



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

**Σχεδίαση Βέλτιστων Σημάτων για την Μετάδοση
Ευρυζωνικών Πληροφοριών διαμέσου του Δικτύου
Ηλεκτρικής Ενέργειας**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Σταύρος Ι. Τσακίρης

Αθήνα, Ιούνιος 2009



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Σχεδίαση Βέλτιστων Σημάτων για την Μετάδοση Ευρυζωνικών Πληροφοριών διαμέσου του Δικτύου Ηλεκτρικής Ενέργειας

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Σταύρος Ι. Τσακίρης

Συμβουλευτική Επιτροπή : Νικόλαος Κ. Ουζούνογλου
Δήμητρα-Θεοδώρα Ι. Κακλαμάνη
Χρήστος Ν. Καψάλης

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 19^η Ιουνίου 2009.

.....
Ν. Ουζούνογλου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Δ.-Θ. Κακλαμάνη
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

.....
Χ. Καψάλης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ι. Βενιέρης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Π. Κωττής
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Κ. Πεκμεστζή
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Φ.-Ν. Παυλίδου
Καθηγήτρια Α.Π.Θ.

Αθήνα, Ιούνιος 2009

.....
Σταύρος Ι. Τσακίρης

Διδάκτωρ Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Σταύρος Ι. Τσακίρης, 2009.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Τα τελευταία χρόνια η χρήση των εσωτερικών ηλεκτρικών εγκαταστάσεων κτηρίων για τη μετάδοση δεδομένων και φωνής παρουσιάζει υψηλό ενδιαφέρον. Το κύριο πλεονέκτημα των τηλεπικοινωνιών μέσω των γραμμών τάσης είναι ότι εκμεταλλεύονται την υφιστάμενη καλωδίωση των κτηρίων, παρέχοντας έτσι μια ενσύρματη τηλεπικοινωνιακή λύση εναλλακτική του συνδρομητικού βρόχου. Από την άλλη, η χρήση των γραμμών ηλεκτροδότησης ως τηλεπικοινωνιακού μέσου αποτελεί πρόκληση εξαιτίας των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών του θορύβου, της εξασθένησης και της διάδοσης πολλαπλών διαδρομών. Συνυπολογίζοντας το θόρυβο και την εξασθένηση των γραμμών τάσης, η ζώνη 1 – 30MHz θεωρείται ιδανική για τη λειτουργία τηλεπικοινωνιακών συστημάτων μέσω του ηλεκτρικού δικτύου. Εντούτοις η συχνοτική αυτή περιοχή χρησιμοποιείται από ραδιοερασιτέχνες, διεθνείς ραδιοφωνικές εκπομπές, και από πλήθος επικοινωνιακών δικτύων (στρατιωτικά, αεροναυτικά, κλπ.), οπότε ελλοχεύει ο κίνδυνος παρεμβολής με άλλους χρήστες. Έτσι η ισχύς των υψίσυχνων σημάτων που εγχέονται στο ηλεκτρικό δίκτυο δεν θα πρέπει να υπερβαίνει συγκεκριμένα όρια που συμβιβάζουν την απαίτηση για χαμηλή παρενόχληση και αξιόπιστες επικοινωνίες μέσω των γραμμών τάσης.

Στην παρούσα διατριβή προτείνεται ένα αμιγώς ψηφιακό σύστημα για εκπομπή- λήψη δεδομένων (πομπός- δέκτης) πάνω από ένα οικιακό ηλεκτρικό δίκτυο. Το σύστημα υιοθετεί ορθογωνική διαμόρφωση διαίρεσης συχνότητας (OFDM) για την καλύτερη αντιμετώπιση της επιλεκτικής ως προς τη συχνότητα εξασθένησης του διαύλου και του φαινομένου των πολλαπλών διαδρομών. Η σχεδίαση πομπού και δέκτη βασίζεται στην τεχνολογία Software Defined Radio- SDR και χρησιμοποιούνται ολοκληρωμένα chip FPGA (Field Programmable Gate Arrays). Έπειτα από μια σύντομη παρουσίαση της τεχνολογίας SDR, αναλύεται η λειτουργία του συστήματος. Παρέχονται προσομοιώσεις της λειτουργίας του συστήματος σε περιβάλλον Matlab ενώ παρουσιάζονται και οι πρώτες πειραματικές δοκιμές σε πραγματικό περιβάλλον. Ως κανάλι χρησιμοποιούμε για αρχή ένα απλό ομοαξονικό καλώδιο. Στο σημείο αυτό δίνεται ιδιαίτερη προσοχή στο θέμα του συγχρονισμού πλαισίων μεταξύ πομπού και δέκτη, στο ζήτημα δηλαδή της ακριβούς ανάκτησης των εκπεμπόμενων πλαισίων του πομπού από το δέκτη. Στη συνέχεια εξετάζουμε κατάλληλες διατάξεις προσαρμογής του συστήματος στο κανάλι των γραμμών ηλεκτροδότησης, την επίδρασή τους στην επίδοση του συστήματος και προτείνονται βελτιώσεις. Έπειτα παρουσιάζεται η λειτουργία του συστήματος σε ένα πραγματικό δίκτυο γραμμών τάσης. Προτείνονται διάφορες παραλλαγές του αρχικού συστήματος, οι οποίες δοκιμάζονται σε διαφορετικούς διαύλους, και αξιολογούνται από δείκτες επίδοσης όπως ο ρυθμός μετάδοσης και ο ρυθμός λαθών. Οι επιδόσεις των διαφόρων παραλλαγών του τηλεπικοινωνιακού συστήματος παρουσιάζονται συγκριτικά και παρέχεται πλήρης θεωρητική επεξήγησή τους.

Λέξεις – Κλειδιά: τηλεπικοινωνίες μέσω του δικτύου ηλεκτρικής ενέργειας, ψηφιακές επικοινωνίες, ορθογωνική διαμόρφωση διαίρεσης συχνότητας, Field Programmable Gate Array (FPGA), Software Defined Radio, κύκλωμα προσαρμογής, συγχρονισμός πλαισίων, θόρυβος, συνάρτηση μεταφοράς, ομοαξονικό καλώδιο, ρυθμός μετάδοσης, ρυθμός λαθών.

Summary

In recent years, the use of indoor power lines for transmitting data and voice has gained rapid interest. The main advantage of power line communications (PLC) is that they exploit the existing wiring of a building, providing a wired alternative to the local loop. On the other hand, power lines constitute a challenging communication medium in terms of noise, attenuation and multipath propagation. Considering power line noise and attenuation, the frequency zone between 1 – 30 MHz is believed to be ideal for the operation of PLC systems. However, this frequency range is used by amateur radio operators, international shortwave broadcasters, and a variety of communication systems (military, aeronautical, etc.), thus a potential for harmful interference with other users exists. Thus, the power of high frequency signals injected into the power lines should not exceed certain limits that compromise the demand for low interference potential and reliable power line communications.

This thesis proposes an exclusively digital communication system (transmitter – receiver) for indoor power line communications. The system adopts orthogonal frequency division modulation (OFDM), since OFDM can combat the frequency selective attenuation of the PLC channel and multipath propagation effect. The transmitter and the receiver are designed according to the Software Defined Radio (SDR) technology, and are implemented on Field Programmable Gate Array (FPGA) chips. After a short introduction to the SDR technology, the operation of the system is analyzed. The system is simulated in Matlab environment, and the first experimental tests are performed over a coaxial cable medium. Special attention is paid to the problem of frame synchronization at the receiver, i.e. recognizing every arriving frame at the receiver and specifying the frame boundaries with accuracy. Appropriate coupling circuits for injecting or extracting the high frequency signal to the power network are also examined. Finally, the operation of the communication system is evaluated over a real power line home network. Different variants of the initial communication system are proposed and are tested over different network topologies in terms of bit error rate and data rate. Full theoretical explanation of the performance of the examined communication systems is also provided.

Keywords: power line communications (PLC), digital communications, orthogonal frequency division modulation (OFDM), Field Programmable Gate Array (FPGA), Software Defined Radio (SDR), coupling circuits, frame synchronization, noise, transfer function, coaxial cable, data rate, bit error rate.

Ευχαριστίες

Στο παρόν κείμενο συνοψίζεται η ερευνητική προσπάθεια 3.5 περίπου χρόνων, που ξεκίνησε από το Δεκέμβριο του 2005 στα πλαίσια του προγράμματος ΠΕΝΕΔ 2003 και συγκεκριμένα του υποέργου 764 με τίτλο «Σχεδίαση και Υλοποίηση Τερματικής Διάταξης για Ευρυζωνικές Υπηρεσίες στο Δίκτυο Ηλεκτρικής Ενέργειας».

Καθ' όλη τη διάρκεια των μεταπτυχιακών μου σπουδών είχα την ουσιαστική στήριξη του αγαπητού μου επιβλέποντα, καθηγητή Ε.Μ.Π. κ. Νικολάου Ουζούνου. Η ηρεμία που ενέπνευσε στον τρόπο δουλειάς μου και η οξυδερκής καθοδήγησή του υπήρξαν ακρογωνιαίοι λίθοι της επιτυχίας του όλου εγχειρήματος. Θα ήθελα να του εκφράσω την αμέριστη ευγνωμοσύνη μου και να τον ευχαριστήσω από βάθους καρδιάς για την τιμή που μου έκανε να συνεργαστώ μαζί του.

Θα ήθελα ακόμα να ευχαριστήσω θερμά για την ουσιαστική βοήθειά τους όλα αυτά τα χρόνια τα μέλη της τριμελούς συμβουλευτικής επιτροπής, την καθηγήτρια Ε.Μ.Π. κ. Δήμητρα – Θεοδώρα Κακλαμάνη και τον καθηγητή Ε.Μ.Π. κ. Χρήστο Καψάλη. Την ευγνωμοσύνη μου εκφράζω και προς την καθηγήτρια Α.Π.Θ. κ. Φωτεινή – Νιόβη Παυλίδου για τη στενή συνεργασία στα πλαίσια του προγράμματος ΠΕΝΕΔ 2003 και τη σημαντική ώθηση που έδωσε στην ερευνητική μου προσπάθεια μέσα από τη διημερίδα με τίτλο “Workshop on Applications for Powerline Communications”, που διοργάνωσε με εξαιρετική επιτυχία. Ευχαριστώ επίσης τον καθηγητή Ε.Μ.Π. κ. Κιαμάλ Πεκμεστζή για τις εύστοχες παρατηρήσεις του σε θέματα σχεδίασης σε FPGA κατά τη διάρκεια της ενδιάμεσης κρίσης, που αποδείχθηκαν ιδιαίτερα χρήσιμες στην πορεία του έργου. Θα ήθελα επιπλέον να ευχαριστήσω τα μέλη της επταμελούς επιτροπής, τον καθηγητή Ε.Μ.Π. κ. Ιάκωβο Βενιέρη και τον καθηγητή Ε.Μ.Π. κ. Παναγιώτη Κωττή για τη συμπαράστασή τους προς το πρόσωπό μου που χρονολογείται από την περίοδο των προπτυχιακών μου σπουδών.

Θα ήταν παράλειψή μου να μη μνημονεύσω την ουσιαστική συνεισφορά στην επιτυχία της προσπάθειάς μου του Δρ. Αναστάσιου Σαλή, ερευνητή και συνεργάτη του Εργαστηρίου Μικροκυμάτων και Οπτικών Ινών Ε.Μ.Π.. Οι γνώσεις του σε θέματα σχεδίασης ψηφιακών αλλά και αναλογικών κυκλωμάτων υπήρξαν πολύτιμες.

Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω την Γενική Γραμματεία Έρευνας και Τεχνολογίας για την χρηματοδότηση του εγχειρήματος μέσα από το πρόγραμμα ΠΕΝΕΔ 2003 επί τρία συναπτά έτη από το Δεκέμβριο του 2005 ως το Δεκέμβριο του 2008.

Σταύρος Ι. Τσακίρης

Ιούνιος 2009

Περιεχόμενα

Περίληψη	5
Summary	6
Ευχαριστίες	7
Περιεχόμενα	8
Κατάλογος Σχημάτων	10
Κατάλογος Πινάκων	20
Εισαγωγή	21
1ο Κεφάλαιο: Εισαγωγικές Έννοιες	23
1.1 Μοντέλο Τηλεπικοινωνιακού Συστήματος	23
1.2 Σήματα- Ορισμοί	25
1.2.1 Αναλογικό σήμα	25
1.2.2 Ισχύς σημάτων	25
1.3 Ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας	25
1.4 Μετάδοση Σημάτων μέσω Γραμμικών Συστημάτων	26
1.5 Τηλεπικοινωνιακοί Δίαυλοι	27
1.5.1 Μετάδοση χωρίς παραμόρφωση	27
1.6 Φίλτρα	28
1.7 Ψηφιακά Σήματα	31
1.8 Γραμμές Μεταφοράς	40
1.8.1 Σήματα κοινού και διαφορικού ρυθμού	42
1.9 Χαρακτηριστικά Ασύρματων Διαύλων	47
2ο Κεφάλαιο: Σχήματα Διαμόρφωσης	49
2.1 Διαμόρφωση Πλάτους	49
2.2 Διαμόρφωση Συχνότητας	52
2.3 Ψηφιακά Σχήματα Διαμόρφωσης	53
2.4 OFDM	57
2.4.1 Εισαγωγή	57
2.4.2 Ορισμοί – Βασικές Έννοιες	57
2.4.3 OFDM και DFT	63
2.4.4 OFDM σε περιβάλλον πολλαπλών διαδρομών – Κυκλικό Πρόθεμα	68
3ο Κεφάλαιο: Τηλεπικοινωνίες Γραμμών Ηλεκτροδότησης	76
3.1 Εισαγωγή	76
3.2 Τεχνικά Ζητήματα	81
3.2.1 Προσαρμογή – Κανάλι	81
3.2.2 Θόρυβος	86
3.2.3 Παρεμβολές	90
3.3 Αρχιτεκτονικές Δικτύου	93
3.4 Συμπεράσματα	94
4ο Κεφάλαιο: Εισαγωγή στην τεχνολογία Software Defined Radio	96
4.1 Εισαγωγή	96
4.2 Περιγραφή Υλικού	98

4.3	Περιγραφή Λογισμικού	100
5ο Κεφάλαιο:	Αρχή Λειτουργίας Συστήματος Εκπομπής – Λήψης Δεδομένων σε PLC	
κανάλι	103	
5.1	Πομπός.....	103
5.2	Κανάλι – Θόρυβος	108
5.3	Δέκτης.....	110
5.4	Επιδόσεις –Σχόλια	112
6ο Κεφάλαιο:	Υλοποίηση Συστήματος Εκπομπής – Λήψης Δεδομένων σε	
Ομοαξονικό Κανάλι.....		114
6.1	Σχεδίαση του συστήματος στα FPGA	114
6.1.1	Σχεδίαση του πομπού.....	114
6.1.2	Σχεδίαση του δέκτη.....	119
6.2	Υλοποίηση του συστήματος	123
6.2.1	Πομπός.....	124
6.2.2	Δέκτης.....	126
6.2.3	Αποτελέσματα.....	127
7ο Κεφάλαιο:	Προσαρμοστική Διάταξη.....	131
7.1	Εισαγωγή	131
7.2	Πορεία ανάπτυξης της προσαρμοστικής διάταξης	132
7.3	Περιγραφή προσαρμοστικής διάταξης	147
7.4	Λειτουργία της διάταξης προσαρμογής στο ηλεκτρικό δίκτυο	153
8ο Κεφάλαιο:	Συγχρονισμός Πλαισίων	164
8.1	Αλγόριθμοι Συγχρονισμού.....	165
8.2	Αποτελέσματα σε ομοαξονικό κανάλι.....	172
8.3	Αποτελέσματα σε PLC κανάλι	203
8.4	Συμπεράσματα	225
9ο Κεφάλαιο:	Υλοποίηση τηλεπικοινωνιακού συστήματος σε PLC δίαυλο.....	230
9.1	Υλοποίηση 16_BPSK OFDM συστήματος	230
9.2	Μέτρηση Ρυθμού Λαθών (BER)	236
9.3	Υλοποίηση 1024_BPSK OFDM Συστήματος.....	239
9.4	Υλοποίηση 1024_DPSK OFDM Συστήματος.....	253
9.5	Λειτουργία OFDM Συστημάτων σε άλλες τοπολογίες δικτύου	259
9.6	Συγκριτική Επίδοση OFDM Συστημάτων σε PLC Δίαυλο	271
9.7	Εκπεμπόμενο Φάσμα OFDM Συστημάτων	274
10ο Κεφάλαιο:	Επίλογος.....	287
10.1	Σύνοψη Διατριβής.....	287
10.2	Προτάσεις για μελλοντική έρευνα	291
Βιβλιογραφία		293

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 1.1.1. Μοντέλο τηλεπικοινωνιακού συστήματος.....	23
Σχήμα 1.6.1. Απόκριση πλάτους ιδανικού βαθυπερατού φίλτρου	28
Σχήμα 1.6.2. Απόκριση πλάτους ιδανικού υψιπερατού φίλτρου.....	29
Σχήμα 1.6.3. Απόκριση πλάτους ιδανικού ζωνοπερατού φίλτρου	29
Σχήμα 1.6.4. Βαθυπερατό Φίλτρο	30
Σχήμα 1.6.5. Υψιπερατό Φίλτρο.....	30
Σχήμα 1.6.6. Ζωνοπερατό Φίλτρο	31
Σχήμα 1.7.1. Μοντέλο ψηφιακής επεξεργασίας.....	32
Σχήμα 1.7.2. (a) Φάσμα αναλογικού σήματος, (b) Φάσμα περιοδικών κρουστικών παλμών, (c) Φάσμα ψηφιακού σήματος, (d) Ανακατασκευή αναλογικού σήματος από ψηφιακό, (e) Φαινόμενο aliasing.....	35
Σχήμα 1.7.3. Δομικό Διάγραμμα ADC.....	36
Σχήμα 1.7.4. Λειτουργία κβαντιστή.....	37
Σχήμα 1.7.5. Δομικό διάγραμμα DAC.....	39
Σχήμα 1.8.1. Γραμμή μεταφοράς.....	40
Σχήμα 1.8.2. Τροφοδότηση φορτίου με τρεις αγωγούς.....	42
Σχήμα 1.8.3. Προέλευση σημάτων κοινού ρυθμού	42
Σχήμα 1.8.4. Διατάξεις γραμμών μεταφοράς	44
Σχήμα 1.8.5. Ισοδύναμο κύκλωμα τερματικού εξοπλισμού και γραμμής μεταφοράς	45
Σχήμα 1.8.6. Ισοδύναμο κύκλωμα του σχ.1.8.5 που αναπαριστά ρεύματα κοινού και διαφορικού ρυθμού	46
Σχήμα 2.1.1. Διαμόρφωση Πλάτους. (a) Σήμα Πληροφορίας , (b) Διαμορφωμένο Σήμα	50
Σχήμα 2.1.2. Διαμορφωτής πλάτους.....	50
Σχήμα 2.1.3. Αποδιαμορφωτής πλάτους.....	51
Σχήμα 2.1.4. Φασματική περιγραφή αποδιαμόρφωσης πλάτους.....	52
Σχήμα 2.3.1. Δομικό διάγραμμα ψηφιακού συστήματος επικοινωνιών.....	54
Σχήμα 2.3.2. Ορθογωνικός μορφοποιητικός παλμός και φασματική περιγραφή του.	55
Σχήμα 2.4.1. Παραγωγή OFDM σήματος.....	58
Σχήμα 2.4.2. Αποδιαμόρφωση OFDM σήματος.....	60
Σχήμα 2.4.3. (a) Φάσμα μη επικαλυπτόμενων ζωνοπερατών σημάτων, (b) Φάσμα επικαλυπτόμενων ζωνοπερατών σημάτων, (c) Φάσμα χρονικώς περιορισμένων σημάτων.....	61
Σχήμα 2.4.4. (a) SCM διαμόρφωση, (b) MCM διαμόρφωση.....	62
Σχήμα 2.4.5. Ψηφιακός πομποδέκτης OFDM.....	66
Σχήμα 2.4.6. (a) Φάσμα αναλογικού OFDM συστήματος με δύο φέροντα «φορτωμένα» με δεδομένα, (b) Φάσμα ψηφιακού OFDM συστήματος με δύο φέροντα «φορτωμένα» με δεδομένα, (c) Φάσμα αναλογικού OFDM συστήματος με όλα τα φέροντα «φορτωμένα» με δεδομένα, (d) Φάσμα ψηφιακού OFDM συστήματος με όλα τα φέροντα «φορτωμένα» με δεδομένα.....	67

