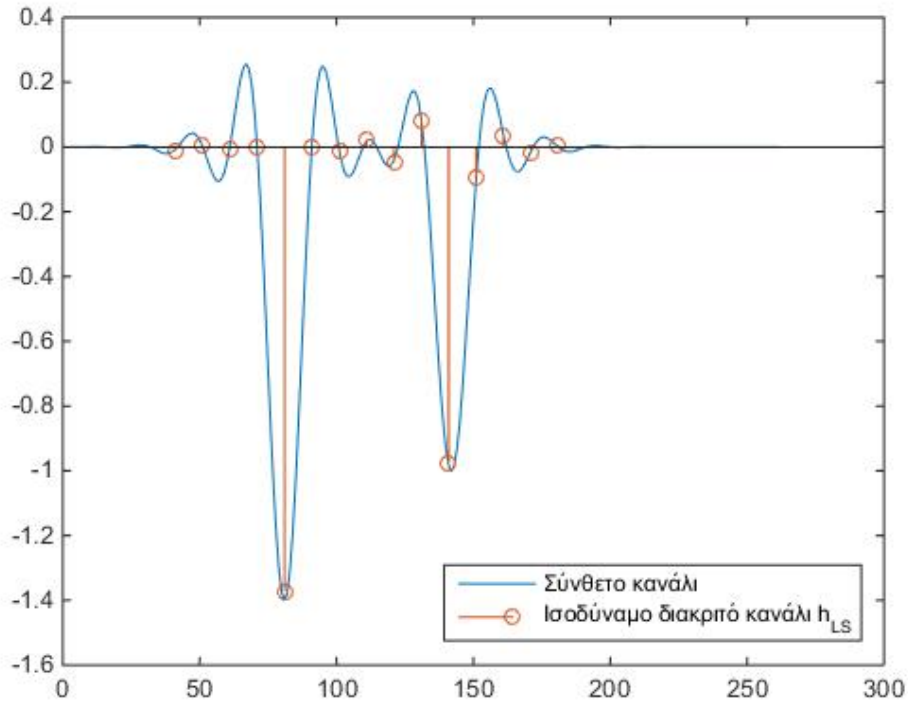
των δεδομένων από την παραπάνω ακολουθία, εκτελούμε το μετασχηματισμό Fourier σε αυτήν, όπου βρίσκονται μόνο τα δεδομένα πλέον, αλλά και στην εκτίμηση καναλιού που έχουμε. Δηλαδή

$$\begin{aligned} Z &= \text{fft}(z, S), \\ H_{LS} &= \text{fft}(h_{LS}, S), \end{aligned} \tag{2.34}$$

με S να είναι το μήκος της ακολουθίας των δεδομένων. Τώρα μπορούμε εύκολα να διορθώσουμε την επίδραση του καναλιού κάνοντας

$$RX_symbols = \frac{H_{LS}^* \cdot Z}{|H_{LS}|.^2} \tag{2.35}$$

όπου όλες οι πράξεις $((\cdot), (\cdot.^2), (\cdot \div))$ είναι σύμβολο προς σύμβολο [6]. Αμέσως μετά επαναφέρουμε τα