Σχήμα 2.4.7. OFDM σήμα στον πομπό (a) χωρίς διάστημα φρουρό, (b) με διάστημα φρουρό, (c) με διάστημα φρουρό και κυκλικό πρόθεμα.	69
Σχήμα 2.4.8. OFDM σήμα στον δέκτη (a) χωρίς διάστημα φρουρό, (b) με διάστημα φρουρό, (c) με διάστημα φρουρό και κυκλικό πρόθεμα.	70
Σχήμα 2.4.9. Πλήρες διάγραμμα πομπού ψηφιακού OFDM συστήματος.	73
Σχήμα 2.4.10. Πλήρες διάγραμμα δέκτη ψηφιακού OFDM συστήματος.	74
Σχήμα 3.1.1. Το δίκτυο μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας.	77
Σχήμα 3.1.2. Διανομή ηλεκτρικής ενέργειας στους καταναλωτές.	78
Σχήμα 3.1.3. (a) Ρευματοδότης τύπου C και σχετικό φως, (b) Ρευματοδότης τύπου F και σχετικό φως.	79
Σχήμα 3.2.1. Δομή δικτύου χαμηλής τάσης και μοντελοποίησή του από τηλεπικοινωνιακής πλευράς.	81
Σχήμα 3.2.2. Παράδειγμα ζεύξεων δικτύου ηλεκτροδότησης για τη μελέτη της πολύοδης μετάδοσης.	83
Σχήμα 3.2.3. Φασματική συμπεριφορά του θορύβου υποβάθρου σε δίκτυο ηλεκτροδότησης.	87
Σχήμα 3.2.4. Κρουστικός θόρυβος σε δίκτυο χαμηλής τάσης.	88
Σχήμα 3.2.5. Γραμμή τάσης για τη μελέτη των ακτινοβολούμενων πεδίων.	91
Σχήμα 3.3.1. Δομικό διάγραμμα τυπικού δικτύου μέσης και χαμηλής τάσης.	93
Σχήμα 4.1.1. Βασική αρχιτεκτονική SDR.	96
Σχήμα 4.1.2. Εναλλακτική αρχιτεκτονική SDR.	97
Σχήμα 4.2.1. Το αναπτυξιακό Nallatech XtremeDSP Development Kit.	99
Σχήμα 5.1.1. Σχηματικό διάγραμμα πομπού.	103
Σχήμα 5.1.2. Δομή OFDM πλαισίου.	107
Σχήμα 5.1.3. Μορφή φάσματος OFDM σήματος χωρίς και με BPF φίλτρο.	108
Σχήμα 5.2.1. Απόκριση πλάτους συνάρτησης μεταφοράς.	109
Σχήμα 5.2.2. Φάσμα θορύβου υποβάθρου.	109
Σχήμα 5.2.3. Κρουστικοί παλμοί στο πεδίο του χρόνου.	110
Σχήμα 5.3.1. Σχηματικό διάγραμμα του δέκτη.	110
Σχήμα 5.3.2. Μορφή OFDM συμβόλου με κυκλικό πρόθεμα.	111
Σχήμα 6.1.1. Δομικό διάγραμμα πομπού.	114
Σχήμα 6.1.2. Δομή OFDM πλαισίου.	116
Σχήμα 6.1.3. Δομικό διάγραμμα του δέκτη.	120
Σχήμα 6.2.1. Το μεταδιδόμενο OFDM σήμα. (a) Μήκος των δύο πιλοτικών συμβόλων. Θεωρητική τιμή $2*80*9.5ns=1520ns$. (b) Μήκος του πρώτου πιλοτικού συμβόλου. Θεωρητική τιμή $80*9.5ns=760ns$. (c) Μήκος του δεύτερου πιλοτικού συμβόλου. Θεωρητική τιμή $80*9.5ns=760ns$	124
Σχήμα 6.2.2. Το μεταδιδόμενο OFDM σήμα. (a) Μήκος ενός OFDM πλαισίου. (b) Απόσταση μεταξύ διαδοχικών OFDM πλαισίων.	126
Σχήμα 6.2.3. Πειραματική συνδεσμολογία πομπού και δέκτη σε δίαυλο ομοαξονικού καλωδίου.	128
Σχήμα 6.2.4. Λαμβανόμενο και αποδιαμορφωμένο σήμα στον δέκτη για σήμα γεννήτριας συχνότητας 100 kHz και πλάτους 500 mV. (a) ευρείας κλίμακας άποψη, (b) μικρής κλίμακας άποψη.	128
Σχήμα 6.2.5. Ληφθέν και αποδιαμορφωμένο σήμα στο δέκτη για σήμα εισόδου συχνότητας 1 MHz και πλάτους 500 mV.	129

Σχήμα 6.2.6. Σήμα στην είσοδο (κανάλι 1) και έξοδο (κανάλι 2) του δέκτη για σήμα εισόδου στον πομπό συχνότητας 100 kHz, πλάτους 500 mV και duty cycle (a) 50%, (b) 70%, (c) 80%.	129
Σχήμα 7.2.1. Σχηματική Παράσταση Μετασχηματιστή.	133
Σχήμα 7.2.2. Κλειστός βρόχος ή πηνίο ενός ελίγματος.	134
Σχήμα 7.2.3. Καμπύλη μαγνητίσεως κενού (μ_0), διαμαγνητικού υλικού ($\mu\delta$), μαλακού σιδηρομαγνητικού ($\mu\sigma$).	136
Σχήμα 7.2.4. Καμπύλη υστέρησης σιδηρομαγνητικού υλικού.	138
Σχήμα 7.2.5. Φωτογραφία τοροειδούς μετασχηματιστή του εμπορίου.	139
Σχήμα 7.2.6. Καμπύλη απόκρισης συχνότητας του τοροειδούς μετασχηματιστή του εμπορίου. Η συχνότητα δίνεται σε λογαριθμική κλίμακα.	140
Σχήμα 7.2.7. Ισοδύναμο κύκλωμα μετασχηματιστή ευρείας ζώνης.	141
Σχήμα 7.2.8. Πρώτος μετασχηματιστής με 24 σπείρες.	142
Σχήμα 7.2.9. Δεύτερος μετασχηματιστής με 11 σπείρες.	143
Σχήμα 7.2.10. Τρίτος μετασχηματιστής με 2 σπείρες.	143
Σχήμα 7.2.11. Συνάρτηση μεταφοράς μετασχηματιστή 24 σπειρών.	144
Σχήμα 7.2.12. Συνάρτηση μεταφοράς μετασχηματιστή 11 σπειρών.	144
Σχήμα 7.2.13. Συνάρτηση μεταφοράς μετασχηματιστή 2 σπειρών.	145
Σχήμα 7.2.14. Εύρος ζώνης του μετασχηματιστή PWB1010LB.	146
Σχήμα 7.2.15. Πειραματική χαρακτηριστική του μετασχηματιστή PWB1010LB.	147
Σχήμα 7.3.1. Διάγραμμα διάταξης προσαρμογής.	147
Σχήμα 7.3.2. Η πειραματική προσαρμοστική διάταξη.	149
Σχήμα 7.3.3. Αποψη της πειραματικής προσαρμοστικής διάταξης.	150
Σχήμα 7.3.4. Εσωτερική άποψη της προσαρμοστικής διάταξης.	151
Σχήμα 7.3.5. Συνάρτηση Μεταφοράς της Προσαρμοστικής Διάταξης για μεταβίβαση σήματος από το C14 βύσμα στο BNC βύσμα.	152
Σχήμα 7.3.6. Συνάρτηση Μεταφοράς της Προσαρμοστικής Διάταξης για μεταβίβαση σήματος από το BNC βύσμα στο C14 βύσμα.	152
Σχήμα 7.4.1. Εικόνα PLC θορύβου σε χρόνο 20ms.	153
Σχήμα 7.4.2. Εικόνα PLC θορύβου υποβάθρου.	154
Σχήμα 7.4.3. Εικόνα PLC θορύβου υποβάθρου.	154
Σχήμα 7.4.4. Κρουστικός θόρυβος.	155
Σχήμα 7.4.5. Κρουστικός θόρυβος σε μεγέθυνση.	155
Σχήμα 7.4.6. Περιοδικός και τυχαίος κρουστικός θόρυβος.	156
Σχήμα 7.4.7. Εικόνα μεγίστου πλάτους κρουστικών παλμών.	156
Σχήμα 7.4.8. Μεγέθυνση κρουστικού περιοδικού παλμού.	157
Σχήμα 7.4.9. Εικόνα PLC θορύβου με έμφαση στη μέγιστη τιμή του θορύβου.	157
Σχήμα 7.4.10. Εικόνα PLC θορύβου με έμφαση στη μέγιστη τιμή του θορύβου.	158
Σχήμα 7.4.11. Εικόνα PLC θορύβου με έμφαση στη μέγιστη τιμή του θορύβου.	158
Σχήμα 7.4.12. Σπάνιες μέγιστες τιμές PLC θορύβου.	159
Σχήμα 7.4.13. Σπάνιες μέγιστες τιμές PLC θορύβου.	159
Σχήμα 7.4.14. Τοπολογία 5m μεταξύ πομπού – δέκτη στο ηλεκτρικό δίκτυο.	161
Σχήμα 7.4.15. Τοπολογία 10m μεταξύ πομπού – δέκτη στο ηλεκτρικό δίκτυο.	161
Σχήμα 7.4.16. Τοπολογία 55m μεταξύ πομπού – δέκτη στο ηλεκτρικό δίκτυο.	162
Σχήμα 7.4.17. Απόκριση συχνότητας τοπολογίας 5m.	162
Σχήμα 7.4.18. Απόκριση συχνότητας τοπολογίας 10m.	163

Σχήμα 7.4.19. Απόκριση συχνότητας τοπολογίας 55m.....	163
Σχήμα 8.1.1. Εικόνα του μεταδιδόμενου OFDM σήματος στο PLC κανάλι.....	170
Σχήμα 8.1.2. Εικόνα του μεταδιδόμενου OFDM σήματος στο PLC κανάλι σε κοντινότερη απεικόνιση (zoom).....	171
Σχήμα 8.1.3. Εικόνα του μεταδιδόμενου στο PLC κανάλι OFDM σήματος σε κοντινή απεικόνιση (zoom).....	171
Σχήμα 8.2.1. Εκπεμπόμενο OFDM πλαίσιο στην έξοδο του πομπού.....	173
Σχήμα 8.2.2. Μεγέθυνση του σήματος συγχρονισμού.....	173
Σχήμα 8.2.3. Μεγέθυνση του σήματος συγχρονισμού.....	174
Σχήμα 8.2.4. Διάταξη αξιολόγησης αλγορίθμων συγχρονισμού σε ομοαξονικό καλώδιο.	174
Σχήμα 8.2.5. OFDM πλαίσιο στην είσοδο του δέκτη.....	175
Σχήμα 8.2.6. Σύμβολο συγχρονισμού. Ο δείκτης X2 δηλώνει το πέρας του συμβόλου, άρα το ακριβές σημείο συγχρονισμού που θα πρέπει να επιτύχει ο ιδανικός αλγόριθμος συγχρονισμού.....	176
Σχήμα 8.2.7. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.	177
Σχήμα 8.2.8. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 2ms.	177
Σχήμα 8.2.9. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 1ms.	178
Σχήμα 8.2.10. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 100μs.....	178
Σχήμα 8.2.11. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 50μs.....	179
Σχήμα 8.2.12. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 20μs.....	179
Σχήμα 8.2.13. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs.....	180
Σχήμα 8.2.14. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs. Έμφαση στο μήκος του συγχρονισμένου πλαισίου.....	180
Σχήμα 8.2.15. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs. Έμφαση στο μήκος του συγχρονισμένου πλαισίου.....	181
Σχήμα 8.2.16. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10ms.....	182
Σχήμα 8.2.17. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 500μs.....	182
Σχήμα 8.2.18. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 50μs.....	183
Σχήμα 8.2.19. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs.....	183
Σχήμα 8.2.20. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 2μs. Έμφαση στην απόκλιση στην ακρίβεια συγχρονισμού.....	184
Σχήμα 8.2.21. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs. Έμφαση στην απόκλιση στην ακρίβεια συγχρονισμού.....	184

Σχήμα 8.2.22. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10ms.....	185
Σχήμα 8.2.23. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs.....	185
Σχήμα 8.2.24. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs. Έμφαση στην απόκλιση στην ακρίβεια συγχρονισμού.....	186
Σχήμα 8.2.25. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 2μs. Έμφαση στην απόκλιση στην ακρίβεια συγχρονισμού.....	186
Σχήμα 8.2.26. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs. Έμφαση στην απόκλιση στην ακρίβεια συγχρονισμού.....	187
Σχήμα 8.2.27. Επίδοση αλγορίθμου SCHM σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.....	187
Σχήμα 8.2.28. Επίδοση αλγορίθμου SCHM σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 500μs.....	188
Σχήμα 8.2.29. Επίδοση αλγορίθμου SCHM σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 200μs.....	188
Σχήμα 8.2.30. Επίδοση αλγορίθμου SCHM σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs.....	189
Σχήμα 8.2.31. Επίδοση αλγορίθμου SCHM σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.....	189
Σχήμα 8.2.32. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.....	190
Σχήμα 8.2.33. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 2ms.....	191
Σχήμα 8.2.34. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 200μs.....	191
Σχήμα 8.2.35. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs.....	192
Σχήμα 8.2.36. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.....	192
Σχήμα 8.2.37. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.....	193
Σχήμα 8.2.38. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 1ms.....	194
Σχήμα 8.2.39. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 100μs.....	194
Σχήμα 8.2.40. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs. Έμφαση στο μήκος του συγχρονισμένου πλαισίου.....	195
Σχήμα 8.2.41. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs. Έμφαση στην απόσταση μεταξύ των συγχρονισμένων πλαισίων.....	195
Σχήμα 8.2.42. Επίδοση αλγορίθμου SCHMZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.....	196
Σχήμα 8.2.43. Επίδοση αλγορίθμου SCHMZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 2ms.....	197
Σχήμα 8.2.44. Επίδοση αλγορίθμου SCHMZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 1ms.....	197

Σχήμα 8.2.45. Επίδοση αλγορίθμου SCHMZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 100μs.....	198
Σχήμα 8.2.46. Επίδοση αλγορίθμου SCHMZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs.....	198
Σχήμα 8.2.47. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.....	199
Σχήμα 8.2.48. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 20μs.....	199
Σχήμα 8.2.49. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 20μs. Έμφαση στη διάρκεια του συγχρονισμένου πλαισίου.....	200
Σχήμα 8.2.50. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.....	200
Σχήμα 8.2.51. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.....	201
Σχήμα 8.2.52. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 200μs.....	201
Σχήμα 8.2.53. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 50μs.....	202
Σχήμα 8.2.54. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs. Έμφαση στην απόσταση μεταξύ διαδοχικών συγχρονισμένων πλαισίων.....	202
Σχήμα 8.2.55. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs. Έμφαση στη διάρκεια του συγχρονισμένου πλαισίου.....	203
Σχήμα 8.3.1. OFDM πλαίσια στην είσοδο του δέκτη μετά από διέλευση στο PLC κανάλι.....	204
Σχήμα 8.3.2. OFDM πλαίσια στην είσοδο του δέκτη μετά από διέλευση στο PLC κανάλι.....	204
Σχήμα 8.3.3. Πειραματική διάταξη αξιολόγησης αλγορίθμων συγχρονισμού σε PLC κανάλι.....	205
Σχήμα 8.3.4. Ακριβές σημείο συγχρονισμού σε OFDM πλαίσιο στην είσοδο του δέκτη μετά από διέλευση από PLC δίαυλο.....	206
Σχήμα 8.3.5. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε PLC κανάλι.....	207
Σχήμα 8.3.6. Επίδοση αλγορίθμου PR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 2ms.....	207
Σχήμα 8.3.7. Επίδοση αλγορίθμου PR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 100μs.....	208
Σχήμα 8.3.8. Επίδοση αλγορίθμου PR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs.....	208
Σχήμα 8.3.9. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.....	209
Σχήμα 8.3.10. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 2ms.....	209
Σχήμα 8.3.11. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 500μs.....	210
Σχήμα 8.3.12. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.....	210
Σχήμα 8.3.13. Συμπεριφορά αλγορίθμου ZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.....	211
Σχήμα 8.3.14. Συμπεριφορά αλγορίθμου ZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.....	211
Σχήμα 8.3.15. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 2μs.....	212

Σχήμα 8.3.16. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.	212
Σχήμα 8.3.17. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 2ms.	213
Σχήμα 8.3.18. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 200μs.	213
Σχήμα 8.3.19. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.	214
Σχήμα 8.3.20. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.	214
Σχήμα 8.3.21. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.	215
Σχήμα 8.3.22. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.	215
Σχήμα 8.3.23. Επίδοση αλγορίθμου SCHMZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.	216
Σχήμα 8.3.24. Επίδοση αλγορίθμου SCHMZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.	216
Σχήμα 8.3.25. Επίδοση αλγορίθμου SCHMZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.	217
Σχήμα 8.3.26. Επίδοση αλγορίθμου SCHMZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.	217
Σχήμα 8.3.27. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.	218
Σχήμα 8.3.28. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 1ms.	218
Σχήμα 8.3.29. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 500μs.	219
Σχήμα 8.3.30. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 100μs.	219
Σχήμα 8.3.31. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs. Έμφαση στην απόσταση μεταξύ διαδοχικών συγχρονισμένων πλαισίων.	220
Σχήμα 8.3.32. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs. Έμφαση στο μήκος του συγχρονισμένου πλαισίου.	220
Σχήμα 8.3.33. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.	221
Σχήμα 8.3.34. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.	221
Σχήμα 8.3.35. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 1ms.	222
Σχήμα 8.3.36. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 500μs.	222
Σχήμα 8.3.37. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 50μs.	223
Σχήμα 8.3.38. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 20μs.	223

Σχήμα 8.3.39. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs. Έμφαση στην απόσταση μεταξύ διαδοχικών συγχρονισμένων πλαισίων.	224
Σχήμα 8.3.40. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs. Έμφαση στο μήκος του συγχρονισμένου πλαισίου.	224
Σχήμα 8.3.41. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.	225
Σχήμα 8.4.1. Περιοδική μεταβολή της τιμής του μετρητή πλαισίων σε PLC κανάλι. ...	226
Σχήμα 8.4.2. Περιοδική μεταβολή του μετρητή πλαισίων σε PLC κανάλι για απόλυτη ακρίβεια συγχρονισμού.	227
Σχήμα 8.4.3. Περιοδική μεταβολή του μετρητή πλαισίων σε PLC κανάλι για απόκλιση συγχρονισμού 1 δείγματος.	228
Σχήμα 8.4.4. Περιοδική μεταβολή του μετρητή πλαισίων σε PLC κανάλι για απόκλιση συγχρονισμού 1 δείγματος.	228
Σχήμα 8.4.5. Σύνοψη ακρίβειας συγχρονισμού αλγορίθμου SCHMPR σε PLC κανάλι.	229
Σχήμα 9.1.1. Δομικό διάγραμμα πομπού.	231
Σχήμα 9.1.2. Δομικό διάγραμμα δέκτη.	231
Σχήμα 9.1.3. Πειραματική διάταξη λειτουργίας τηλεπικοινωνιακού συστήματος σε PLC κανάλι.	232
Σχήμα 9.1.4. Αναλογικό OFDM σήμα στην έξοδο του πομπού.	233
Σχήμα 9.1.5. Αναλογικό OFDM σήμα στην είσοδο του δέκτη.	234
Σχήμα 9.1.6. Έξοδος πομπού για σήμα γεννήτριας 128kHz.	234
Σχήμα 9.1.7. Έξοδος πομπού για σήμα γεννήτριας 384kHz.	235
Σχήμα 9.1.8. Έξοδος πομπού για σήμα γεννήτριας 768kHz.	235
Σχήμα 9.2.1. Δομικό διάγραμμα του πομπού του συστήματος με δυνατότητα μέτρησης BER.	236
Σχήμα 9.2.2. Μετρητής BER σε ομοαξονικό κανάλι.	237
Σχήμα 9.2.3. Μετρητής BER σε PLC κανάλι.	238
Σχήμα 9.2.4. Τοπολογία PLC δικτύου για την μέτρηση BER του συστήματος.	238
Σχήμα 9.2.5. Ρυθμός μετάδοσης συστήματος στο PLC κανάλι.	239
Σχήμα 9.3.1. Αρχιτεκτονική του πομπού του 1024_BPSK συστήματος.	240
Σχήμα 9.3.2. Αρχιτεκτονική του δέκτη του 1024_BPSK συστήματος.	240
Σχήμα 9.3.3. Μορφή εκπεμπόμενων OFDM πλαισίων του 1024_BPSK συστήματος.	242
Σχήμα 9.3.4. Κενό διάστημα μεταξύ πλαισίων του 1024_BPSK συστήματος.	243
Σχήμα 9.3.5. Αναλογικό OFDM σήμα στην είσοδο του δέκτη του 1024_BPSK συστήματος μετά τη διέλευσή του από το PLC κανάλι.	244
Σχήμα 9.3.6. Συγχρονισμένα OFDM πλαίσια του 1024_BPSK συστήματος.	244
Σχήμα 9.3.7. Μεγέθυνση συγχρονισμένων OFDM πλαισίων του 1024_BPSK συστήματος.	245
Σχήμα 9.3.8. Συγχρονισμένα OFDM πλαίσια του 1024_BPSK συστήματος σε χρονικό παράθυρο 2ms.	245
Σχήμα 9.3.9. Μετρητής ανιχνευμένων πλαισίων στον δέκτη για το PLC κανάλι.	246
Σχήμα 9.3.10. Μετρητής πλαισίων με απόλυτη ακρίβεια συγχρονισμού για το PLC κανάλι.	247
Σχήμα 9.3.11. Μετρητής πλαισίων με απόκλιση ως 2 ωρολογιακούς κύκλους στην ακρίβεια συγχρονισμού για το PLC κανάλι.	247

Σχήμα 9.3.12. Μετρητής πλαισίων με απόκλιση ως 8 ωρολογιακούς κύκλους στην ακρίβεια συγχρονισμού για το PLC κανάλι.....	248
Σχήμα 9.3.13. Σύνοψη ακρίβειας συγχρονισμού για το 1024_BPSK σύστημα σε PLC κανάλι.	248
Σχήμα 9.3.14. Εκπεμπόμενο OFDM σήμα για το 1024_BPSK σύστημα.	250
Σχήμα 9.3.15. Ρυθμός μετάδοσης του 1024_BPSK συστήματος στο ομοαξονικό κανάλι.	250
Σχήμα 9.3.16. Μετρητής BER του 1024_BPSK συστήματος στο ομοαξονικό κανάλι.	251
Σχήμα 9.3.17. Αναλογικό σήμα στην είσοδο του δέκτη για το PLC κανάλι.....	252
Σχήμα 9.3.18. Ρυθμός μετάδοσης του 1024_BPSK συστήματος στο PLC κανάλι.	252
Σχήμα 9.3.19. Μετρητής BER στο PLC κανάλι.	253
Σχήμα 9.4.1. Αναλογικό OFDM σήμα του 1024_DPSK συστήματος στην έξοδο του πομπού.	255
Σχήμα 9.4.2. Ρυθμός μετάδοσης για ομοαξονικό κανάλι.	256
Σχήμα 9.4.3. Μετρητής BER για ομοαξονικό κανάλι.	256
Σχήμα 9.4.4. Αναλογικό σήμα του 1024_DPSK συστήματος στην είσοδο του δέκτη για το PLC κανάλι.....	257
Σχήμα 9.4.5. Ρυθμός μετάδοσης για PLC κανάλι.....	258
Σχήμα 9.4.6. Μετρητής BER για PLC κανάλι.....	258
Σχήμα 9.5.1. Τοπολογία PLC δικτύου 10m απόστασης πομπού – δέκτη.	259
Σχήμα 9.5.2. Αναλογικό σήμα του 16_BPSK συστήματος στην είσοδο του δέκτη για την PLC τοπολογία των 10m.....	260
Σχήμα 9.5.3. Ρυθμός μετάδοσης του 16_BPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 10m.	261
Σχήμα 9.5.4. Μετρητής BER του 16_BPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 10m.	261
Σχήμα 9.5.5. Αναλογικό σήμα του 1024_BPSK συστήματος στην είσοδο του δέκτη για την PLC τοπολογία των 10m.	262
Σχήμα 9.5.6. Ρυθμός μετάδοσης του 1024_BPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 10m.	263
Σχήμα 9.5.7. Μετρητής BER του 1024_BPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 10m.	263
Σχήμα 9.5.8. Αναλογικό σήμα του 1024_DPSK συστήματος στην είσοδο του δέκτη για την PLC τοπολογία των 10m.	264
Σχήμα 9.5.9. Ρυθμός μετάδοσης του 1024_DPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 10m.	264
Σχήμα 9.5.10. Μετρητής BER του 1024_DPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 10m.	265
Σχήμα 9.5.11. Τοπολογία του PLC δικτύου όπου πομπός – δέκτης απέχουν 55m.	266
Σχήμα 9.5.12. Αναλογικό σήμα του 16_BPSK συστήματος στην είσοδο του δέκτη για την PLC τοπολογία των 55m.	266
Σχήμα 9.5.13. Ρυθμός μετάδοσης του 16_BPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 55m.	267
Σχήμα 9.5.14. Μετρητής BER του 16_BPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 55m.	267

Σχήμα 9.5.15. Αναλογικό σήμα του 1024_BPSK συστήματος στην είσοδο του δέκτη για την PLC τοπολογία των 55m.	268
Σχήμα 9.5.16. Ρυθμός μετάδοσης του 1024_BPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 55m.	268
Σχήμα 9.5.17. Μετρητής BER του 1024_BPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 55m.	269
Σχήμα 9.5.18. Αναλογικό σήμα του 1024_DPSK συστήματος στην είσοδο του δέκτη για την PLC τοπολογία των 55m.	269
Σχήμα 9.5.19. Ρυθμός μετάδοσης του 1024_DPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 55m.	270
Σχήμα 9.5.20. Μετρητής BER του 1024_DPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 55m.	270
Σχήμα 9.6.1. Εξάρτηση BER από τον SNR για καθένα από τα 3 PLC συστήματα.	272
Σχήμα 9.7.1. Αναλογικό εκπεμπόμενο OFDM σήμα του 16_BPSK συστήματος.	275
Σχήμα 9.7.2. Σήμα συγχρονισμού του 16_BPSK συστήματος.	275
Σχήμα 9.7.3. Φάσμα 16_BPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 12.63MHz, resolution bandwidth 300kHz.	276
Σχήμα 9.7.4. Φάσμα 16_BPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 25.01MHz, resolution bandwidth 300kHz.	276
Σχήμα 9.7.5. Αναλογική μορφή ψηφιακά παραγόμενου OFDM σήματος.	277
Σχήμα 9.7.6. Ορθογωνικοί μορφοποιητικοί παλμοί και φάσμα τους.	278
Σχήμα 9.7.7. Φάσμα 16_BPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 39.00MHz, resolution bandwidth 300kHz.	278
Σχήμα 9.7.8. Αναλογικό εκπεμπόμενο OFDM σήμα του 1024_BPSK συστήματος.	279
Σχήμα 9.7.9. Φάσμα 1024_BPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 12.38MHz, resolution bandwidth 10kHz.	280
Σχήμα 9.7.10. Φάσμα 1024_BPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 25.50MHz, resolution bandwidth 10kHz.	280
Σχήμα 9.7.11. Φάσμα 1024_BPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 38.88MHz, resolution bandwidth 10kHz.	281
Σχήμα 9.7.12. Φάσμα 1024_BPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 12.38MHz, resolution bandwidth 1MHz.	281
Σχήμα 9.7.13. Αναλογικό εκπεμπόμενο OFDM σήμα του 1024_DPSK συστήματος. ...	282
Σχήμα 9.7.14. Φάσμα 1024_DPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 12.68MHz, resolution bandwidth 10kHz.	283
Σχήμα 9.7.15. Φάσμα 1024_DPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 25.75MHz, resolution bandwidth 10kHz.	283
Σχήμα 9.7.16. Φάσμα 1024_DPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 38.88MHz, resolution bandwidth 10kHz.	284
Σχήμα 9.7.17. Φάσμα 1024_DPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 12.51MHz, resolution bandwidth 1MHz.	284
Σχήμα 9.7.18. Φάσμα 1024_DPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 25.00MHz, resolution bandwidth 1MHz.	285
Σχήμα 9.7.19. Φάσμα 1024_DPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 39.25MHz, resolution bandwidth 1MHz.	285

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 1. Μονοπάτια διάδοσης του σήματος στο υπό εξέταση ηλεκτρικό δίκτυο.....	84
Πίνακας 2. Ενδεικτικές τιμές φασματικής πυκνότητας ισχύος θορύβου υποβάθρου.	87
Πίνακας 3. Ρυθμός λαθών του συστήματος ως συνάρτηση του σηματοθορυβικού λόγου.	112
Πίνακας 4. Ρυθμός λαθών και μετάδοσης ως συνάρτηση του αριθμού συμβόλων του OFDM πλαισίου.....	113
Πίνακας 5. Ρυθμός λαθών και σηματοθορυβικός λόγος για τα υπό εξέταση PLC συστήματα σε διάφορες αποστάσεις μεταξύ πομπού – δέκτη.....	271

Εισαγωγή

Η «Κοινωνία της Πληροφορίας» αποτελεί έναν από τους στρατηγικούς στόχους των περισσότερων σύγχρονων δημοκρατιών. Ένα περιβάλλον δηλαδή όπου οι πολίτες εκμεταλλευόμενοι τη σύγχρονη τεχνολογία- κυρίως την ανάπτυξη της πληροφορικής και των επικοινωνιών- απολαμβάνουν ένα καλύτερο βιοτικό επίπεδο με περισσότερο ελεύθερο χρόνο, με περισσότερες επιλογές για την ψυχαγωγία, την επικοινωνία, τη μελέτη, την απόκτηση γνώσης, την πληροφόρηση, την ενημέρωση.

Πυρήνα των νέων τεχνολογιών αποτελούν τα δίκτυα μετάδοσης ευρυζωνικής πληροφορίας. Αναφερόμαστε σε παροχή ποιοτικών υπηρεσιών φωνής, δεδομένων, εικόνες που εξυπηρετούν εφαρμογές όπως το διαδίκτυο (internet), το έξυπνο σπίτι (smart home), video streaming, η ηλεκτρονική υγεία (e- health), η τηλεφωνία, η τηλεπαρακολούθηση (tele- surveillance), η μετάδοση κινούμενης εικόνας κατ' απαίτηση (video on demand), η τηλεργασία, η ψηφιακή τηλεόραση, κλπ.

Δυστυχώς, στην Ελλάδα μέχρι στιγμής έχει χαθεί πολύτιμος χρόνος για την επίτευξη των στόχων της «Κοινωνίας της Πληροφορίας». Ενώ στα δίκτυα κορμού (δορυφορικά δίκτυα, δίκτυα οπτικών ινών) η κατάσταση είναι μάλλον ικανοποιητική, η ανάπτυξη των δικτύων πρόσβασης (ADSL, κινητή 3^{ης} γενιάς, καλωδιακή τηλεόραση) παραμένει περιορισμένη. Το υψηλό κόστος, γεγονός που απορρέει από το μονοπώλιο των τηλεπικοινωνιακών οργανισμών στο συνδρομητικό βρόχο, σε συνδυασμό με τις γεωγραφικές ιδιαιτερότητες της χώρας καθιστά χαμηλή την διείσδυση των νέων τεχνολογιών στα ελληνικά νοικοκυριά.

Σύμφωνα με τη θεωρία μικροκυματικής διάδοσης, ένα οποιοδήποτε χάλκινο μέσο μπορεί να μεταφέρει ένα ηλεκτρικό σήμα. Μήπως οι καταναλωτές διαθέτουν σε οικίες και χώρους εργασίας ένα επιπλέον χάλκινο μέσο πέραν του συνδρομητικού βρόχου; Η απάντηση είναι καταφατική και δεν είναι άλλη από το δίκτυο ηλεκτροδότησης χαμηλής και μέσης τάσης. Η χρήση του δικτύου ηλεκτροδότησης ως τηλεπικοινωνιακού μέσου, πέρα από τις όποιες τεχνικές δυσκολίες, συγκεντρώνει και σημαντικά πλεονεκτήματα. Πρώτον βρίσκεται παντού και είναι προσβάσιμο και από τους πλέον απομακρυσμένους καταναλωτές. Η χρήση του δεν επιβαρύνει τον χώρο με αύξηση της ακτινοβολίας. Είναι ένα ήδη εγκατεστημένο μέσο οπότε αποφεύγεται τυχόν επιπλέον καλωδίωση. Έτσι το κόστος εγκατάστασης και συντήρησης του μέσου είναι μηδαμινό, γεγονός που το καθιστά εν δυνάμει ανταγωνιστικό προς το συνδρομητικό βρόχο. Κατά αυτό τον τρόπο δύναται να πληγεί το μονοπώλιο του συνδρομητικού βρόχου προς όφελος μείωσης του κόστους των ευρυζωνικών υπηρεσιών.

Στην παρούσα διατριβή εξετάζεται η δυνατότητα μετάδοσης τηλεπικοινωνιακών σημάτων μέσω του δικτύου ηλεκτροδότησης (τηλεπικοινωνίες γραμμών ισχύος- Power Line Communications). Αρχικά παρουσιάζονται οι τεχνικές δυσκολίες ενός τέτοιου εγχειρήματος και οι λύσεις που έχουν προταθεί στη διεθνή βιβλιογραφία. Στη συνέχεια εστιάζουμε στη μελέτη ενός οικιακού δικτύου ηλεκτροδότησης χαμηλής τάσης ως τηλεπικοινωνιακού διαύλου. Προτείνεται ένα αμιγώς ψηφιακό σύστημα εκπομπής-

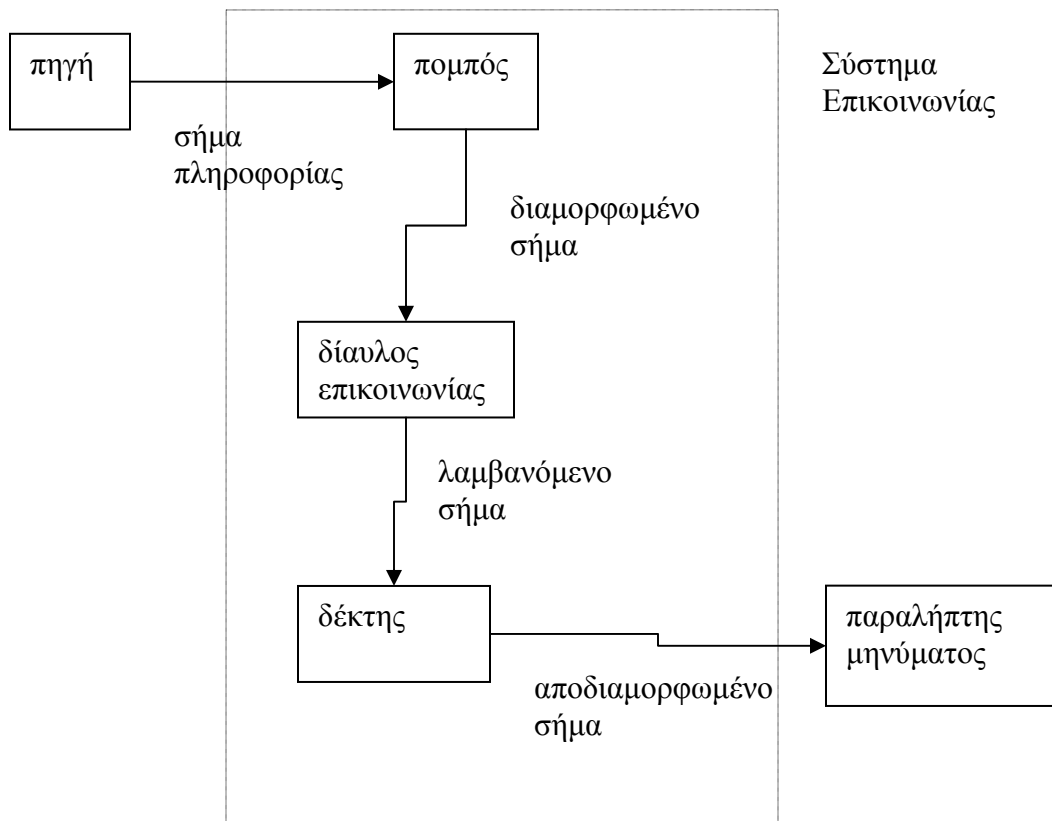
λήψης δεδομένων (πομπός- δέκτης) πάνω από ένα τέτοιο κανάλι. Η σχεδίαση πομπού και δέκτη βασίζεται στην τεχνολογία Software Defined Radio- SDR και χρησιμοποιούνται ολοκληρωμένα chip FPGA (Field Programmable Gate Arrays). Έπειτα από μια σύντομη παρουσίαση της τεχνολογίας SDR, αναλύεται η φυσική λειτουργία του συστήματος. Παρέχονται προσομοιώσεις της λειτουργίας του συστήματος σε περιβάλλον Matlab ενώ παρουσιάζονται και οι πρώτες πειραματικές δοκιμές σε πραγματικό περιβάλλον. Ως κανάλι χρησιμοποιούμε για αρχή ένα απλό ομοαξονικό καλώδιο. Στο σημείο αυτό δίνεται ιδιαίτερη προσοχή στο θέμα του συγχρονισμού μεταξύ πομπού και δέκτη, στο ζήτημα δηλαδή της ακριβούς ανάκτησης των εκπεμπόμενων πλαισίων του πομπού από το δέκτη. Στη συνέχεια εξετάζουμε κατάλληλες διατάξεις προσαρμογής του συστήματος στο PLC κανάλι, την επίδρασή τους στην επίδοση του συστήματος και προτείνονται βελτιώσεις. Έπειτα παρουσιάζεται η λειτουργία του συστήματος στο δίκτυο των γραμμών τάσης. Προτείνονται διάφορες παραλλαγές του αρχικού συστήματος, οι οποίες δοκιμάζονται στον PLC δίαυλο και αξιολογούνται από δείκτες επίδοσης όπως ο ρυθμός μετάδοσης και ο ρυθμός λαθών. Οι επιδόσεις των διαφόρων παραλλαγών του τηλεπικοινωνιακού συστήματος παρουσιάζονται συγκριτικά και παρέχεται πλήρης θεωρητική επεξήγησή τους.

Πριν προχωρήσουμε στην ανάλυση του PLC καναλιού και του συστήματος εκπομπής-λήψης, κρίνεται σκόπιμη η παρουσίαση ορισμένων εισαγωγικών εννοιών για μετάδοση τηλεπικοινωνιακών (ψηφιακών) σημάτων και ζητημάτων ψηφιακής δειγματοληψίας, ώστε η κατανόηση της ουσίας του προβλήματος να είναι εύληπτη από τον αναγνώστη.

1ο Κεφάλαιο: Εισαγωγικές Έννοιες

1.1 Μοντέλο Τηλεπικοινωνιακού Συστήματος

Σκοπός ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος είναι η μετάδοση μηνυμάτων που φέρουν πληροφορία από μία πηγή κάπου στο χώρο προς κάποιον απομακρυσμένο χρήστη [1]. Τα μηνύματα αυτά δεν είναι παρά σήματα ηλεκτρικής φύσεως που καλούνται σήματα πληροφορίας (information signals). Το σχήμα 1.1.1 δείχνει το δομικό διάγραμμα ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος.



Σχήμα 1.1.1. Μοντέλο τηλεπικοινωνιακού συστήματος.

Το σύστημα αποτελείται από:

- Τον πομπό (transmitter)
- Τον διάυλο επικοινωνίας ή κανάλι (communication channel)
- Και τον δέκτη (receiver).

Κύρια αποστολή του πομπού είναι η μετατροπή του σήματος πληροφορίας σε μια μορφή κατάλληλη για μετάδοση μέσω του διαύλου. Η μετατροπή αυτή καλείται διαμόρφωση και περιλαμβάνει τη μεταβολή κάποιας εκ των παραμέτρων μιας φέρουσας κυματομορφής (carrier) σύμφωνα με το σήμα πληροφορίας. Σαν φέρουσες επιλέγονται

ημιτονικές κυματομορφές όπου το πλάτος ή η συχνότητα ή η φάση εξαρτώνται από το σήμα πληροφορίας.

Ο δίαυλος επικοινωνίας μπορεί να είναι μια γραμμή μεταφοράς (τηλεφωνικό καλώδιο, γραμμή ηλεκτροδότησης), μια οπτική ίνα ή ο ελεύθερος χώρος όπου το σήμα εκπέμπεται και διαδίδεται σαν ηλεκτρομαγνητικό κύμα (ραδιοφωνία, τηλεόραση, κινητή κυψελωτή τηλεφωνία). Κατά τη διάδοση μέσω του διαύλου το σήμα εξασθενεί λόγω απόσβεσης-απορρόφησης και παραμορφώνεται λόγω μη γραμμικοτήτων στην απόκριση συχνότητας του διαύλου. Επίσης ο δίαυλος δύναται να προσθέτει και θόρυβο ή και παρεμβολές υποβαθμίζοντας περαιτέρω την ποιότητα του μεταδιδόμενου σήματος.

Λέγοντας θόρυβο εννοούμε ένα ανεπιθύμητο σήμα που δυσχεραίνει την λειτουργία του συστήματος και αποτελείται από ασυσχέτιστα τυχαία σήματα διαφορετικής προέλευσης.

Με τον όρο παρεμβολές χαρακτηρίζεται η συνύπαρξη στο ίδιο εύρος συχνοτήτων με το επιθυμητό σήμα άλλων ανεπιθύμητων σημάτων. Οι παρεμβολές είναι φαινόμενο ανεξάρτητο του θορύβου και οφείλονται στη χρησιμοποίηση των ίδιων συχνοτικών ζωνών από δύο ή περισσότερους χρήστες, στη μη ιδανική συμπεριφορά των φίλτρων ραδιοσυχνοτήτων και σε μη γραμμικά φαινόμενα κατά την ενίσχυση του μεταδιδόμενου σήματος. Η μη ιδανική συμπεριφορά των RF φίλτρων αδυνατεί να καταπιέσει ανεπιθύμητες φασματικές ουρές ενώ η μη γραμμική ενίσχυση οδηγεί σε ανεπιθύμητα παράγωγα σήματα- αρμονικές, δηλαδή σήματα περί μια συχνότητα πολλαπλάσια της φέρουσας συχνότητας του εκπεμπόμενου σήματος.

Σκοπός του δέκτη είναι η αναδημιουργία του αρχικού σήματος πληροφορίας από το αλλοιωμένο- κατά τη διέλευσή του από το δίαυλο- διαμορφωμένο σήμα. Η διαδικασία αυτή καλείται αποδιαμόρφωση. Η εξασθένηση και η παραμόρφωση που υπέστη το μεταδιδόμενο σήμα καθιστούν αδύνατη την πιστή αναπαραγωγή του αρχικού σήματος. Συνήθως πομπός και δέκτης σχεδιάζονται κατάλληλα ώστε να ελαχιστοποιείται η επίδραση του διαύλου στην ποιότητα λήψης. Η επιλογή του κατάλληλου σχήματος διαμόρφωσης συνεισφέρει στην αντιμετώπιση θορύβου και παραμόρφωσης καθότι μερικά σχήματα διαμόρφωσης είναι λιγότερο ευαίσθητα από άλλα στα αποτελέσματα της παραμόρφωσης.

Κατά τη σχεδίαση ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος βασικοί παράγοντες είναι η ισχύς εκπομπής (transmitted power) και το εύρος ζώνης του διαύλου (bandwidth). Αυξημένη εκπεμπόμενη ισχύς αντισταθμίζει την επίδραση της εξασθένησης του διαύλου, μπορεί όμως να αποτελέσει αιτία παρενόχλησης προς άλλα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Όσο μεγαλύτερο το χρησιμοποιούμενο εύρος ζώνης τόσο μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων στο δίαυλο μπορούμε να επιτύχουμε (θεώρημα Shannon για χωρητικότητα διαύλου), ωστόσο θα πρέπει να γίνεται μια ορθολογική κατανομή του φάσματος σε διαφορετικές εφαρμογές για να αποφεύγονται οι παρεμβολές. Για τους λόγους αυτούς η διεθνής ένωση τηλεπικοινωνιών (ITU-R) ορίζει τη ζώνη συχνοτήτων και τα όρια εκπομπής για κάθε εφαρμογή με τα οποία θα πρέπει να συμμορφώνεται κάθε τηλεπικοινωνιακό σύστημα.

1.2 Σήματα- Ορισμοί

1.2.1 Αναλογικό σήμα

Αναλογικό καλείται το σήμα που είναι μια συνεχής συνάρτηση του χρόνου και λαμβάνει συνεχείς τιμές που καλούνται πλάτος του σήματος.

1.2.2 Ισχύς σημάτων

Σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα, ένα σήμα μπορεί να παριστάνει μια τάση ή ένα ρεύμα. Θεωρούμε τάση $v(t)$ που αναπτύσσεται στα άκρα αντίστασης R δημιουργώντας ρεύμα $i(t)$. Η στιγμιαία ισχύς που καταναλώνεται στην αντίσταση ορίζεται ως:

$$p = \frac{|v(t)|^2}{R} \quad \text{ή} \quad p = R \cdot |i(t)|^2.$$

Κανονικοποιώντας ως προς μοναδιαία αντίσταση και θεωρώντας ένα σήμα $x(t)$ (είτε τάσης είτε ρεύματος) ορίζουμε τη στιγμιαία ισχύ του σήματος σαν

$$p = |x(t)|^2$$

και τη μέση ισχύ ως

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \cdot \int_{-T}^T |x(t)|^2 dt.$$

1.3 Ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας

Σύμφωνα με την ανάλυση Fourier, ένα σήμα μπορεί να παρασταθεί ισοδύναμα από ένα άθροισμα διαφόρων αρμονικών συνιστωσών. Η ακριβής μαθηματική περιγραφή εκφράζεται ως εξής:

$$g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} G(f) \cdot \exp(j2\pi f \cdot t) \cdot df \quad (1)$$

Άρα ένα οποιοδήποτε σήμα που εκφράζεται ως συνάρτηση του χρόνου $g(t)$ μπορεί να περιγραφεί από ένα άθροισμα περιοδικών σημάτων $e^{j2\pi ft}$ με συχνότητα f . Κάθε περιοδικό σήμα διαθέτει και διαφορετικό πλάτος το οποίο συμβολίζεται ως $G(f)$. Τα σήματα $e^{j2\pi ft}$ είναι εν γένει μιγαδικά σήματα και στην πράξη είναι ημιτονοειδής φύσεως.

Ένα σήμα μπορεί να περιγραφεί από την τιμή που λαμβάνει το πλάτος του με την πάροδο του χρόνου ($g(t)$). Η περιγραφή αυτή καλείται αναπαράσταση στο πεδίο του χρόνου.