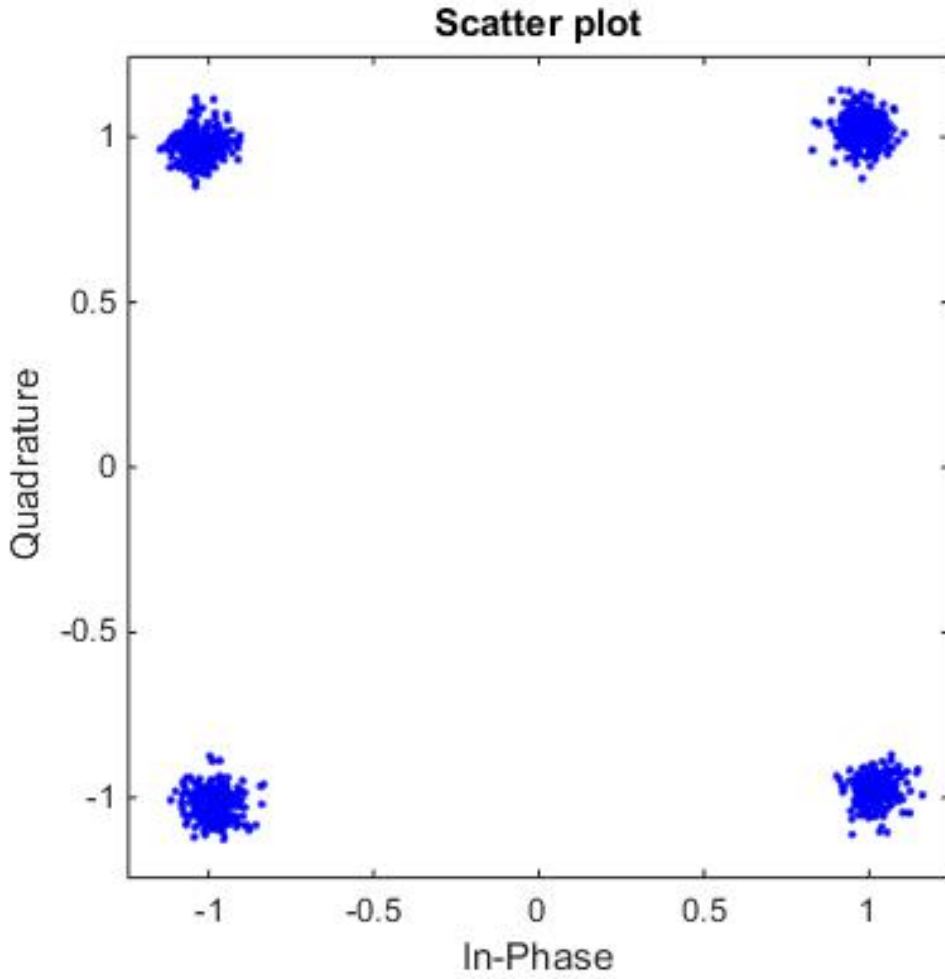
Σχήμα 2.15: Εκτίμηση καναλιού.

διορθωμένα σύμβολα στο πεδίο του χρόνου κάνοντας αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier και έχουμε

$$rx_symbols = ifft(RX_symbols). \quad (2.36)$$

Το τελευταίο βήμα είναι η απόφαση που θα πάρουμε για κάθε ένα από τα σύμβολα της ακολουθίας $rx_symbols$. Ο κανόνας απόφασης για τον 4-QAM αστερισμό που χρησιμοποιήσαμε είναι ο παρακάτω

- Αν $real(rx_symbols[i]) > 0$, $imag(rx_symbols[i]) > 0$ τότε $est_symbol(i) = 1 + j$
- Αν $real(rx_symbols[i]) > 0$, $imag(rx_symbols[i]) < 0$ τότε $est_symbol(i) = 1 - j$
- Αν $real(rx_symbols[i]) < 0$, $imag(rx_symbols[i]) > 0$ τότε $est_symbol(i) = -1 + j$
- Αν $real(rx_symbols[i]) < 0$, $imag(rx_symbols[i]) < 0$ τότε $est_symbol(i) = -1 - j$.



Σχήμα 2.16: Scatterplot συμβόλων με αστερισμό 4-QAM.