Εναλλακτικά ένα σήμα μπορεί να περιγραφεί αναφέροντας τη συχνότητα της εκθετικής συνάρτησης και την τιμή που λαμβάνει το πλάτος της συνάρτησης για τη δεδομένη συχνότητα ($G(f)$). Η περιγραφή αυτή καλείται αναπαράσταση στο πεδίο της συχνότητας. Η συνάρτηση $G(f)$ καλείται φάσμα (spectrum) του σήματος $g(t)$. Οι τιμές των πλατών των αρμονικών συναρτήσεων καλούνται φασματικοί συντελεστές. Στη γενική περίπτωση η συνάρτηση $G(f)$ είναι μια συνεχής συνάρτηση της συχνότητας. Η έκφραση της $G(f)$ προκύπτει απευθείας από την περιγραφή $g(t)$ μέσω της σχέσης:

$$G(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t) \cdot \exp(-j2\pi f \cdot t) dt \quad (2)$$

Η σχέση (2) καλείται μετασχηματισμός Fourier ενώ η σχέση (1) αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier.

1.4 Μετάδοση Σημάτων μέσω Γραμμικών Συστημάτων

Με τον όρο σύστημα (system) αναφερόμαστε σε κάθε φυσική διάταξη που παράγει ένα σήμα εξόδου σε απάντηση ενός σήματος εισόδου. Το σήμα εξόδου καλείται διέγερση και το σήμα εξόδου απόκριση.

Ένα σύστημα καλείται γραμμικό όταν σε αυτό ισχύει η αρχή της υπέρθεσης, δηλαδή όταν η απόκρισή του σε ένα αριθμό διεγέρσεων, οι οποίες εφαρμόζονται ταυτόχρονα, είναι ίση με το άθροισμα των αποκρίσεων του συστήματος, όταν κάθε μία από αυτές τις διεγέρσεις εφαρμοστεί ξεχωριστά. Ως παράδειγμα γραμμικών συστημάτων αναφέρουμε τα φίλτρα και τους τηλεπικοινωνιακούς διαύλους.

Στο πεδίο του χρόνου, ένα γραμμικό σύστημα περιγράφεται με την κρουστική του απόκριση (impulse response) που ορίζεται ως η απόκριση του συστήματος $h(t)$ (με μηδενικές αρχικές συνθήκες) σε μία μοναδιαία κρουστική συνάρτηση (συνάρτηση δέλτα $\delta(t)$) που εφαρμόζεται στην είσοδο του συστήματος. Για οποιαδήποτε είσοδο $x(t)$ η έξοδος του συστήματος $y(t)$ περιγράφεται από τη σχέση

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau$$

Η σχέση αυτή καλείται ολοκλήρωμα συνέλιξης (convolution integral).

Η κρουστική απόκριση $h(t)$ στο πεδίο του χρόνου μετασχηματίζεται σε μια συνάρτηση $H(f)$ στο πεδίο της συχνότητας σύμφωνα με το μετασχηματισμό Fourier. Η συνάρτηση $H(f)$ καλείται συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος.

Στο πεδίο της συχνότητας, αποδεικνύεται ότι η έξοδος ενός γραμμικού συστήματος δίνεται από την έκφραση:

$$Y(f) = H(f) \cdot X(f)$$

Επομένως ένα γραμμικό σύστημα μπορεί να περιγραφεί στο πεδίο της συχνότητας λαμβάνοντας υπόψη ότι ο μετασχηματισμός Fourier της εξόδου είναι ίσος με το γινόμενο της συνάρτησης μεταφοράς του συστήματος και του μετασχηματισμού Fourier της εισόδου.

1.5 Τηλεπικοινωνιακοί Δίαυλοι

Με τον όρο δίαυλο αναφερόμαστε στο μέσο μετάδοσης που συνδέει τον πομπό και το δέκτη ενός συστήματος επικοινωνίας.

1.5.1 Μετάδοση χωρίς παραμόρφωση

Με τον όρο μετάδοση χωρίς παραμόρφωση εννοούμε ότι το σήμα εξόδου ενός διαύλου επικοινωνίας είναι ακριβές αντίγραφο του σήματος εισόδου εκτός από μια πιθανή αλλαγή του πλάτους του και μια χρονική καθυστέρηση. Στο πεδίο του χρόνου, αν υποθέσουμε ένα σήμα $x(t)$ ως είσοδο, θα λάβουμε ως έξοδο ένα σήμα $y(t)$ της μορφής $y(t) = K \cdot x(t - t_0)$. Η σταθερά K αντιπροσωπεύει τη μεταβολή του πλάτους και η σταθερά t_0 την καθυστέρηση της μετάδοσης.

Στο πεδίο της συχνότητας, για να έχουμε μετάδοση χωρίς παραμόρφωση θα πρέπει η συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου να πληροί την σχέση $H(f) = K \cdot \exp(-j2\pi f \cdot t_0)$. Θα πρέπει δηλαδή η απόκριση πλάτους να είναι σταθερή για όλες τις συχνότητες και ίση με K , ενώ η απόκριση φάσης θα πρέπει ταυτόχρονα να είναι γραμμική συνάρτηση της συχνότητας.

Συνήθως ο παράγοντας K της μεταβολής πλάτους είναι μικρότερος του 1, κάτι που σημαίνει ότι το σήμα εξασθενεί κατά τη διέλευσή του από το δίαυλο. Όταν ο παράγοντας $K < 1$ είναι σταθερός για όλες τις συνιστώσες του σήματος, το φαινόμενο αυτό καλείται εξασθένηση. Τούτο δεν αποτελεί κατ' ανάγκη πρόβλημα διότι μπορεί να αντισταθμιστεί στη λήψη με ένα ενισχυτή κέρδους. Όταν όμως η απόκριση πλάτους του διαύλου δεν είναι σταθερή συναρτήσει της συχνότητας, τότε οι συνιστώσες συχνότητες του σήματος μεταδίδονται με διαφορετικό βαθμό εξασθένησης. Το φαινόμενο αυτό συνιστά παραμόρφωση πλάτους.

Μια δεύτερη μορφή παραμόρφωσης προκύπτει όταν η απόκριση φάσης του διαύλου δεν είναι γραμμική συνάρτηση της συχνότητας. Σε αυτή την περίπτωση κάθε μια από τις συνιστώσες συχνότητες του σήματος εισόδου υπόκειται σε διαφορετική καθυστέρηση περνώντας μέσω του διαύλου με αποτέλεσμα το σήμα εξόδου να έχει μια διαφορετική

κυματομορφή από το σήμα εισόδου. Η μορφή αυτή παραμόρφωσης καλείται παραμόρφωση φάσης ή παραμόρφωση καθυστέρησης.

Στην πράξη, δίαυλοι χωρίς παραμόρφωση δεν είναι δυνατό να υπάρξουν. Σε επόμενες ενότητες θα μελετήσουμε δύο χαρακτηριστικές κατηγορίες διαύλων, τις γραμμές μεταφοράς και τις ασύρματες ζεύξεις.

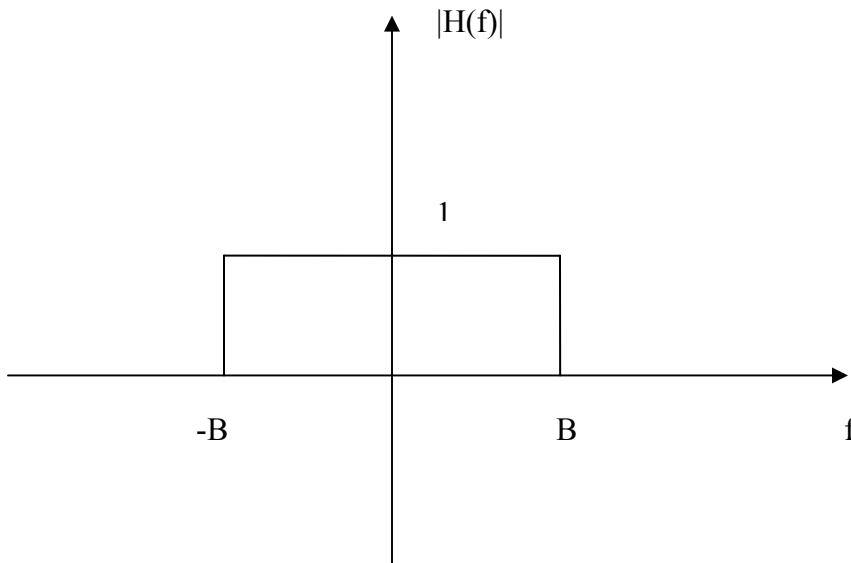
1.6 Φίλτρα

Φίλτρο είναι μια διάταξη επιλογής συχνοτήτων η οποία χρησιμοποιείται για να περιορίσει το φάσμα ενός σήματος σε μια συγκεκριμένη ζώνη συχνοτήτων. Η απόκριση συχνότητας ενός φίλτρου χαρακτηρίζεται από μια ζώνη διέλευσης και μια ζώνη αποκλεισμού. Οι συχνότητες μέσα στη ζώνη διέλευσης μεταδίδονται με μικρή ή καθόλου παραμόρφωση ενώ εκείνες στη ζώνη αποκλεισμού απορρίπτονται. Ανάλογα με τις τιμές των συχνοτήτων της περιοχής διέλευσης, ένα φίλτρο μπορεί να είναι βαθυπερατό (low pass), υψιπερατό (high pass), ζωνοπερατό (band pass), ή ζωνοφρακτικό (band stop) αν μεταδίδει χαμηλές, υψηλές, ενδιάμεσες ή όλες εκτός από τις ενδιάμεσες συχνότητες αντίστοιχα.

Στο πεδίο της συχνότητας προκύπτουν οι εξής εκφράσεις για τη συνάρτηση μεταφοράς

- Ιδανικό Βαθυπερατό Φίλτρο

$$H(f) = \begin{cases} \exp(-j2\pi f \cdot t_0) & , \quad -B \leq f \leq B \\ 0 & , \quad |f| > B \end{cases}$$

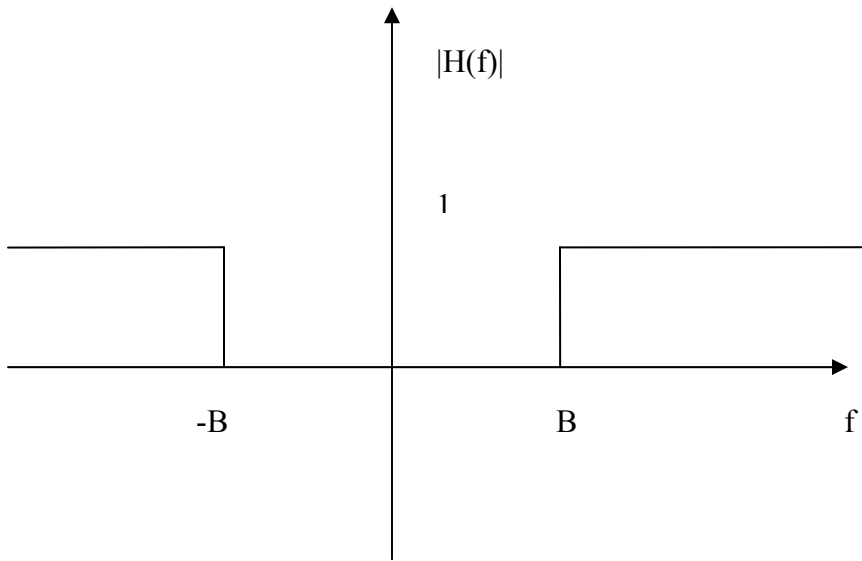


Σχήμα 1.6.1. Απόκριση πλάτους ιδανικού βαθυπερατού φίλτρου

Η περιοχή συχνοτήτων 0 ως B καλείται εύρος ζώνης του φίλτρου ή λέμε ότι το φίλτρο έχει εύρος ζώνης B.

- Ιδανικό υπερπερατό φίλτρο

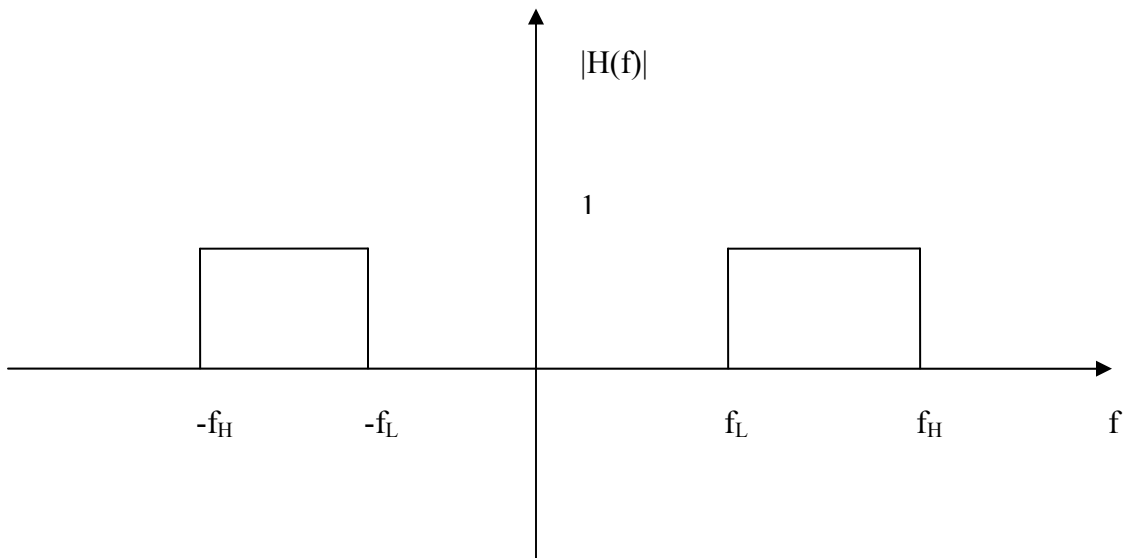
$$H(f) = \begin{cases} \exp(-j2\pi f \cdot t_0) & , \quad |f| > B \\ 0 & , \quad -B \leq f \leq B \end{cases}$$



Σχήμα 1.6.2. Απόκριση πλάτους ιδανικού υπερπερατού φίλτρου

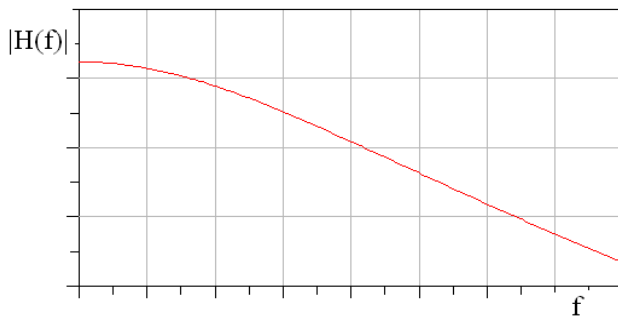
- Ιδανικό ζωνοπερατό φίλτρο

$$H(f) = \begin{cases} \exp(-j2\pi f \cdot t_0) & , \quad f_L \leq |f| \leq f_H \\ 0 & , \quad \text{αλλού} \end{cases}$$

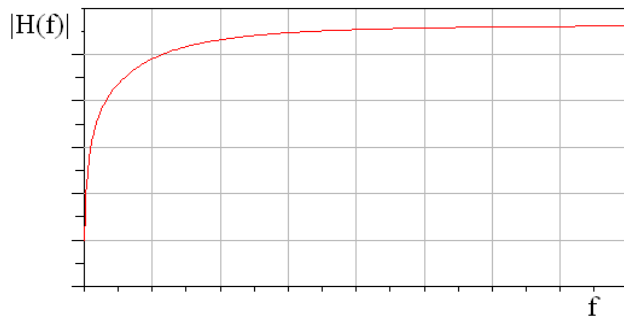
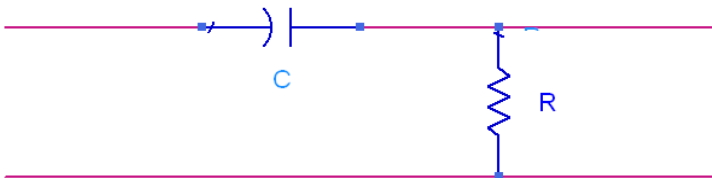


Σχήμα 1.6.3. Απόκριση πλάτους ιδανικού ζωνοπερατού φίλτρου

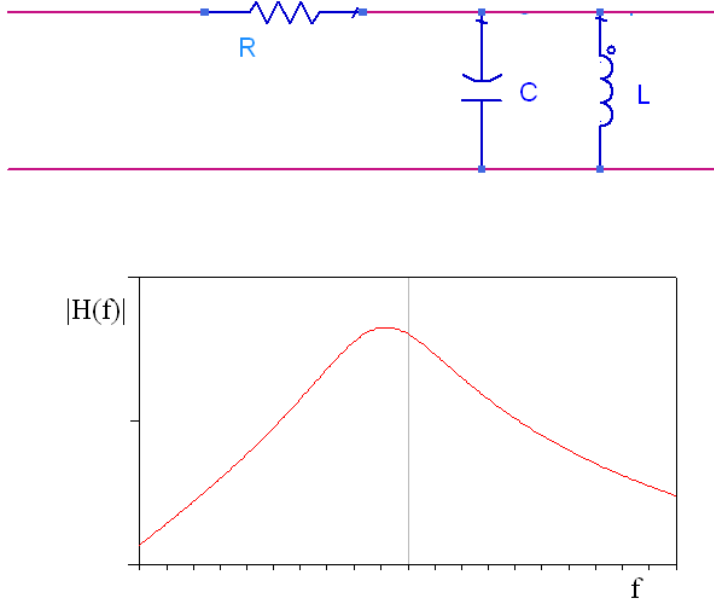
Στην πράξη δεν είναι δυνατό να πετύχουμε παρά μόνο προσεγγίσεις των συναρτήσεων μεταφοράς των ιδανικών φίλτρων. Παραθέτουμε στη συνέχεια ορισμένα απλά πραγματικά φίλτρα με αντιστάτες, πυκνωτές και πηνία καθώς και τις χαρακτηριστικές της απόκρισης πλάτους.



Σχήμα 1.6.4. Βαθυπερατό Φίλτρο



Σχήμα 1.6.5. Υψιπερατό Φίλτρο



Σχήμα 1.6.6. Ζωνοπερατό Φίλτρο

1.7 Ψηφιακά Σήματα

Ένα σήμα καλείται σήμα διακριτού χρόνου όταν ορίζεται μόνο σε διακριτές χρονικές στιγμές, που είναι συνήθως ομοιόμορφα κατανομημένες. Τα σήματα διακριτού χρόνου περιγράφονται σαν σειρές δειγμάτων των οποίων τα πλάτη μπορούν να λάβουν συνεχείς τιμές.

Συνήθως ένα σήμα διακριτού χρόνου προκύπτει από ένα αναλογικό σήμα μέσω μιας διαδικασίας που καλείται περιοδική δειγματοληψία. Κατά τη δειγματοληψία ενός αναλογικού σήματος $x_c(t)$ προκύπτει μια ακολουθία δειγμάτων $x[n]$ σύμφωνα με τη σχέση

$$x[n] = x_c(nT) \quad , \quad -\infty < n < +\infty \quad (3)$$

Στη σχέση (3), η μεταβλητή T καλείται περίοδος δειγματοληψίας (σε sec) και το αντίστροφό της $f_s = \frac{1}{T}$ καλείται συχνότητα δειγματοληψίας (σε δείγματα ανά

δευτερόλεπτο). Συχνά η συχνότητα δειγματοληψίας ορίζεται και σαν $\Omega_s = \frac{2\pi}{T}$ σε rad/sec .

Κατά αντιστοιχία προς τα αναλογικά σήματα, τα σήματα μπορούν να εκφραστούν και στο πεδίο της συχνότητας μέσω ενός ζεύγους μετασχηματισμού Fourier ως εξής [2]:

$$x[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\omega}) \cdot e^{j\omega n} d\omega \quad (4)$$

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[n] \cdot e^{-j\omega n} \quad (5)$$

Η σχέση (5) συνιστά τον ευθύ μετασχηματισμό Fourier και εκφράζει την τιμή του πλάτους του σήματος για κάθε φασματική συνιστώσα ω . Ο μετασχηματισμός Fourier είναι μια συνεχής συνάρτηση της συχνότητας παρόλο που το σήμα $x[n]$ είναι διακριτό. Η σχέση (4) αποτελεί τον αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier.

Τα δείγματα ενός σήματος διακριτού χρόνου μπορούν να χαρακτηριστούν κβαντισμένα όταν το πλάτος του σήματος επιτρέπεται να λάβει μόνο ένα πεπερασμένο σύνολο διακριτών τιμών. Κάθε διακριτή στάθμη ενός κβαντισμένου σήματος είναι δυνατό να αντιστοιχισθεί σε ένα κωδικό αριθμό μέσω μιας διαδικασίας που λέγεται κωδικοποίηση. Ένα διακριτό σήμα που είναι ταυτόχρονα κβαντισμένο και κωδικοποιημένο καλείται ψηφιακό.

Τα σήματα που επεξεργάζεται ένας ηλεκτρονικός υπολογιστής είναι ψηφιακά σήματα. Η ψηφιακή μορφή προσφέρει ταχύτερη, πιο σύνθετη και πιο ακριβή επεξεργασία από ότι η αναλογική. Για τούτο στα σύγχρονα συστήματα, τα ψηφιακά σήματα τείνουν να εκτοπίζουν –κατά το δυνατό– τα αναλογικά σήματα. Πάντως οι είσοδοι και οι έξοδοι ενός συστήματος ψηφιακής επεξεργασίας τις περισσότερες φορές θα είναι αναλογικά σήματα, μια και τα περισσότερα ερεθίσματα του φυσικού κόσμου (εικόνα, φωνή, μουσική) είναι συνεχείς συναρτήσεις του χρόνου που λαμβάνουν συνεχείς τιμές.



Σχήμα 1.7.1. Μοντέλο ψηφιακής επεξεργασίας.

Ένα τυπικό σύστημα ψηφιακής επεξεργασίας εικονίζεται στο σχήμα 1.7.1. Ένα αναλογικό σήμα μπορεί να μετατραπεί σε ψηφιακή μορφή με δειγματοληψία στο χρόνο, κβαντισμό και κωδικοποίησή του. Η διαδικασία της δειγματοληψίας υλοποιείται από έναν αναλογικό – ψηφιακό μετατροπέα (analog – to – digital converter – ADC). Όταν το ψηφιακό σήμα υποστεί την όποια επεξεργασία, επανέρχεται σε αναλογική μορφή μέσω ενός ψηφιακό – αναλογικού μετατροπέα (digital – to – analog converter – DAC).

Η διαδικασία της δειγματοληψίας εν γένει είναι μη αναστρέψιμη, δηλαδή δοθείσης της εξόδου του ADC δεν είναι δυνατό τις περισσότερες φορές να ανακατασκευάσεις την αναλογική είσοδο του δειγματολήπτη καθώς πολλά αναλογικά σήματα μπορεί να δώσουν την ίδια ακολουθία ψηφιακών δειγμάτων. Με άλλα λόγια δεν υπάρχει μια αμφιμονοσήμαντη αντιστοιχία μεταξύ του αναλογικού σήματος και των ψηφιακών δειγμάτων του, εκτός και αν τεθούν ορισμένοι περιορισμοί για το αναλογικό σήμα εισόδου του δειγματολήπτη. Όπως θα φανεί στα επόμενα, για να έχουμε ανακατασκευή του αρχικού σήματος θα πρέπει το διπλάσιο της μέγιστης συχνότητας του αναλογικού σήματος να είναι μικρότερο της συχνότητας δειγματοληψίας.

Ο δειγματολήπτης λαμβάνει δείγματα ενός αναλογικού σήματος $x_c(t)$ ανά T μονάδες χρόνου. Η διαδικασία αυτή υλοποιείται με πολλαπλασιασμό (διαμόρφωση) του σήματος $x_c(t)$ από ένα περιοδικό συρμό κρουστικών συναρτήσεων της μορφής:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT)$$

οπότε προκύπτει το δειγματοληπτημένο σήμα:

$$x_s(t) = x_c(t) \cdot s(t).$$

Θεωρούμε ότι το αναλογικό σήμα $x_c(t)$ έχει μέγιστη συχνότητα Ω_N με μετασχηματισμό Fourier $X_c(j\Omega)$. Το φάσμα του εικονίζεται στο σχ.(1.7.2-a).

Αποδεικνύεται ότι η περιοδική παλμοσειρά έχει μετασχηματισμό Fourier

$$S(j\omega) = \frac{2\pi}{T} \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega - k\Omega_s)$$

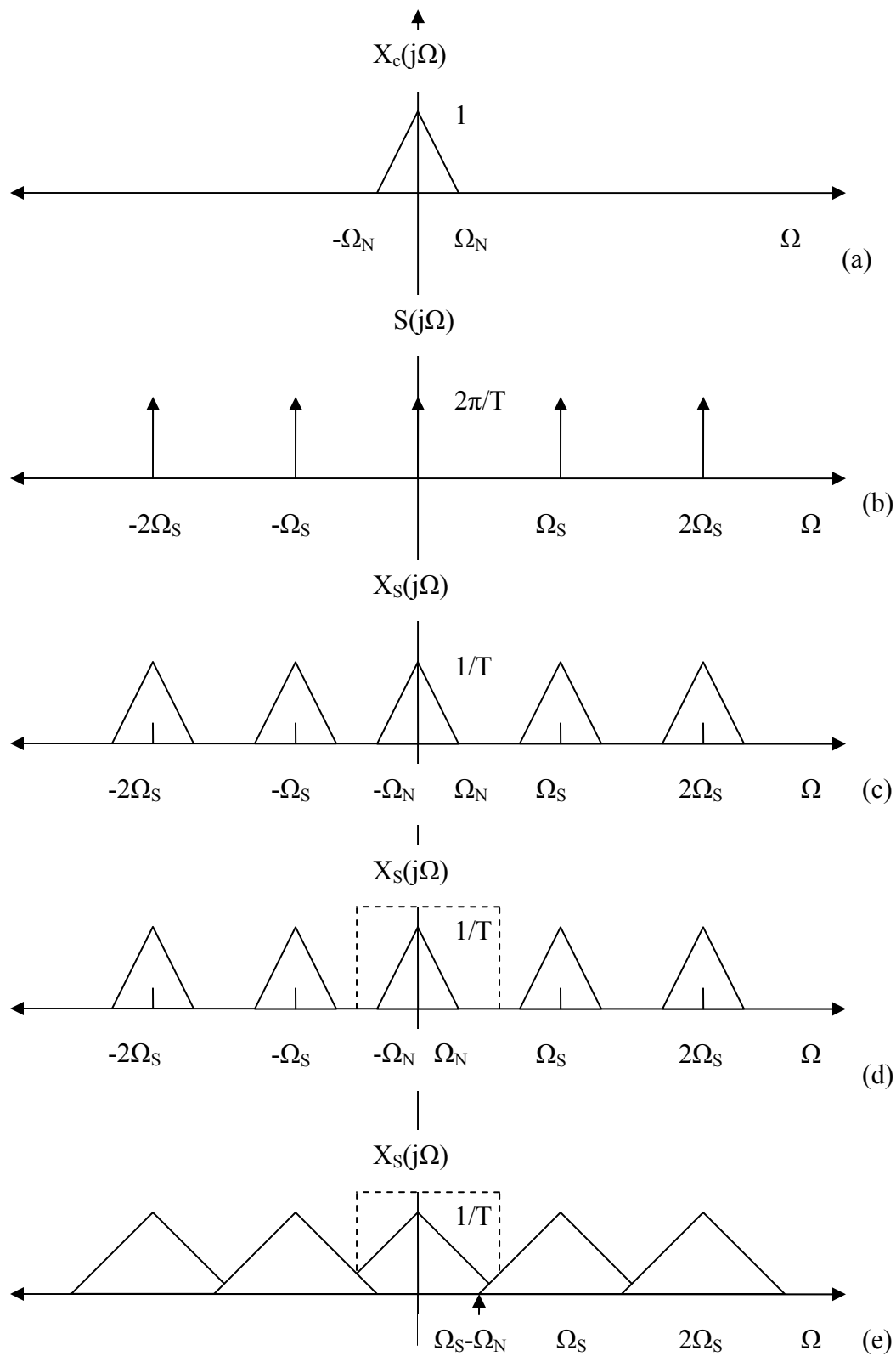
όπου Ω_s η συχνότητα δειγματοληψίας (σε rad/sec). Το φάσμα του σήματος $s(t)$ εικονίζεται στο σχ. (1.7.2-b). Όπως προκύπτει από τις ιδιότητες του Μ/Σ Fourier, το φάσμα του δειγματοληπτημένου σήματος $x_s(t)$ θα δίνεται από τη σχέση:

$$X_s(j\omega) = \frac{1}{2\pi} X_c(j\Omega) * S(j\Omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} X_c(j(\Omega - k\Omega_s))$$

Το φάσμα του σήματος $x_s(t)$ αποτελείται από περιοδικά επαναλαμβανόμενα αντίγραφα του φάσματος του αναλογικού σήματος $x_c(t)$. Τα φασματικά αντίγραφα του σήματος $x_c(t)$ απέχουν μεταξύ τους κατά Ω_s , όσο δηλαδή η συχνότητα δειγματοληψίας, όπως φαίνεται στο σχ. (1.7.2-c).

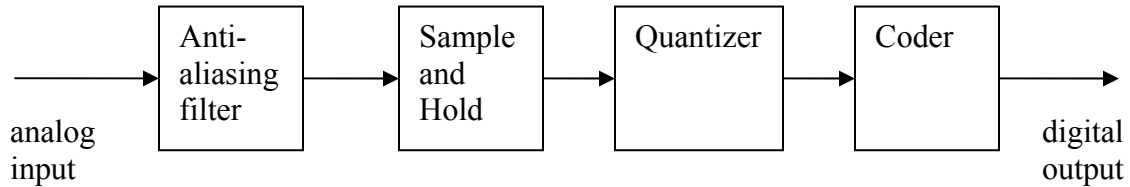
Από το σχ. (1.7.2-d) προκύπτει ότι το αρχικό σήμα $x_c(t)$ μπορεί να ανακατασκευαστεί αν το σήμα $x_s(t)$ υποστεί βαθυπερατό φιλτράρισμα. Άρα η μετατροπή ψηφιακού σήματος σε αναλογικό δεν είναι τίποτα άλλο από τη διέλευση του ψηφιακού σήματος μέσα από ένα βαθυπερατό φίλτρο.

Απαραίτητη συνθήκη για να ανακατασκευαστεί το αρχικό σήμα είναι να ισχύει η συνθήκη $\Omega_S > 2 \cdot \Omega_N$. Σε αντίθετη περίπτωση, τα φασματικά αντίγραφα του $X_c(j\Omega)$ προστίθενται κατά τέτοιο τρόπο στο σήμα $X_s(j\Omega)$ ώστε το σήμα $X_c(j\Omega)$ δεν είναι πλέον ανακτήσιμο με βαθυπερατό φιλτράρισμα (σχ. 1.7.2-e). Έτσι αν $\Omega_S < 2 \cdot \Omega_N$, τότε από το φιλτράρισμα θα προκύψει ένα παραμορφωμένο αναλογικό σήμα. Το φαινόμενο αυτό καλείται αλλοίωση του φάσματος (aliasing).



Σχήμα 1.7.2. (a) Φάσμα αναλογικού σήματος, (b) Φάσμα περιοδικών κρουστικών παλμών, (c) Φάσμα ψηφιακού σήματος, (d) Ανακατασκευή αναλογικού σήματος από ψηφιακό, (e) Φαινόμενο aliasing.

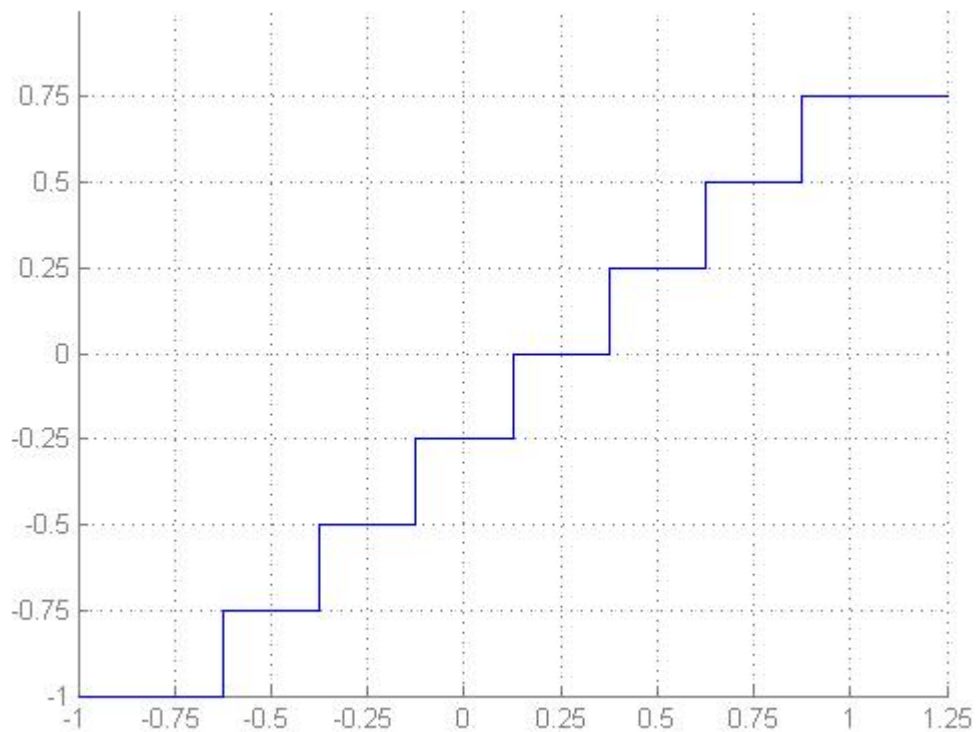
Στο σχήμα 1.7.3 φαίνεται αναλυτικότερα η λειτουργία ενός αναλογικό – ψηφιακού μετατροπέα.



Σχήμα 1.7.3. Δομικό Διάγραμμα ADC

Επειδή το αναλογικό σήμα εισόδου πιθανό να μην είναι ζωνοπεριορισμένο, θα πρέπει να φιλτραριστεί από ένα κατάλληλο βαθυπερατό φίλτρο ώστε να αποφευχθούν φαινόμενα φασματικής αλλοίωσης κατά τη δειγματοληψία (aliasing). Το εύρος ζώνης f_N του φίλτρου θα πρέπει να επιλεγεί κατάλληλα ώστε να μην χάνεται σημαντική φασματική πληροφορία του αρχικού σήματος.

Ακολουθεί το καθεαυτό κύκλωμα δειγματοληψίας όπου το αναλογικό σήμα πολλαπλασιάζεται με ένα περιοδικό συρμό κρουστικών συρμών συχνότητας f_S . Η συχνότητα δειγματοληψίας θα πρέπει να επιλεγεί κατάλληλα ώστε να ισχύει $f_S > 2 \cdot f_N$. Ο κβαντιστής είναι ένα μη γραμμικό σύστημα που έχει ως προορισμό να αντιστοιχίζει την εκάστοτε τιμή πλάτους του δείγματος εισόδου σε μια τιμή που να ανήκει σε ένα σύνολο προδιαγεγραμμένων τιμών πλάτους. Οι προκαθορισμένες τιμές πλάτους καλούνται επίπεδα ή στάθμες κβαντισμού και συνήθως είναι ισαπέχουσες. Ένα παράδειγμα επιπέδων κβαντισμού εικονίζεται στο σχήμα 1.7.4. Οι τιμές των δειγμάτων εισόδου στρογγυλοποιούνται στην πλησιέστερη στάθμη κβαντισμού.



Quantization Levels	Two's complement code	Offset binary code
0.75 V	011	111
0.5 V	010	110
0.25 V	001	101
0 V	000	100
-0.25 V	111	011
-0.5 V	110	010
-0.75 V	101	001
-1 V	100	000

Σχήμα 1.7.4. Λειτουργία κβαντιστή.

Όπως φαίνεται στο σχ. 1.7.4, ο εν λόγω κβαντιστής μπορεί να χειριστεί σήματα από -1V έως $+1\text{V}$, άρα είναι κατάλληλος για σήματα πλάτους 1V το πολύ, που λαμβάνουν τόσο θετικές όσο και αρνητικές τιμές. Αν το σήμα εισόδου λάμβανε μόνο θετικές τιμές, τότε μια διαφορετική κατανομή των επιπέδων κβαντισμού θα ήταν κατάλληλη, όπως π.χ. στάθμες από 0V έως 1V με απόσταση 0.125V μεταξύ τους. Η απόσταση μεταξύ των κβαντισμένων σταθμών καλείται διακριτική ικανότητα του κβαντιστή. Η απόσταση μεταξύ ελάχιστης και μέγιστης τιμής σήματος που μπορεί να αναπαρασταθεί στον κβαντιστή καλείται δυναμική περιοχή. Στο παράδειγμα του σχ. 1.7.4 η δυναμική περιοχή είναι 2V και η διακριτική ικανότητα 0.25V . Αν έρθει σήμα εισόδου εκτός δυναμικής περιοχής, τότε κατά περίπτωση ο κβαντιστής θα δώσει ως έξοδο τη μέγιστη ή την ελάχιστη τιμή όπως φαίνεται και στο σχ.1.7.4. Σε μια τέτοια περίπτωση η απόκλιση του σήματος εξόδου από το σήμα εισόδου είναι μεγάλη με αποτέλεσμα αξιολογικό σφάλμα, εν

αντιθέσει με την περίπτωση σήματος εντός δυναμικής περιοχής όπου το μέγιστο σφάλμα περιορίζεται στο $\frac{1}{2}$ της διακριτικής ικανότητας. Από τα προηγούμενα προκύπτει ότι η εκλογή της κατάλληλης δυναμικής περιοχής και διακριτικής ικανότητας αποτελεί σημαντικό θέμα σε ένα κβαντιστή.

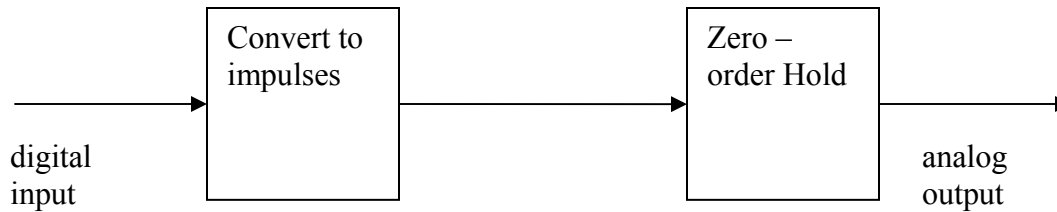
Παρατηρούμε ότι ο κβαντιστής του σχ.1.7.4 έχει ένα άρτιο αριθμό επιπέδων κβαντισμού. Με ένα άρτιο αριθμό σταθμών δεν είναι δυνατό να έχουμε ένα επίπεδο κβαντισμού για μηδενικό πλάτος και να έχουμε επίσης ίσο αριθμό θετικών και αρνητικών σταθμών κβαντισμού. Εν γένει τα επίπεδα κβαντισμού θα είναι μια δύναμη του 2, άρα άρτιος αριθμός, όμως ο αριθμός των σταθμών θα είναι πολύ μεγαλύτερος των 8, άρα αυτή η διαφορά μεταξύ θετικών και αρνητικών σταθμών θα είναι ασήμαντη.

Στο σχ.1.7.4 εικονίζεται επίσης και η λειτουργία του κωδικοποιητή, κατά την οποία σε κάθε στάθμη κβαντισμού αποδίδεται ένας κωδικός αριθμός. Ο αριθμός αυτός θα είναι η έξοδος του ADC και θα αποτελεί το ψηφιακό σήμα που θα υπηρεύεται πλέον στην όλη ψηφιακή επεξεργασία. Στο παράδειγμα του σχ.1.7.4, εφόσον υπάρχουν 8 επίπεδα κβαντισμού, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε ένα δυαδικό κώδικα των 3-bit για την κωδικοποίησή τους. Εν γένει 2^B επίπεδα κβαντισμού μπορούν να κωδικοποιηθούν από ένα κώδικα των B-bit.

Καταρχήν, οποιαδήποτε ανάθεση κωδικών λέξεων σε κβαντικές στάθμες είναι αποδεκτή, όμως ανάλογα με την εφαρμογή εμφανίζονται πλεονεκτήματα ή μειονεκτήματα. Για παράδειγμα στη δεξιά στήλη του σχ.1.7.4 ακολουθείται η κωδικοποίηση offset binary, κατά την οποία τα δυαδικά σύμβολα ανατίθενται κατά αύξουσα αριθμητική σειρά ξεκινώντας από τη στάθμη με τη μικρότερη τιμή. Ωστόσο κατά την ψηφιακή επεξεργασία συχνά θέλουμε να χρησιμοποιήσουμε ένα δυαδικό κώδικα που μας επιτρέπει αριθμητικές πράξεις κατευθείαν στις κωδικές λέξεις – αναπαραστάσεις των κβαντισμένων δειγμάτων. Ένας τέτοιος κώδικας είναι το συμπλήρωμα ως προς δύο που εικονίζεται στην αριστερή στήλη του σχ.1.7.4. Στο συμπλήρωμα ως προς δύο το αριστερότερο ή πιο σημαντικό bit θεωρείται ως bit προσήμου ενώ τα υπόλοιπα bit θεωρούνται είτε ως δυαδικοί ακέραιοι είτε ως κλάσματα. Αν νοηθούν ως κλάσματα – όπως στην περίπτωση του σχ.1.7.4- τότε ένας δυαδικός κώδικας συμπληρώματος ως προς δύο (B+1)- bit της μορφής $\alpha_0\alpha_1\alpha_2 \dots \alpha_B$ αντιστοιχίζεται στην τιμή

$-\alpha_0 2^0 + \alpha_1 2^{-1} + \alpha_2 2^{-2} + \dots + \alpha_B 2^{-B}$. Αν τα εναπομείναντα bits θεωρηθούν ως ακέραιοι τότε η κωδική λέξη $\alpha_0\alpha_1\alpha_2 \dots \alpha_B$ ισοδυναμεί με την τιμή $(-1)^{\alpha_0} \cdot (\alpha_B 2^0 + \alpha_{B-1} 2^1 + \dots + \alpha_2 2^{B-1} + \alpha_1 2^B)$.

Στο σχ.1.7.5 αναπαριστώνται τα δομικά τμήματα ενός ψηφιακό – αναλογικού μετατροπέα (DAC).



Σχήμα 1.7.5. Δομικό διάγραμμα DAC.

Η ακολουθία των δυαδικών κωδικών λέξεων του ψηφιακού σήματος αντιστοιχίζεται σε τιμές πλάτους ενός περιοδικού συρμού κρουστικών παλμών συχνότητας f_s (συχνότητα δειγματοληψίας του ADC) σε μια διαδικασία αντίστροφη της κωδικοποίησης που συμβαίνει στον ADC. Στη συνέχεια για να μετατραπεί το σήμα αυτό σε αναλογικό θα πρέπει να υποστεί βαθυπερατό φιλτράρισμα. Μια πρακτική τεχνική είναι η εφαρμογή ενός φίλτρου που θα διατηρεί στην έξοδό του την τιμή πλάτους κάθε δείγματος (κάθε κρουστικού παλμού) για χρόνο όσο η περίοδος δειγματοληψίας. Ένα τέτοιο φίλτρο καλείται zero – order hold και εμφανίζει συνάρτηση μεταφοράς:

$$H_0(j\Omega) = \frac{2 \sin(\Omega T/2)}{\Omega} \cdot e^{-j\Omega T/2}$$

Όπως προείπαμε, τα διακριτά σήματα – άρα και τα ψηφιακά σήματα – μπορούν να εκφραστούν και στο πεδίο της συχνότητας με τη βοήθεια του μετασχηματισμού Fourier. Το γεγονός όμως ότι αυτή η αναπαράσταση είναι μια συνεχής συνάρτηση της συχνότητας καθιστά τη μορφή αυτή δυσχερή για υπολογισμούς σε ψηφιακούς υπολογιστές. Για τούτο είναι αναγκαίο να εισάγουμε μία έκφραση που θα περιγράφει με τη μορφή διακριτής ακολουθίας το φάσμα ενός σήματος. Η αναπαράσταση αυτή καλείται Διακριτός Μετασχηματισμός Fourier (Discrete Fourier Transform – DFT). Αν θεωρήσουμε μια διακριτή – ψηφιακή ακολουθία $x[n]$ μήκους N δειγμάτων, τότε ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier εκφράζεται από τη σχέση

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N} \cdot k \cdot n} \quad \text{για } 0 \leq k < N.$$

Ο αντίστροφος διακριτός Μ/Σ Fourier (Inverse Discrete Fourier Transform – IDFT) δίνεται από τη σχέση

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] \cdot e^{+j\frac{2\pi}{N} \cdot k \cdot n} \quad \text{για } 0 \leq n < N.$$

Η πολυπλοκότητα των ανωτέρω σχέσεων του διακριτού μετασχηματισμού Fourier φανερώνει τη δυσκολία υπολογισμού του από ένα ψηφιακό υπολογιστή. Για τούτο κατά καιρούς έχουν προταθεί διάφοροι αρκετά αποδοτικοί αλγόριθμοι για τον υπολογισμό τους. Η ανάλυση αυτών των αλγορίθμων ξεφεύγει από τους στόχους του παρόντος πονήματος.