2.5 Λεπτομέρειες υλοποίησης

2.5.1 Προδιαγραφές

Για την υλοποίηση του SC-FDE συστήματος, χρησιμοποιήσαμε διαμόρφωση 4-QAM και πακέτα των 1024 συμβόλων, όπου μαζί με το κυκλικό πρόθεμα 15 συμβόλων ($L = 15$) έφταναν στον αριθμό των 1054 συμβόλων ($N = 1054$). Από αυτά τα 1024 σύμβολα, τα 768 ήταν τυχαία και αποτελούσαν τα δεδομένα ($S = 768$), ενώ τα 256 αποτελούσαν τα σύμβολα εκπαίδευσης ($N_{tr} = 256$). Τα πρώτα 128 σύμβολα εκπαίδευσης ήταν τυχαία, ενώ τα υπόλοιπα 128 ήταν πανομοιότυπα με τα πρώτα, όπως αναφέραμε στην υποπαράγραφο 2.2.1.

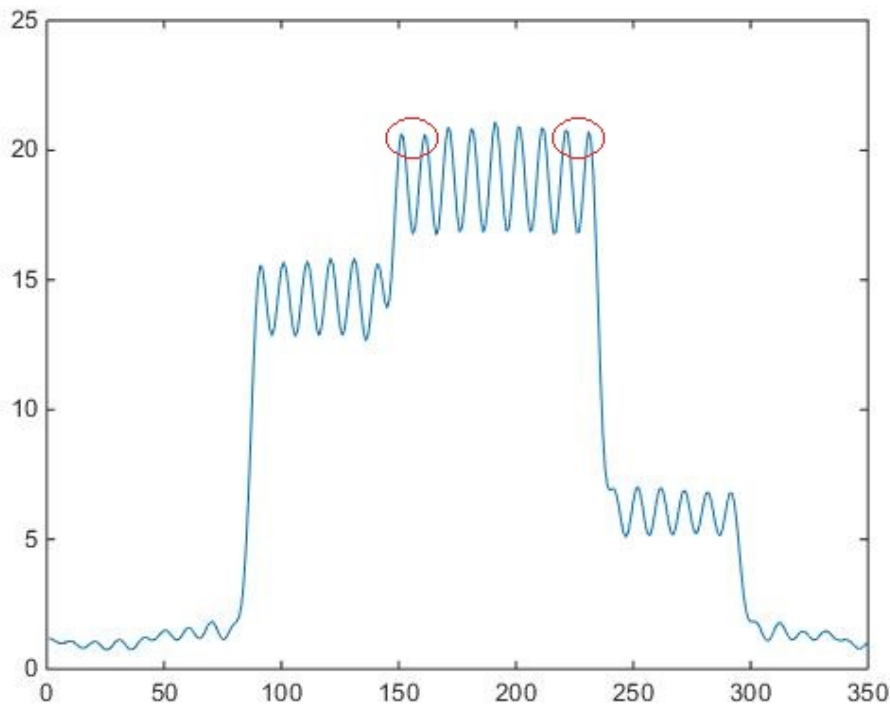
Κάθε πακέτο υπερδειγματοληπτείται (upsampled) με συντελεστή 10 ($over = 10$) και διαμορφώνεται με τον SRRC παλμό. Για τον παλμό, το roll-off factor είναι 0.3, οι ημιπερίοδοι είναι 4 ($A_{rc} = 4$)

και η περίοδος δειγματοληψίας είναι $T_s = \frac{T}{\text{over}}$, με T η περίοδος συμβόλου.