Συχνά ο διακριτός μετασχηματισμός Fourier μπορεί να συναντηθεί και ως ταχύς μετασχηματισμός Fourier (Fast Fourier Transform – FFT) και ο αντίστροφος μετασχηματισμός ως αντίστροφος ταχύς μετασχηματισμός Fourier (Inverse Fast Fourier Transform – IFFT). Η ονομασία αυτή προκύπτει από τη χρήση συγκεκριμένου αποδοτικού αλγορίθμου για τον υπολογισμό του διακριτού Μ/Σ Fourier.

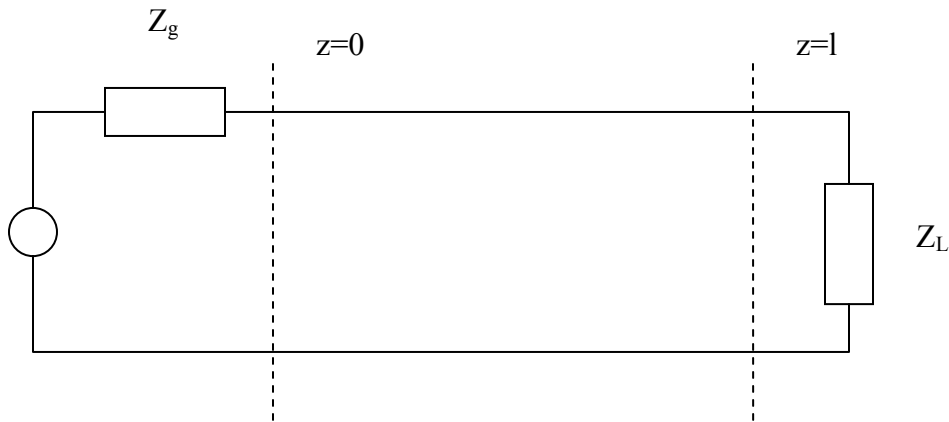
1.8 Γραμμές Μεταφοράς

Ο όρος γραμμή μεταφοράς αναφέρεται στο υλικό μέσο που χρησιμοποιείται για τη σύνδεση δύο σημείων μεταξύ τους με σκοπό τη μεταφορά ηλεκτρομαγνητικής ισχύος από το μέσο αυτό. Η μεταφορά της ισχύος πρέπει να γίνεται με όσο το δυνατό μικρότερη εξασθένηση και παραμόρφωση της κυματομορφής του μεταφερόμενου σήματος. Οι γραμμές μεταφοράς είναι δυνατό να ταξινομηθούν στις παρακάτω κατηγορίες [3]:

- Τις γραμμές που διαθέτουν δύο ή περισσότερους απομονωμένους αγωγούς (συνεστραμμένο ζεύγος τηλεφωνικής γραμμής, γραμμές ηλεκτροδότησης, ομοαξονική γραμμή).
- Τους κενούς κυλινδρικούς σωλήνες που έχουν αγωγή τοιχώματα και ονομάζονται κυματοδηγοί.
- Τις διηλεκτρικές γραμμές που κατασκευάζονται από διηλεκτρικούς κυλίνδρους ή πλάκες (π.χ. οπτικές ίνες).

Στην παρούσα διατριβή θα ασχοληθούμε με γραμμές μεταφοράς που κατασκευάζονται από δύο ή περισσότερους απομονωμένους αγωγούς.

Παρακάτω εξετάζεται η διάδοση σημάτων σε γραμμές μεταφοράς όταν η χρονική μεταβολή έχει ημιτονική εξάρτηση.



Σχήμα 1.8.1. Γραμμή μεταφοράς.

Η γραμμή διεγείρεται από μια ημιτονική πηγή πλάτους V_g και εσωτερικής αντίστασης Z_g και τροφοδοτεί σε απόσταση $z = l$ φορτίο αντίστασης Z_L . Θεωρούμε ότι η γραμμή μεταφοράς εμφανίζει σύνθετη αντίσταση Z_0 (κυματική ή χαρακτηριστική

αντίσταση της γραμμής) η τιμή της οποίας προσδιορίζεται από την αντίσταση και τα επαγωγικά ή χωρητικά χαρακτηριστικά της γραμμής μεταφοράς.

Από τη λύση των εξισώσεων του Maxwell (κυματική εξίσωση) στις γραμμές μεταφοράς προκύπτουν οι ακόλουθες λύσεις για την τάση $V(z)$ και το ρεύμα $I(z)$:

$$V(z) = V_g \cdot \frac{Z_0}{Z_g + Z_0} \cdot \frac{1}{1 - \rho_g \cdot \rho_L \cdot e^{-2\gamma\ell}} \cdot \left(e^{-\gamma z} + \rho_L \cdot e^{\gamma(z-2\ell)} \right) \quad (6-a)$$

$$I(z) = \frac{V_g}{Z_g + Z_0} \cdot \frac{1}{1 - \rho_g \cdot \rho_L \cdot e^{-2\gamma\ell}} \cdot \left(e^{-\gamma z} - \rho_L \cdot e^{\gamma(z-2\ell)} \right) \quad (6-b)$$

όπου $\rho_g = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0}$ και $\rho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$ οι συντελεστές ανάκλασης στις θέσεις

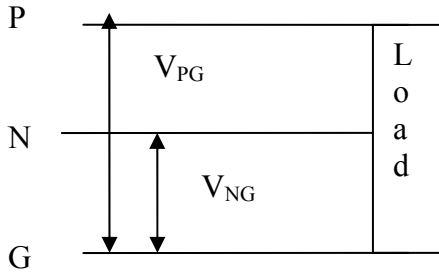
$z = 0$ και $z = \ell$ αντίστοιχα.

Στις σχέσεις (6) εμφανίζονται δύο όροι που περιγράφουν οδεύοντα κύματα σε αντίθετη κατεύθυνση μεταξύ τους με σταθερά διάδοσης γ . Αυτό σημαίνει ότι στη γενική περίπτωση μέρος από την ισχύ της πηγής δεν μεταφέρεται στο φορτίο αλλά επιστρέφει στην πηγή ως απώλεια. Μέγιστη μεταφορά ισχύος προς το φορτίο έχουμε στην περίπτωση όπου δεν υπάρχει ανακλώμενο κύμα, κάτι που συμβαίνει όταν ο συντελεστής ανάκλασης στη θέση του φορτίου είναι μηδενικός ($\rho_L = 0$). Κάτι τέτοιο θα συμβεί μόνο όταν η χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής είναι παρεμφερής της σύνθετης αντίστασης του φορτίου οπότε λέμε ότι το φορτίο είναι προσαρμοσμένο στην γραμμή μεταφοράς. Είναι προφανές ότι η προσαρμογή του φορτίου στη γραμμή μεταφοράς είναι κάτι που επιδιώκεται κατά τη μεταφορά Η/Μ σημάτων διότι έτσι ελαχιστοποιείται η απαιτούμενη ισχύς εκπομπής ενώ αποφεύγονται ανεπιθύμητες επιδράσεις από τα ανακλώμενα σήματα.

Επιστρέφοντας στις σχέσεις (6), για τη σταθερά διάδοσης γ μπορούμε να ορίσουμε δύο νέους πραγματικούς αριθμούς α και β ως $\gamma = \alpha + j\beta$. Ο αριθμός α αντιπροσωπεύει τις απώλειες της γραμμής ανά μονάδα μήκους ενώ ο β τη στροφή φάσης και ονομάζεται σταθερά φάσης ή διάδοσης. Εν γένει οι αριθμοί α και β μεταβάλλονται σε συνάρτηση με τη συχνότητα. Σε περίπτωση που χρειάζεται η μετάδοση σημάτων που έχουν ευρύ φάσμα συχνοτήτων η γραμμή μεταφοράς θα πρέπει να καθυστερεί και να εξασθενεί σε ίδιο βαθμό όλες τις φασματικές συνιστώσες έτσι ώστε να μην παραμορφώνεται το μεταδιδόμενο σήμα. Η εξασθένιση $\alpha(\omega) = K$ θα πρέπει να είναι σταθερή στο μεταδιδόμενο εύρος συχνοτήτων και η καθυστέρηση $\beta(\omega) = \Lambda \cdot \omega$ να είναι γραμμική συνάρτηση της συχνότητας. Για την περίπτωση συνήθων γραμμών μεταφοράς (ομοαξονικό καλώδιο, οπτική ίνα) η παραμόρφωση προκύπτει για αρκετά μεγάλο μήκος γραμμής (π.χ. 10 km).

1.8.1 Σήματα κοινού και διαφορικού ρυθμού

Τα ηλεκτρικά σήματα που διαδίδονται σε καλώδια μπορούν να διακριθούν σε δύο βασικές κατηγορίες, σε σήματα κοινού ρυθμού και σε σήματα διαφορικού ρυθμού. Ένα σήμα κοινού ρυθμού ορίζεται ως η διαφορά δυναμικού ανάμεσα σε οποιονδήποτε αγωγό και στο επίπεδο γης. Ένα σήμα διαφορικού ρυθμού ορίζεται ως η διαφορά δυναμικού ανάμεσα σε οποιουσδήποτε δύο αγωγούς. Με αναφορά στο σχ.1.8.2



Σχήμα 1.8.2. Τροφοδότηση φορτίου με τρεις αγωγούς

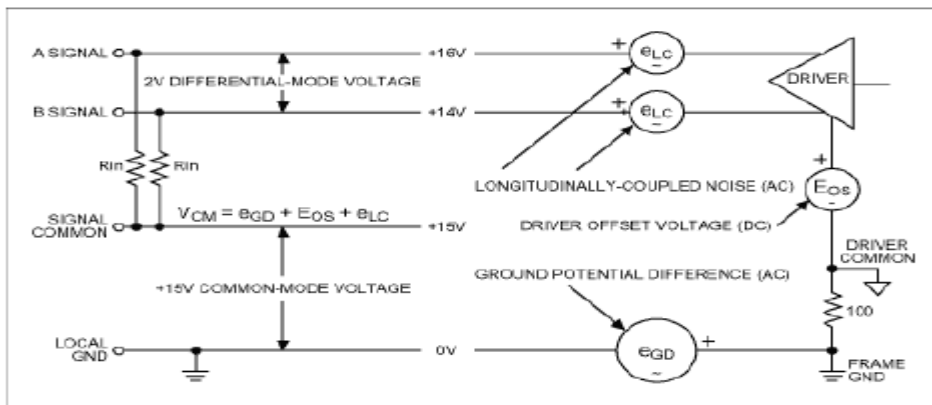
η τάση κοινού ρυθμού V_c και διαφορικού ρυθμού V_d δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$V_c = \frac{V_{PG} + V_{NG}}{2}$$

$$V_d = \frac{V_{PG} - V_{NG}}{2}$$

όπου V_{PG} , V_{NG} οι τάσεις μεταξύ φάσης-γης και ουδετέρου-γης αντίστοιχα. Όσον αφορά τα ρεύματα, το ρεύμα κοινού ρυθμού εξέρχεται της πηγής μέσω των αγωγών φάσης και ουδετέρου και επιστρέφει από το φορτίο μέσω της γης. Από την άλλη μεριά, το ρεύμα διαφορικού ρυθμού εξέρχεται της πηγής μέσω του αγωγού φάσης και επιστρέφει από το φορτίο μέσω του ουδετέρου ή και αντίστροφα.

Στο σχ.1.8.3 παρουσιάζονται διάφορες πιθανές πηγές προέλευσης σημάτων κοινού ρυθμού.



Σχήμα 1.8.3. Προέλευση σημάτων κοινού ρυθμού

Η τάση κοινού ρυθμού μπορεί να νοηθεί ως το διανυσματικό άθροισμα της διαφοράς δυναμικού γης (e_{GD}), της τάσης εκτροπής του κυκλώματος οδήγησης (E_{OS}) και οποιασδήποτε διαμήκους επαγόμενης τάσης θορύβου κατά μήκος της διαδρομής πομπού- δέκτη (e_{LC}). Άρα

$$V_{CM} = \bar{e}_{GD} + \bar{E}_{OS} + \bar{e}_{LC} = e_{GD}(t) + E_{OS} + e_{LC}(t)$$

Η τάση E_{OS} είναι συνήθως μια dc τάση που εισάγεται από ένα διαφορικό κύκλωμα οδήγησης που τροφοδοτείται από ένα μόνο τροφοδοτικό. Η χρήση συμμετρικών (balanced) τροφοδοτικών περιορίζει σημαντικά την επίδρασή της.

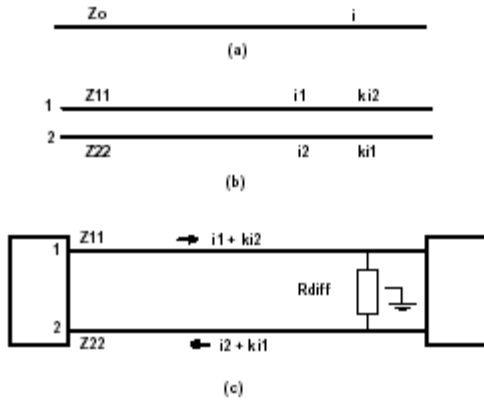
Η τάση e_{GD} είναι ένα σήμα θορύβου που αναπαριστά τη διαφορά στα δυναμικά γης των διατάξεων του πομπού και του δέκτη. Συνήθως είναι ένα ac σήμα που περιέχει τη βασική και πιθανό και λοιπές αρμονικές της συχνότητας της γραμμής ισχύος. Μπορεί να περιοριστεί διατηρώντας μια σχετικά μικρή απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη.

Η τάση e_{LC} είναι ένα σήμα θορύβου επαγόμενο κατά μήκος και των δύο αγωγών όπως εικονίζεται στο σχ.1.8.3. Προέρχεται από χωρητική, ηλεκτρομαγνητική ή επαγωγική σύζευξη με εξωτερικές πηγές. Τέτοιες πηγές μπορεί να είναι ένα εξωτερικά των αγωγών διαδιδόμενο στον αέρα ηλεκτρομαγνητικό κύμα, ένας μη τέλειος μετασχηματιστής απομόνωσης (έναν ιδανικός μετασχηματιστής αποκόπτει τα ρεύματα κοινού ρυθμού), κλπ. Η τάση e_{LC} μπορεί να ελαχιστοποιηθεί μέσω της χρήσης θωρακισμένων συνεστραμμένων ζευγών ως γραμμές μεταφοράς. Όταν τούτο δεν είναι εφικτό, απομένει ως μοναδική λύση η τροφοδοσία συμμετρικών φορτίων από τις γραμμές μεταφοράς, δηλαδή το φορτίο που βλέπει κάθε γραμμή μεταφοράς θα πρέπει να είναι ίσο (balanced).

Οι έννοιες των σημάτων κοινού και διαφορικού ρυθμού που εισήχθησαν ανωτέρω απαιτούν συνάμα ορισμούς διαφόρων μεγεθών σύνθετης αντίστασης που «βλέπουν» τα διάφορα σήματα. Αναλυτικότερα:

- Χαρακτηριστική αντίσταση: Η σύνθετη αντίσταση που φαίνεται από μια μονή γραμμή μεταφοράς που δεν συζευγνύεται με μια γειτονική γραμμή.
- Διαφορική σύνθετη αντίσταση: Η σύνθετη αντίσταση που φαίνεται από ένα ζευγάρι γραμμών μεταφοράς που τροφοδοτούνται από ίσα και αντίθετης πολικότητας σήματα.
- Περιττού ρυθμού σύνθετη αντίσταση: Η σύνθετη αντίσταση που φαίνεται από τη μία πλευρά ενός ζεύγους αγωγών όταν ο άλλος αγωγός φέρει ρεύμα ίσο και αντίθετης πολικότητας.
- Κοινού ρυθμού σύνθετη αντίσταση: Η αντίσταση που φαίνεται από ένα ζεύγος αγωγών όταν διαρρέονται από ίσα και ίδιας πολικότητας ρεύματα.
- Άρτιου ρυθμού σύνθετη αντίσταση: Η σύνθετη αντίσταση που μετράται σ' ένα αγωγό ζεύγους που διαρρέεται από πανομοιότυπα (ίσα και ίδιας πολικότητας) σήματα.

Για τον μαθηματικό προσδιορισμό των τιμών των ανωτέρω αντιστάσεων και των μεταξύ τους σχέσεων αναφερόμαστε στο σχ.1.8.4.



Σχήμα 1.8.4. Διατάξεις γραμμών μεταφοράς

Το σχ.1.8.4(a) αναπαριστά μια τυπική, μεμονωμένη γραμμή. Εμφανίζει χαρακτηριστική αντίσταση Z_0 και φέρει ένα ρεύμα i . Η τάση σε οποιοδήποτε σημείο κατά μήκος της γραμμής προκύπτει από τον νόμο του Ohm ως $V=Z_0*i$. Το σχ.1.8.4(b) αναπαριστά ένα ζεύγος γραμμών. Η γραμμή 1 εμφανίζει χαρακτηριστική αντίσταση Z_{11} , που αντιστοιχεί στη Z_0 ανωτέρω, και ρεύμα i_1 . Ανάλογα ισχύουν για τη γραμμή 2. Καθώς πλησιάζουμε τη γραμμή 2 προς τη γραμμή 1, ρεύμα από τη γραμμή 2 αρχίζει να συζευγνύεται στη γραμμή 1 με ένα συντελεστή αναλογίας k . Όμοια ρεύμα της γραμμής 1 συζευγνύεται στη γραμμή 2 με τον ίδιο συντελεστή αναλογίας. Η τάση σε κάθε γραμμή προκύπτει:

$$V_1=Z_{11}*i_1+Z_{11}*k*i_2 \quad (7)$$

$$V_2=Z_{22}*i_2+Z_{22}*k*i_1$$

Ορίζοντας $Z_{12}=k*Z_{11}$ και $Z_{21}=k*Z_{22}$ οι (7) μπορούν να γραφτούν ως:

$$V_1=Z_{11}*i_1+Z_{12}*i_2 \quad (8)$$

$$V_2=Z_{21}*i_1+Z_{22}*i_2$$

Το σχ.1.8.4(c) παρουσιάζει ένα διαφορικό ζεύγος γραμμών μεταφοράς. Με αναφορά στις (7) και θεωρώντας την συμμετρική περίπτωση όπου $Z_{11}=Z_{22}=Z_0$ και $i_2=-i_1$, οι (7) γράφονται:

$$V_1=Z_0*i_1*(1-k) \quad (9)$$

$$V_2=-Z_0*i_1*(1-k)$$

Όπως αναμενόταν $V_1=-V_2$.

Οι τάσεις V_1, V_2 αναφέρονται ως προς τη γη. Η περιττού ρυθμού χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής 1 βρίσκεται ως:

$$Z_{odd}=V_1/i_1=Z_0*(1-k)$$

Εφόσον $Z_0=Z_{11}$ και $k=Z_{12}/Z_{11}$ μπορεί να γραφεί και στη μορφή: $Z_{odd}=Z_{11}-Z_{12}$. Άρα ο κατάλληλος τερματισμός αυτής της γραμμής για να αποφευχθούν ανακλάσεις είναι με ένα φορτίο με τιμή Z_{odd} . Όμοια η περιττού ρυθμού σύνθετη αντίσταση της γραμμής 2 προκύπτει ίδια για την ειδική περίπτωση ενός συμμετρικού τερματικού φορτίου διαφορικού ζεύγους.

Ας υποθέσουμε ότι τερματίζουμε και τις δύο γραμμές με ένα φορτίο ως προς γη. Εφόσον $i_1=-i_2$ δεν θα διέρχεται καθόλου ρεύμα μέσω γης. Έτσι δεν είναι ανάγκη να συνδέσουμε τα φορτία στη γη επιβαρύνοντας τα σήματα επιπλέον με θόρυβο προερχόμενο από τη γη. Αρκεί η σύνδεση του σχ.1.8.4(c), ένα φορτίο μεταξύ γραμμής 1 και 2. Η τιμή του

φορτίου θα είναι το άθροισμα των περιττού ρυθμού συνθέτων αντιστάσεων των γραμμών 1 και 2, δηλαδή:

$$Z_{diff}=2*Z_0*(1-k) \quad \text{ή}$$

$$Z_{diff}=2*(Z_{11}-Z_{12})$$

Για τον υπολογισμό της σύνθετης αντίστασης κοινού ρυθμού θεωρούμε τις εξ.(9) με τη διαφορά ότι $i_1=i_2$. Έτσι

$$V_1=Z_0*i_1*(1+k) \quad (10)$$

$$V_2=Z_0*i_1*(1+k)$$

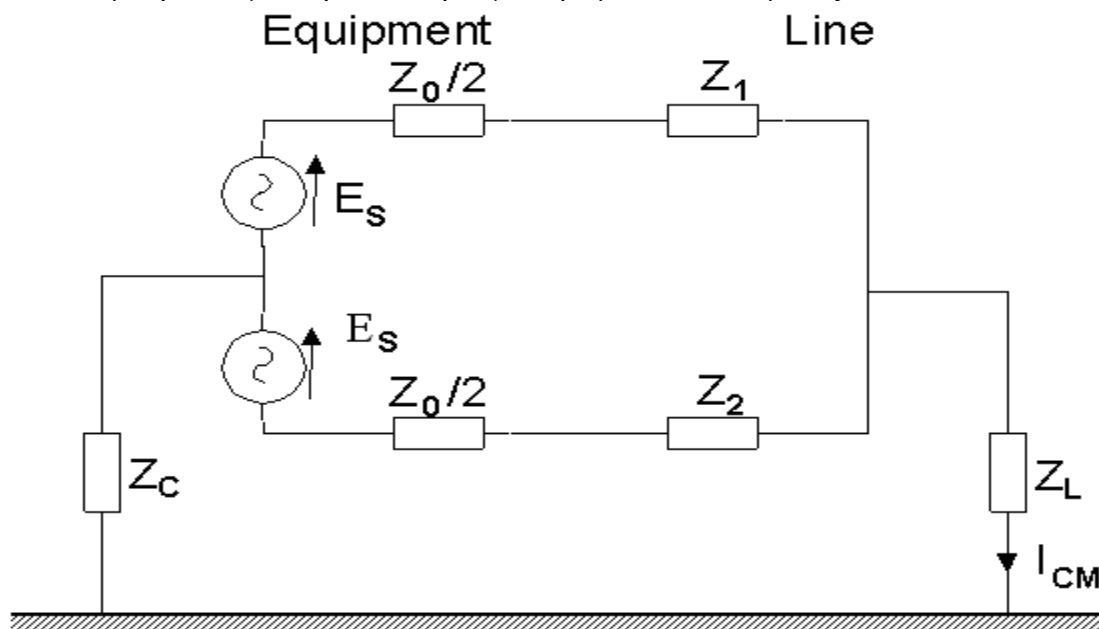
Οπότε $V_1=V_2$ όπως αναμένεται. Η άρτιου ρυθμού σύνθετη αντίσταση (η αντίσταση της μιας γραμμής) προκύπτει $Z_{even}=Z_0*(1+k)$. Στην περίπτωση κοινού ρυθμού και τα δύο τερματικά φορτία συνδέονται στη γη άρα το ρεύμα μέσω γης είναι i_1+i_2 και τα δύο φορτία εμφανίζονται παράλληλα συνδεδεμένα. Άρα η κοινού ρυθμού σύνθετη αντίσταση είναι ο παράλληλος συνδυασμός των δύο φορτίων δηλαδή

$$Z_{common}=(1/2)*Z_0*(1+k) \quad \text{ή} \quad (11)$$

$$Z_{common}=(1/2)*(Z_{11}+Z_{12})$$

Παρατηρούμε ότι η σύνθετη αντίσταση κοινού ρυθμού είναι προσεγγιστικά το $1/4$ της διαφορικής σύνθετης αντίστασης.

Αν οι σύνθετες αντιστάσεις του καλωδίου δεν είναι πλήρως συμμετρικές, ένα σήμα κοινού ρυθμού θα εμφανιστεί. Για να διαπιστώσουμε τη σχέση μεταξύ της ασυμμετρίας της γραμμής και της εμφάνισης σήματος κοινού ρυθμού θα μελετήσουμε ένα μοντέλο τηλεπικοινωνιακής γραμμής όπως φαίνεται στο σχ.1.8.5. Στην ανάλυση που ακολουθεί υποθέτουμε ότι το μήκος κύματος του μεταδιδόμενου δια της γραμμής μεταφοράς πεδίου είναι τέτοιο ώστε να θεωρούμε τα κυκλώματά μας συγκεντρωμένα, δηλαδή $\lambda \gg d$, όπου d η μέγιστη διάσταση του κυκλώματος. Τα αποτελέσματα που θα εξάγουμε θα μας δώσουν μια ποιοτική εικόνα και για την περίπτωση που η συχνότητα του σήματος είναι τέτοια που δεν μπορεί να γίνει η υπόθεση συγκεντρωμένου κυκλώματος.



Σχήμα 1.8.5. Ισοδύναμο κύκλωμα τερματικού εξοπλισμού και γραμμής μεταφοράς

Z_c είναι η σύνθετη αντίσταση της πηγής ως προς γη και $Z_1 + Z_2$ είναι η διαφορική σύνθετη αντίσταση. Η σύνθετη αντίσταση κοινού ρυθμού είναι η σύνθετη αντίσταση των ρευμάτων κοινού ρυθμού ως προς γη $(Z_1 // Z_2) + Z_L$. I_1, I_2 είναι τα ρεύματα σε κάθε αγωγό της γραμμής και I_{CM} το ρεύμα κοινού ρυθμού.

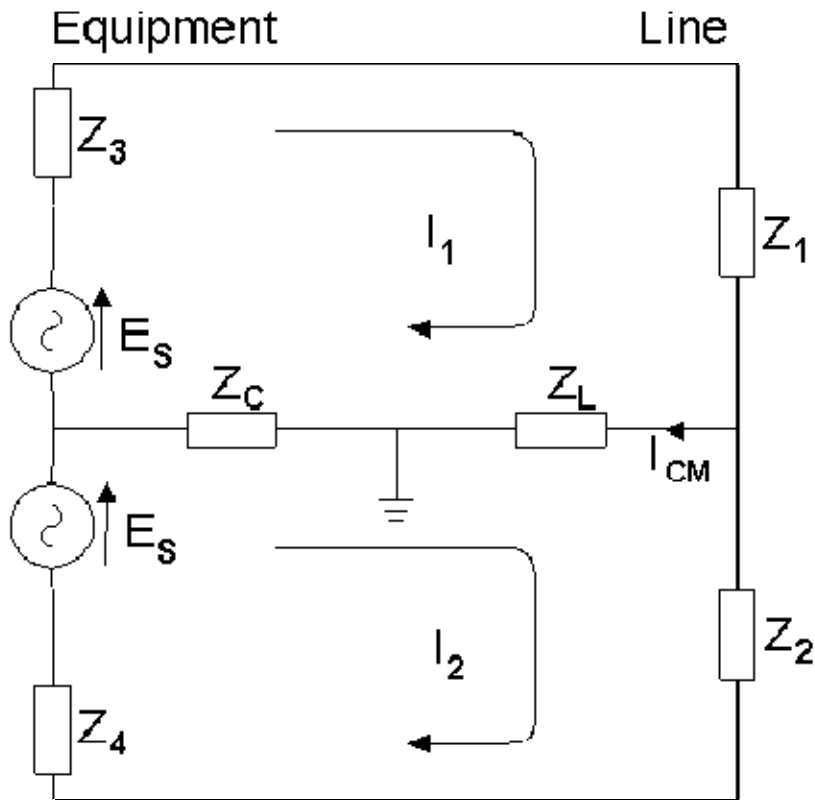
Επειδή η διαφορική σύνθετη αντίσταση είναι σταθερή και η πηγή πλήρως συμμετρική μπορούν να γίνουν οι εξής υποθέσεις:

$$Z_0 = Z_1 + Z_2 = Z_3 + Z_4 \quad (12)$$

$$Z_3 = Z_4 = \frac{1}{2} Z_0 \quad (13)$$

Μπορούμε να εκφράσουμε την ασυμμετρία φορτίων του καλωδίου σαν τη διαφορά ανάμεσα στις σύνθετες αντιστάσεις Z_1 και Z_2 :

$$\Delta Z = |Z_2 - Z_1| \quad (14)$$



Σχήμα 1.8.6. Ισοδύναμο κύκλωμα του σχ.1.8.5 που αναπαριστά ρεύματα κοινού και διαφορικού ρυθμού

Εφαρμόζοντας το νόμο τάσης του Kirchhoff στο ισοδύναμο κύκλωμα του σχ.1.8.6 παίρνουμε τις ακόλουθες δύο σχέσεις:

$$E_s = I_1(Z_1 + Z_3 + Z_L + Z_C) - I_2(Z_L + Z_C) \quad (15)$$

$$E_s = -I_1(Z_L + Z_C) + I_2(Z_2 + Z_4 + Z_L + Z_C) \quad (16)$$

Συνδέοντας τις δύο αυτές εξισώσεις λαμβάνουμε το ακόλουθο ρεύμα κοινού ρυθμού:

$$I_{cm} = \frac{Z_2 - Z_1 + Z_4 - Z_3}{(Z_L + Z_C)(Z_1 + Z_3 + Z_2 + Z_4) + (Z_1 + Z_3)(Z_2 + Z_4)} E_s \quad (17)$$

Αντικαθιστώντας τις εξ.(12)-(14) στην (17) καταλήγουμε:

$$I_{cm} = \frac{\Delta Z}{2Z_0(Z_L + Z_C + \frac{1}{2}Z_0) - \frac{1}{4}\Delta Z^2} E_s \quad (18)$$

Άρα αν η ασυμμετρία μεταξύ των αγωγών της γραμμής $\Delta Z \rightarrow 0$, τότε και για το ρεύμα κοινού ρυθμού ισχύει $I_{cm} \rightarrow 0$.

1.9 Χαρακτηριστικά Ασύρματων Διαύλων

Σε ένα ασύρματο περιβάλλον, οι ανακλάσεις, οι περιθλάσεις και οι σκεδάσεις που λαμβάνουν χώρα από την πρόσπτωση του εκπεμπόμενου σήματος σε κινητά και ακίνητα εμπόδια έχουν ως αποτέλεσμα την άφιξη πολλών κυμάτων – εκδοχών του σήματος – στο δέκτη από πολλές κατευθύνσεις και με διαφορετικές καθυστερήσεις. Το φαινόμενο αυτό καλείται διάδοση πολλαπλών διαδρομών (multipath propagation).

Υποθέτουμε ένα περιβάλλον όπου το σήμα φτάνει στον δέκτη από L διαφορετικά μονοπάτια. Το μεταδιδόμενο σήμα δίνεται από τη σχέση

$$x(t) = \text{Re} \left[s(t) \cdot e^{j2\pi f_c t} \right]$$

όπου $s(t)$ το σήμα πληροφορίας και f_c η συχνότητα του φέροντος ($\text{Re}[*]$ δηλώνει το πραγματικό μέρος του *). Εξαιτίας της πολύοδης διάδοσης, το λαμβανόμενο σήμα γράφεται ως:

$$\begin{aligned}
y(t) &= \sum_{\ell=1}^L \alpha_{\ell}(t) \cdot x(t - \tau_{\ell}(t)) \\
&= \operatorname{Re} \left[\sum_{\ell=1}^L \alpha_{\ell}(t) \cdot e^{-j2\pi f_c \tau_{\ell}(t)} \cdot s(t - \tau_{\ell}(t)) \cdot e^{j2\pi f_c t} \right]
\end{aligned}$$

όπου $\alpha_{\ell}(t)$ και $\tau_{\ell}(t)$ η απόσβεση και η καθυστέρηση που υφίσταται το σήμα αντίστοιχα φτάνοντας από τον πομπό στο δέκτη μέσω της ℓ διαδρομής. Όταν το σήμα $y(t)$ αποδιαμορφωθεί, στη βασική ζώνη προκύπτει το σήμα:

$$\begin{aligned}
r(t) &= \sum_{\ell=1}^L \alpha_{\ell}(t) \cdot e^{-j2\pi f_c \tau_{\ell}(t)} \cdot s(t - \tau_{\ell}(t)) \\
&= \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau; t) \cdot s(t - \tau) d\tau
\end{aligned}$$

όπου $h(\tau; t)$ είναι η κρουστική απόκριση του καναλιού πολλαπλών διαδρομών:

$$h(\tau; t) = \sum_{\ell=1}^L \alpha_{\ell}(t) \cdot e^{-j2\pi f_c \tau_{\ell}(t)} \cdot \delta(t - \tau_{\ell}(t))$$

Το κανάλι πολλαπλών διαδρομών (multipath channel) χαρακτηρίζεται από μια ζώνη συχνοτήτων εντός της οποίας οι φασματικές συνιστώσες του σήματος επηρεάζονται κατά παρόμοιο τρόπο. Αυτή η περιοχή συχνοτήτων καλείται εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth). Όταν ένα σήμα μεταδίδεται μέσω του καναλιού, αν το εύρος ζώνης συνοχής του καναλιού είναι μικρότερο του εύρους ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος, το κανάλι καλείται επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα (frequency selective). Σε αυτή την περίπτωση το σήμα υφίσταται σοβαρή παραμόρφωση από το κανάλι. Αν αντιθέτως το εύρος ζώνης συνοχής είναι κατά πολύ μεγαλύτερο του εύρους ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος, το κανάλι χαρακτηρίζεται μη επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα (frequency nonselective) ή επίπεδο (flat).

Το εύρος ζώνης συνοχής είναι μια παράμετρος του καναλιού πολλαπλών διαδρομών που περιγράφει το ραδιοδιάλυτο στο πεδίο της συχνότητας. Ωστόσο δεν παρέχει καμιά πληροφορία για τη χρονικά μεταβαλλόμενη φύση του διαύλου. Για τούτο εισάγεται η έννοια του χρόνου συνοχής (coherence time). Ο χρόνος συνοχής εκφράζει το χρονικό διάστημα στο οποίο η κρουστική απόκριση του διαύλου παραμένει ουσιαστικά αμετάβλητη. Όταν ένα σήμα μεταδίδεται μέσα από ένα κανάλι πολλαπλών διαδρομών, αν ο χρόνος συνοχής του καναλιού είναι μικρότερος της διάρκειας συμβόλου του μεταδιδόμενου σήματος, το κανάλι καλείται επιλεκτικό ως προς το χρόνο (time selective) ή ταχύ (fast). Σε αυτή την περίπτωση το μεταδιδόμενο σύμβολο του σήματος παραμορφώνεται. Αν αντιθέτως ο χρόνος συνοχής είναι κατά πολύ μεγαλύτερος της διάρκειας συμβόλου του εκπεμπόμενου σήματος, τότε το κανάλι χαρακτηρίζεται μη επιλεκτικό ως προς το χρόνο (time nonselective) ή αργό (slow).

2ο Κεφάλαιο: Σχήματα Διαμόρφωσης

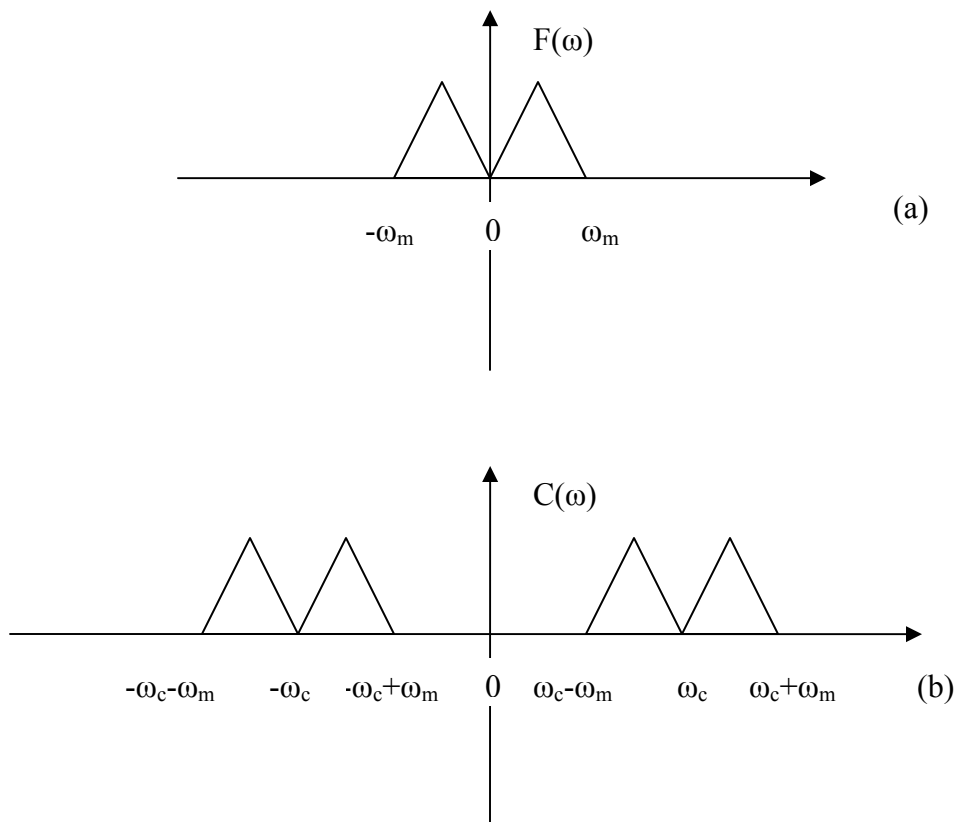
Ο όρος σχήμα διαμόρφωσης αναφέρεται στον τρόπο με τον οποίο το σήμα πληροφορίας μεταβάλλει κάποια από τις παραμέτρους της φέρουσας κυματομορφής έτσι ώστε το συνολικό σήμα να είναι σε θέση να εκπεμφθεί, να μεταδοθεί στο δίαυλο και να ληφθεί με αποδοτικό τρόπο στον δέκτη. Η επιλογή του κατάλληλου σχήματος διαμόρφωσης έχει άμεση σχέση με τις συνθήκες που επικρατούν στο κανάλι σε σημείο που κάποια σχήματα διαμόρφωσης να είναι κατάλληλα για δεδομένο κανάλι και άλλα όχι. Επίσης η φύση του σήματος πληροφορίας, αν δηλαδή είναι αναλογικό ή ψηφιακό, καθορίζει την επιλογή της τεχνικής διαμόρφωσης. Στην παρούσα ενότητα θα δοθεί μια σύντομη εισαγωγή και περιγραφή των τεχνικών διαμόρφωσης με τις οποίες θα ασχοληθούμε διεξοδικότερα στη συνέχεια.

2.1 Διαμόρφωση Πλάτους

Η απλούστερη τεχνική διαμόρφωσης – και η πρώτη που χρησιμοποιήθηκε ιστορικά – είναι η τεχνική διαμόρφωσης πλάτους του φέροντος. Το σχήμα αυτό χρησιμοποιήθηκε και χρησιμοποιείται για αναλογικά σήματα πληροφορίας. Κατά τη διαμόρφωση πλάτους, το πλάτος του διαμορφωμένου σήματος είναι ανάλογο του σήματος πληροφορίας. Αν $A \cos(\omega_c t)$ το αδιαμόρφωτο φέρον πλάτους A και φέρουσας συχνότητας ω_c , και $f(t)$ το σήμα πληροφορίας, τότε το αδιαμόρφωτο φέρον γράφεται στη μορφή $c(t) = A \cdot f(t) \cdot \cos(\omega_c t)$. Ο μετασχηματισμός Fourier του σήματος $c(t)$ είναι

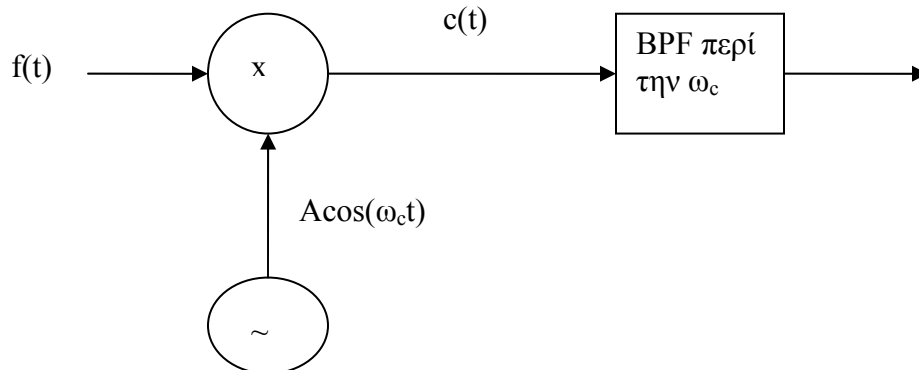
$$C(\omega) = \frac{A}{2} \cdot F(\omega - \omega_c) + \frac{A}{2} \cdot F(\omega + \omega_c).$$

Στη συνηθέστερη περίπτωση όπου το $f(t)$ είναι ένα βαθυπερατό σήμα, προκύπτει μετάθεση του φάσματός του στην περιοχή συχνοτήτων περί τη φέρουσα συχνότητα ω_c . Η φασματική παράσταση της διαμόρφωσης πλάτους εικονίζεται στο σχ. 2.1.1.



Σχήμα 2.1.1. Διαμόρφωση Πλάτους. (α) Σήμα Πληροφορίας, (β) Διαμορφωμένο Σήμα

Η υλοποίηση της διαμόρφωσης πλάτους είναι απλή. Το σήμα πληροφορίας πολλαπλασιάζεται με το φέρον που παράγει ένας ταλαντωτής και το γινόμενο φιλτράρεται από ένα ζωνοπερατό φίλτρο περί την ω_c με εύρος τουλάχιστον όσο το εύρος ζώνης του σήματος πληροφορίας ω_m (σχήμα 2.1.2).

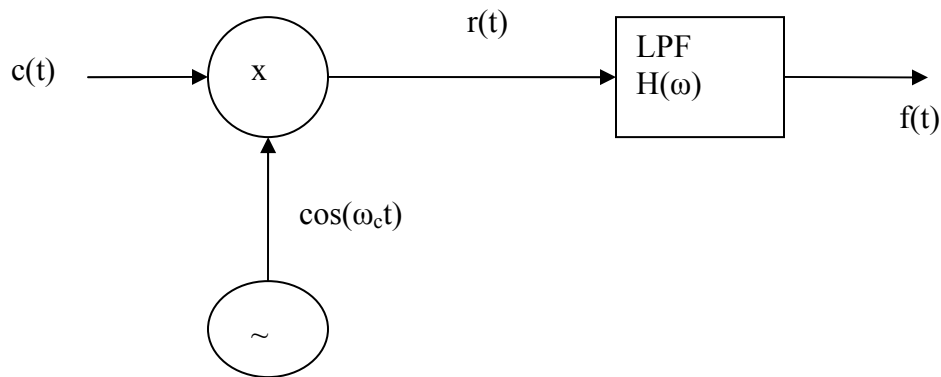


Σχήμα 2.1.2. Διαμορφωτής πλάτους.

Το ζωνοπερατό φίλτρο χρησιμοποιείται για καταπίεση φασματικών παραγώγων εκτός της ζώνης $(\omega_c - \omega_m, \omega_c + \omega_m)$.

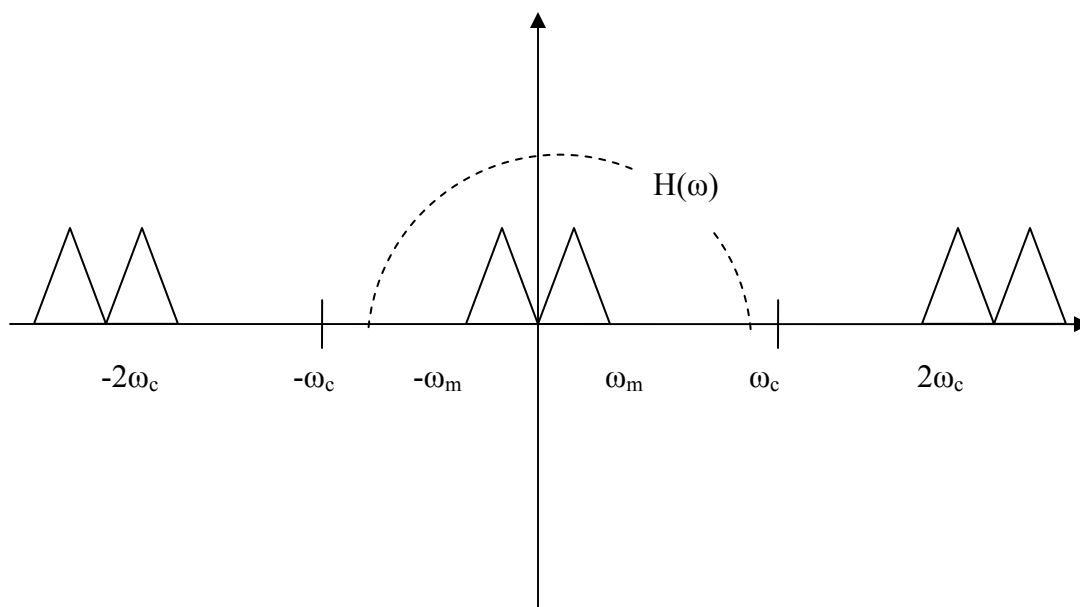
Στον δέκτη, για την ανάκτηση του σήματος πληροφορίας $f(t)$ από το διαμορφωμένο σήμα πρέπει να γίνει μετάθεση του φάσματός του από τη φέρουσα συχνότητα ω_c στη βασική ζώνη, δηλαδή τη βαθυπερατή περιοχή συχνοτήτων. Η διαδικασία αποδιαμόρφωσης εικονίζεται στο σχήμα 2.1.3. Το σήμα $c(t)$ που λαμβάνει ο δέκτης μετά το διαμορφωτή γινομένου μετατρέπεται στο σήμα $r(t)$ όπου

$$r(t) = c(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) = A \cdot f(t) \cdot \cos^2(\omega_c \cdot t) = \frac{A}{2} \cdot f(t) + \frac{A}{2} \cdot f(t) \cdot \cos(2\omega_c t).$$



Σχήμα 2.1.3. Αποδιαμορφωτής πλάτους.