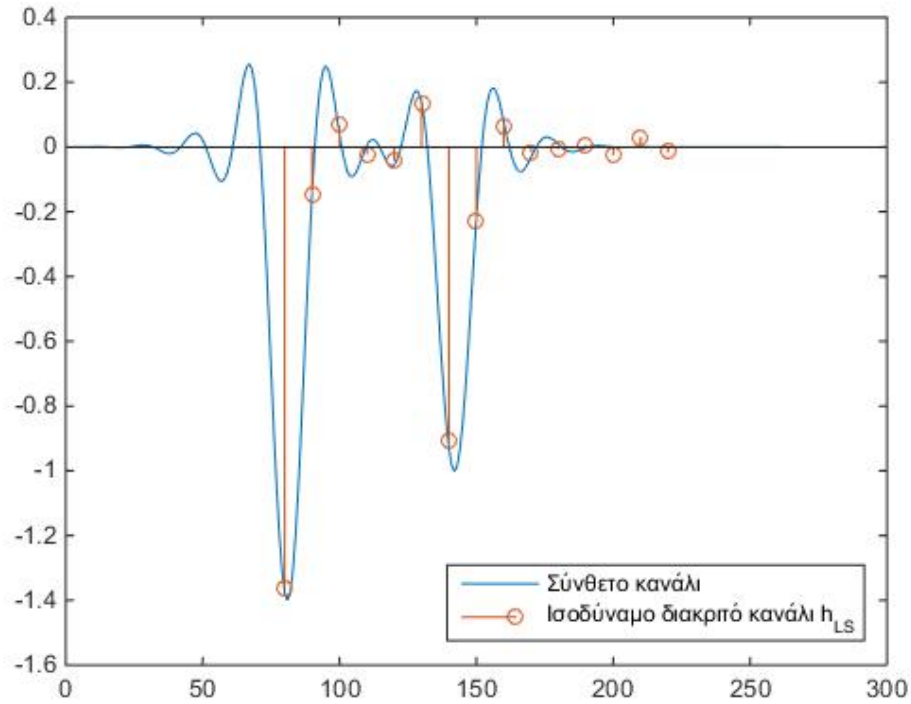
Στον δέκτη, το μήκος καθενός από τα παράθυρα για την ανίχνευση πακέτου είναι ίσο με $2 \cdot \text{over} \cdot A_rc$, το SNR_thresh είναι ίσο με 8 και το όριο του SNR_alert είναι ίσο με το μήκος ενός παραθύρου.

2.5.2 Συγχρονισμός

Στον συγχρονισμό, στο σχήμα της ενέργειας του κινούμενου παραθύρου (Σχήμα 2.16) παρατηρούμε ότι η θέση με τη μεγαλύτερη ενέργεια βρίσκεται ανάμεσα σε θέσεις με ελάχιστα μικρότερες ενέργειες (διπλανές κορυφές). Παρατηρήσαμε εμπειρικά ότι, αν η θέση με την μεγαλύτερη ενέργεια βρίσκεται στις δυο πρώτες θέσεις από αριστερά ή στις δυο πρώτες θέσεις από δεξιά (Σχήμα 2.21), τότε, στις θέσεις αυτές η εκτίμηση καναλιού που παίρνουμε ξεκινάει ή τελειώνει ακριβώς σε σημείο που βρίσκεται το μέγιστο ενός λοβού, με αποτέλεσμα να μην περιέχεται στην εκτίμηση σημαντικό μέρος από το κανάλι. Για να λύσουμε το πρόβλημα αυτό, παίρνουμε σαν d^* την τρίτη θέση από αριστερά, αν βρισκόμαστε στις δυο πρώτες θέσεις αριστερά, ή την τρίτη θέση από δεξιά, αν βρισκόμαστε στις δυο πρώτες θέσεις δεξιά. Έτσι, η εκτίμηση καναλιού που παίρνουμε δεν είναι ελλιπής. Προφανώς, οι θέσεις (κορυφές) πρέπει να είναι περισσότερες από τέσσερις, ώστε να συμβεί η παραπάνω διόρθωση.



Σχήμα 2.17: Θέσεις συγχρονισμού όπου στην εκτίμηση καναλιού αφήνεται εκτός σημαντικό μέρος καναλιού.



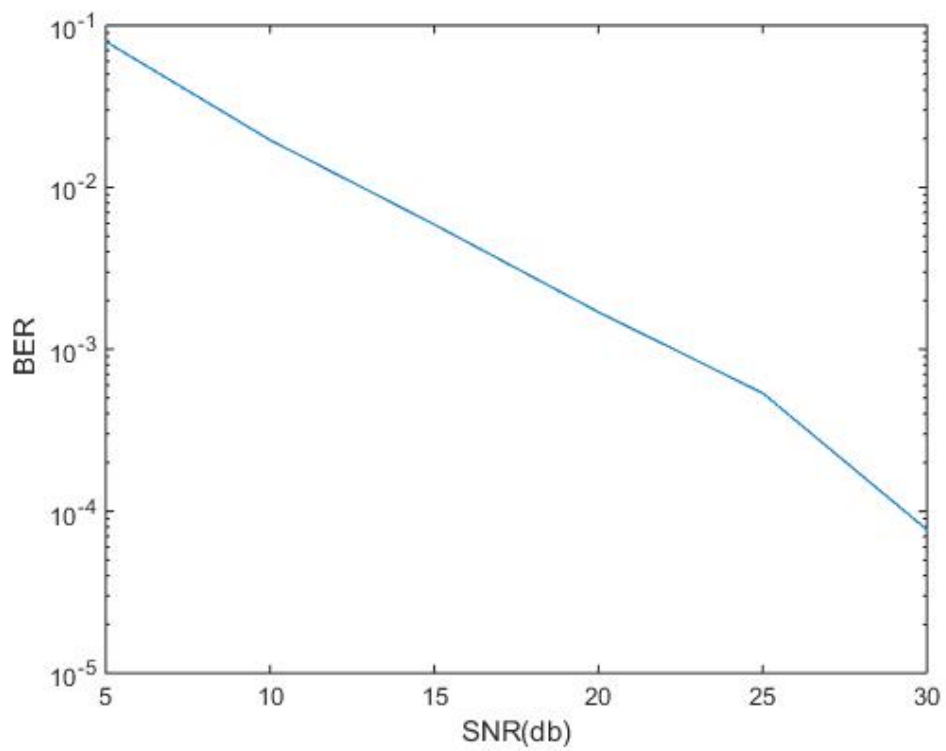
Σχήμα 2.18: Εκτίμηση όπου αφήνεται εκτός σημαντικό μέρος καναλιού.

2.5.3 Εκτίμηση σφάλματος **bit**

Η εκτίμηση σφάλματος **bit** (Bit Error Rate - BER) του συστήματος SC-FDE που υλοποιήσαμε φαίνεται στο σχήμα 2.23. Για την συγκεκριμένη εκτίμηση το κανάλι άλλαζε τυχαία μετά από κάθε πακέτο, όπως και το CFO το οποίο είναι της τάξης του 10^{-4} . Για τον θόρυβο δημιουργείται τυχαία για κάθε πακέτο ένα σήμα θορύβου με ενέργεια ίση περίπου με $\frac{E_x}{SNR}$, όπου E_x η ενέργεια του πακέτου μετά από το φιλτράρισμα στον δέκτη. Για τη δημιουργία του σήματος θορύβου με συγκεκριμένη κάθε φορά ενέργεια, χρειάζεται να γνωρίζουμε το σ_N^2 , το οποίο βρίσκουμε από την εξίσωση:

$$\begin{aligned}
 10^{\frac{SNR}{10}} &= \frac{E_x}{E_n} \\
 10^{\frac{SNR}{10}} &= \frac{E_x}{l\sigma_N^2 T_s} \\
 \sigma_N^2 &= \frac{E_x}{l10^{\frac{SNR}{10}} T_s},
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

με E_n ενέργεια του θορύβου, l το μήκος του πακέτου και το SNR σε κλίμακα db . Στη συνέχεια προσθέτουμε το σήμα θορύβου με το σήμα του πακέτου πριν το φιλτράρισμα.



Σχήμα 2.19: Εκτίμηση σφάλματος bit για το σύστημα SC-FDE.

Κεφάλαιο 3

Επίλογος

3.1 Συμπεράσματα

Στα προηγούμενα κεφάλαια παρουσιάσαμε τους λόγους για τους οποίους το σύστημα SC-FDE άρχισε να αποκτά δημοτικότητα και προτάθηκε ως αντικαταστάτης του συστήματος OFDM, και προχωρήσαμε στην υλοποίησή του με ένα συγκεκριμένο τρόπο. Μετά από εντατικές και προσεκτικές δοκιμές, επιλέξαμε μια σειρά από αλγόριθμους για συγχρονισμό, εκτίμηση και διόρθωση CFO και καναλιού, και για επιλεκτική ανάκτηση των συμβόλων, για χρήση στην υλοποίηση του SC-FDE συστήματός μας. Η υλοποίηση του συστήματος έδειξε την αποδοτικότητα και την ακρίβεια των αλγορίθμων, απέναντι σε κανάλια μικρού και μεγάλου **delay spread**, και σε μεταδόσεις ευρείας ζώνης (**wideband transmissions**), παρέχοντας σωστά τα μεταδιδόμενα σύμβολα από τον πομπό στον δέκτη.

3.2 Μελλοντικές επεκτάσεις

Η επέκταση αυτής της εργασίας θα μπορούσε να αποτελείται από αρκετές βελτιώσεις και περαιτέρω εξέλιξη. Για παράδειγμα, θα μπορούσαμε να υλοποιήσουμε και να αναλύσουμε την απόδοση ενός συστήματος SC-FDE πολλών κεραίων, υπό σηματοδότηση Alamouti και κυκλική καθυστέρηση ποικιλομορφίας (**cyclic delay diversity - CDD**). Ακόμα θα μπορούσαμε να προσθέσουμε στον σχεδιασμό έναν έλεγχο κυκλικού πλεονασμού (**cyclic redundancy check**), ο οποίος είναι ένας κώδικας ανίχνευσης σφαλμάτων, προκειμένου να εντοπιστούν σφάλματα μετάδοσης και να διορθωθούν. Με αυτόν τον τρόπο, θα ελέγχεται κάθε πακέτο και θα βελτιώνεται η αξιοπιστία του συνδέσμου. Έτσι, ίσως μπορέσει να υλοποιηθεί ένα σύστημα με καλύτερο ρυθμό μετάδοσης, να ανταποκρίνεται σε πιο πολύπλοκα περιβάλλοντα και να πετυχαίνει χαμηλότερη εκτίμηση σφάλματος **bit**.

Βιβλιογραφία

- [1] Balint Seeber. *GNU Radio Tutorials Ettus Research*. Ettus Research. 2014.
- [2] Emad S. Hassan. *Multi-Carrier Communication Systems with Examples in MATLAB A New Perspective*. 2016.
- [3] Ettus Research. *USRP Hardware Driver and USRP Manual*. 2017.
- [4] Fabrizio Pancaldi and Giorgio M. Vitetta, Reza Kalbasi and Naofal Al-Dhahir, Murat Uysal and Hakam Mheidat. *Single-Carrier Frequency Domain Equalization*. 2008.
- [5] Yahong Rosa Zheng, Chengshan Xiao. *Channel Estimation for Frequency-Domain Equalization of Single Carrier Broadband Wireless Communications*. 2009.
- [6] Αθανάσιος Γκιόλιας. *Implementation of Smart Radios with OFDM in SDR platform USRP N200 & Application in a Cognitive Radio Protocol*. Πολυτεχνείο Κρήτης. σσ. 20-21, 26-28. 2015.
- [7] Αθανάσιος Π. Λιάβας. Εκτίμηση και ισοστάθμιση τηλεπικοινωνιακών καναλιών. Διαλέξεις Ασύρματων Τηλεπικοινωνιών. Πολυτεχνείο Κρήτης. 2013.
- [8] Αθανάσιος Π. Λιάβας. Κεφάλαιο 1 Ασύρματα Κανάλια. Διαλέξεις Ασύρματων Τηλεπικοινωνιών. Πολυτεχνείο Κρήτης. 2013.
- [9] Αθανάσιος Π. Λιάβας. Συγχρονισμός - Ισοδύναμο διακριτό κανάλι. Διαλέξεις Ασύρματων Τηλεπικοινωνιών. Πολυτεχνείο Κρήτης. 2013.