Όπως φαίνεται παραστατικά και στο σχήμα 2.1.4, το σήμα $r(t)$ περιλαμβάνει δύο σήματα ανάλογα του αρχικού σήματος πληροφορίας, ένα στη βασική ζώνη και ένα στη ζώνη συχνοτήτων περί τη διπλάσια συχνότητα της φέρουσας.



Σχήμα 2.1.4. Φασματική περιγραφή αποδιαμόρφωσης πλάτους.

Μετά τη διέλευση από το βαθυπερατό φίλτρο, το σήμα του οποίου το φάσμα είναι συγκεντρωμένο περί τη συχνότητα $2\omega_c$ καταπιέζεται. Στην έξοδο του φίλτρου προκύπτει σήμα ανάλογο του σήματος πληροφορίας, όπως είναι επιθυμητό. Προϋπόθεση για την επιτυχή αποδιαμόρφωση του σήματος πληροφορίας η φέρουσα συχνότητα ω_c να είναι αρκετά μεγαλύτερη του εύρους ζώνης ω_m του σήματος πληροφορίας, όπως και το εύρος ζώνης του βαθυπερατού φίλτρου να είναι μεγαλύτερο ή το πολύ ίσο με το εύρος ζώνης ω_m ώστε το σήμα $f(t)$ να διέρχεται χωρίς παραμόρφωση.

Η υλοποίηση της διαμόρφωσης πλάτους όπως φαίνεται στα σχήματα 2.1.2 και 2.1.4 είναι σχετικά απλή και εύκολη. Το γεγονός όμως ότι το σήμα πληροφορίας μεταβιβάζεται στο πλάτος μιας κυματομορφής καθιστά ευαίσθητο το σχήμα αυτό σε λευκό ζωνοπερατό θόρυβο που υπερτίθεται στο μεταδιδόμενο σήμα κατά τη διέλευσή του από το κανάλι προκαλώντας αλλοιώσεις στο σήμα που λαμβάνουμε στην έξοδο του δέκτη.

2.2 Διαμόρφωση Συχνότητας

Ένα αναλογικό σήμα πληροφορίας μπορεί εναλλακτικά να διαμορφώσει ένα ημιτονοειδές φέρον μεταβάλλοντας τη στιγμιαία φάση του. Σε αυτή την περίπτωση μιλάμε για διαμόρφωση συχνότητας (frequency modulation – FM) ή διαμόρφωση γωνίας (phase modulation – PM).

Κατά τη διαμόρφωση συχνότητας, η στιγμιαία συχνότητα του διαμορφωμένου σήματος $\omega_i(t)$ μεταβάλλεται ανάλογα με το σήμα πληροφορίας $f(t)$ σύμφωνα με τη σχέση

$\omega_i(t) = \omega_c + k_{FM}f(t)$ όπου ω_c η φέρουσα συχνότητα και k_{FM} σταθερά που η τιμή της είναι χαρακτηριστική για κάθε διαμορφωτή.

Η διαμόρφωση συχνότητας αποτελεί ειδική περίπτωση της διαμόρφωσης γωνίας. Πράγματι η στιγμιαία γωνία ενός σήματος διαμορφωμένου κατά FM θα είναι

$$\theta(t) = \omega_c \cdot t + k_{FM} \int_{-\infty}^t f(x) dx \quad \text{οπότε το σήμα FM μπορεί να γραφεί στη μορφή}$$

$$c_{FM}(t) = A \cos \left(\omega_c t + k_{FM} \int_{-\infty}^t f(x) dx \right).$$

Στη γενική μορφή, κατά τη διαμόρφωση φάσης η στιγμιαία φάση του φέροντος σήματος μεταβάλλεται με το σήμα πληροφορίας σύμφωνα με τη σχέση $\theta(t) = \omega_c \cdot t + k_{PM}f(t)$ οπότε το διαμορφωμένο κατά PM σήμα γράφεται ως

$$c_{PM}(t) = A \cos(\omega_c t + k_{PM}f(t)).$$

Αν ω_m το εύρος ζώνης ενός σήματος πληροφορίας που διαμορφώνει κατά FM ένα ημιτονοειδές φέρον τότε ορίζεται η μέγιστη απόκλιση συχνότητας $\Delta\omega$ ως

$$\Delta\omega = k_{FM} \cdot f(t)_{\max} \quad \text{όπου } f(t)_{\max} \text{ η μέγιστη τιμή πλάτους που μπορεί να λάβει το}$$

σήμα πληροφορίας. Ορίζουμε επίσης το δείκτη διαμόρφωσης β ως το λόγο της μέγιστης

απόκλισης συχνότητας προς το εύρος ζώνης: $\beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m}$. Το εύρος ζώνης που απαιτείται

για την σωστή εκπομπή και λήψη ενός διαμορφωμένου κατά FM σήματος δίνεται από τη σχέση $\omega_{RF} = 2(1 + \beta) \cdot \omega_m$ που συνιστά τον κανόνα του Carson.

Το γεγονός ότι κατά τη διαμόρφωση FM η πληροφορία περικλείεται στη συχνότητα και όχι στο πλάτος τους διαμορφωμένου σήματος προσδίδει στο σχήμα αυτό ανοχή σε λευκό προσθετικό θόρυβο. Από την άλλη μεριά απαιτείται μεγαλύτερο εύρος ζώνης για την εκπομπή του διαμορφωμένου σήματος, όπως προκύπτει από τον κανόνα του Carson, ενώ απαιτούνται πιο σύνθετα κυκλώματα για την υλοποίηση του διαμορφωτή και του διαμορφωτή.

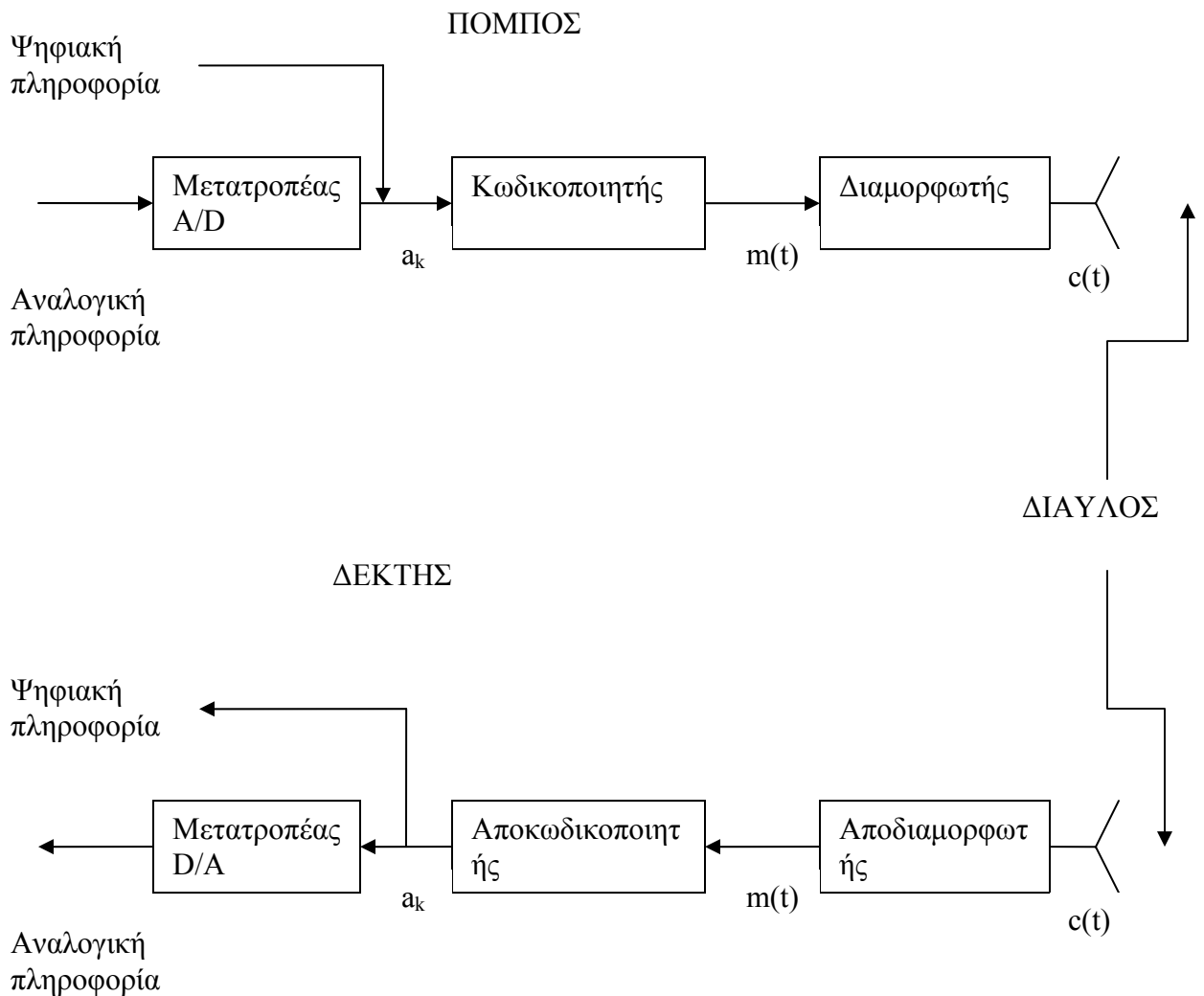
2.3 Ψηφιακά Σχήματα Διαμόρφωσης

Τα σύγχρονα συστήματα επικοινωνιών διαχειρίζονται σε πολύ μεγάλο ποσοστό σήματα ψηφιακή μορφής. Για τούτο είναι αναγκαία η χρήση σχημάτων διαμόρφωσης – αποδιαμόρφωσης που θα προσαρμόζονται καλύτερα στις απαιτήσεις ψηφιακών σημάτων πληροφορίας. Ενώ στις αναλογικές επικοινωνίες στόχος του τηλεπικοινωνιακού συστήματος είναι η πιστή αναπαραγωγή του αναλογικού σήματος, στις ψηφιακές επικοινωνίες ο στόχος είναι η ορθή απόφαση για τα ψηφία πληροφορίας από τα οποία αποτελείται το ψηφιακό σήμα. Η διαφοροποίηση αυτή αυξάνει σημαντικά τις

δυνατότητες παροχής τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών και την αξιοπιστία ενός ψηφιακού συστήματος επικοινωνιών σε σχέση με ένα αντίστοιχο αναλογικό.

Κύριες παράμετροι ενός συστήματος ψηφιακών επικοινωνιών [4] είναι ο ρυθμός μετάδοσης ψηφιακής πληροφορίας R που περιγράφει την ταχύτητα μετάδοσης ψηφίων σε bits/s, και ο ρυθμός λαθών BER (Bit Error Rate) που περιγράφει το ποσοστό των λανθασμένων ψηφίων μετά την ψηφιακή αποδιαμόρφωση. Ο ρυθμός μετάδοσης R αφορά όλα τα ψηφία που μεταδίδονται ανά δευτερόλεπτο, τα οποία δεν είναι απαραίτητα όλα ψηφία πληροφορίας. Αυτό συμβαίνει γιατί συνήθως σημαντικό ποσοστό των μεταδιδόμενων ψηφίων είναι πρόσθετα ψηφία για εφοδιασμό του σήματος με διορθωτική ικανότητα λαθών, λειτουργίες συγχρονισμού πλαισίων στη λήψη, εκτίμηση συνθηκών διαύλου, κλπ.

Το διάγραμμα ενός συστήματος ψηφιακών επικοινωνιών φαίνεται στο σχήμα 2.3.1.

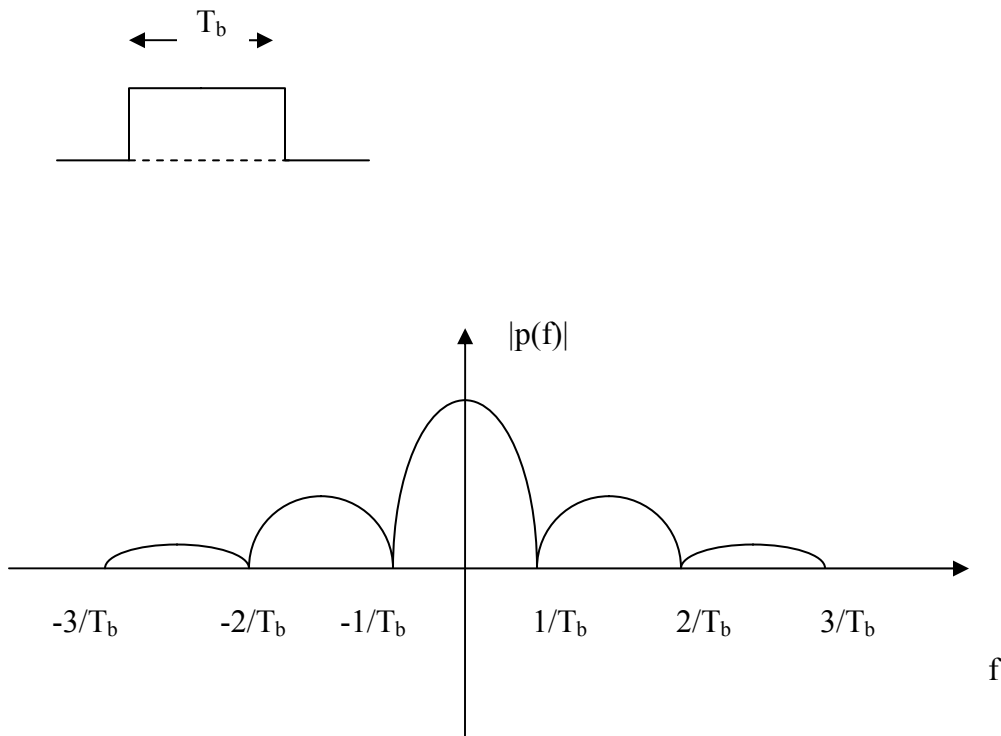


Σχήμα 2.3.1. Δομικό διάγραμμα ψηφιακού συστήματος επικοινωνιών.

Η προς μετάδοση πληροφορία, είτε απευθείας σε ψηφιακή μορφή είτε αφού μετατραπεί από αναλογική σε ψηφιακή, διοχετεύεται υπό τη μορφή δυαδικών συνήθως ψηφίων στον κωδικοποιητή. Ο κωδικοποιητής από την ακολουθία δυαδικών ψηφίων $\{a_k\}$, όπου $a_k = 1$ ή 0 , δημιουργεί το σήμα βασικής ζώνης

$$m(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} -(-1)^{a_k} \cdot p(t - kT_b) \quad (1)$$

Στη σχέση (1), $p(t)$ είναι ο μορφοποιητικός παλμός που χρησιμοποιείται για τη δημιουργία του $m(t)$ και T_b η διάρκεια ψηφίου. Η συνηθέστερη εκδοχή μορφοποιητικού παλμού είναι η εικονιζόμενη στο σχήμα 2.3.2.



Σχήμα 2.3.2. Ορθογωνικός μορφοποιητικός παλμός και φασματική περιγραφή του.

Άρα αν $a_k = 1$ προκύπτει $m(t) = 1$ και αν $a_k = 0$ προκύπτει $m(t) = -1$ για το k ψηφίο πληροφορίας. Ως φάσμα του μορφοποιητικού παλμού θεωρείται συνήθως $W_p = 1/T_b$. Η διάρκεια ψηφίου συνδέεται με το ρυθμό μετάδοσης μέσω της σχέσης $T_b = \frac{1}{R}$. Στη συνέχεια, το σήμα βασικής ζώνης $m(t)$ διαμορφώνει ένα υψίσυχνο φέρον.

Η διαμόρφωση για τη δημιουργία του σήματος $c(t)$ το οποίο, αφού ενισχυθεί,

εκπέμπεται στον τηλεπικοινωνιακό δίαυλο, είναι σχεδόν πάντα γωνιακή. Οι συνηθέστερες μορφές διαμόρφωσης είναι η διαμόρφωση FSK, PSK, και QPSK. Το σήμα που εκπέμπεται από τον πομπό, αφού υποστεί αλλοίωση λόγω της χαρακτηριστικής του διαύλου και την προσθετική επίδραση του θορύβου του διαύλου, φθάνει στο δέκτη όπου υφίσταται μια σειρά αντίστροφων διαδικασιών με στόχο την αναπαραγωγή των ψηφίων πληροφορίας στην έξοδο του αποκωδικοποιητή. Η ποιότητα της ζεύξης, όπως αξιολογείται από την παράμετρο BER, εξαρτάται από το σχήμα ψηφιακής διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται σε συσχετισμό βέβαια με την ισχύ του θορύβου στο δίαυλο, την απόκριση συχνότητας του διαύλου και την απόσταση πομπού και δέκτη.

Η διαμόρφωση FSK (frequency shift keying) συνίσταται στην αντιστοίχιση των ψηφίων 0 και 1 με δύο διαφορετικά φέροντα συχνότητας ω_0 και ω_1 αντίστοιχα, σύμφωνα με τη σχέση

$$c_{\text{FSK}}(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_0 t) , & \text{αν } a_k = 0 \\ A \cos(\omega_1 t) , & \text{αν } a_k = 1 \end{cases} .$$

Εναλλακτικά, με χρήση του σήματος βασικής ζώνης $m(t)$, το κατά FSK διαμορφωμένο σήμα μπορεί να γραφεί $c_{\text{FSK}}(t) = \frac{A}{2} [1 + m(t)] \cos(\omega_1 t) + \frac{A}{2} [1 - m(t)] \cos(\omega_0 t)$.

Κατά τη διαμόρφωση PSK (phase shift keying) η φάση του φέροντος εναλλάσσεται μεταξύ δύο τιμών που απέχουν κατά 180° σε αντιστοιχία με το είδος του μεταδιδόμενου ψηφίου. Το διαμορφωμένο κατά PSK σήμα μπορεί να γραφεί ως:

$$c_{\text{PSK}}(t) = A \cdot m(t) \cdot \cos(\omega_c t) \text{ ή } c_{\text{PSK}}(t) = A \cdot \cos\left(\omega_c t + \frac{\pi}{2} [1 - m(t)]\right), \text{ όπου } \omega_c \text{ η}$$

φέρουσα συχνότητα. Ως εύρος ζώνης των PSK σημάτων θεωρείται η φασματική απόσταση μεταξύ των πρώτων μηδενισμών του φάσματος εκατέρωθεν της φέρουσας

συχνότητας ω_c , δηλαδή $B_{\text{PSK}} = \frac{2}{T_b}$.

Κατά την διαμόρφωση QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) δύο ακολουθίες κωδικοποιούνται κατά PSK σε δύο ορθογώνιες εκδοχές του φέροντος. Οι δύο ακολουθίες είναι δυνατό να προέρχονται από δύο ανεξάρτητες πηγές πληροφορίας ή από την ίδια πηγή κατόπιν μετατροπής από σειριακή σε παράλληλη. Ας θεωρήσουμε ότι η ακολουθία $\{a_k\}$ του σχήματος 2.3.1 διακλαδίζεται σε δύο ακολουθίες $\{b_k\}$ και $\{d_k\}$. Το

διαμορφωμένο QPSK σήμα μπορεί να γραφεί ως

$$c_{\text{QPSK}}(t) = B \cdot m_c(t) \cdot \cos(\omega_c t) + B \cdot m_s(t) \cdot \sin(\omega_c t) \quad (2)$$

όπου τα σήματα βασικής ζώνης $m_c(t)$ και $m_s(t)$ σχηματίζονται σύμφωνα με τη σχέση (1) από τις ακολουθίες ψηφίων $\{b_k\}$ και $\{d_k\}$ αντίστοιχα. Όπως προκύπτει από τη σχέση (2), το φάσμα ενός QPSK διαμορφωμένου σήματος δίνεται από τη σχέση

$B_{\text{QPSK}} = \frac{2}{T_s}$ όπου T_s η διάρκεια ψηφίου των ακολουθιών $\{b_k\}$ και $\{d_k\}$. Αν η

διάρκεια ψηφίου του διαμορφωτή QPSK είναι ίση με του διαμορφωτή PSK, δηλαδή αν $T_s = T_b$, τότε ο QPSK διαμορφωτής μπορεί να επιτύχει στο ίδιο εύρος ζώνης με τον PSK διαμορφωτή διπλάσιο ρυθμό μετάδοσης, καθώς σε κάθε διάρκεια ψηφίου ο QPSK διαμορφωτής εκπέμπει 2 ψηφία. Αν η διάρκεια ψηφίου του QPSK διαμορφωτή είναι διπλάσια της διάρκειας ψηφίου του διαμορφωτή PSK, δηλαδή $T_s = 2T_b$, τότε QPSK και PSK διαμορφωτές πετυχαίνουν τον ίδιο ρυθμό μετάδοσης με τη διαφορά ότι ο QPSK διαμορφωτής απαιτεί το μισό εύρος ζώνης. Το συγκριτικό αυτό πλεονέκτημα της QPSK διαμόρφωσης έναντι της PSK αντισταθμίζεται από την πιθανότητα παρεμβολής μεταξύ των δύο ορθογώνιων καναλιών λόγω πιθανής ασυμφωνίας (σφάλματος) φάσης στη λήψη.

2.4 OFDM

2.4.1 Εισαγωγή

Η ορθογώνια διαμόρφωση διαίρεσης συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Modulation – OFDM), αποτελεί ειδική μορφή διαμόρφωσης με πολλαπλά φέροντα (multicarrier modulation – MCM) κατά την οποία μια ακολουθία δεδομένων μεταδίδεται από ένα αριθμό υποφερόντων (sub carriers) με χαμηλότερο ρυθμό μετάδοσης [5]. Εξορισμού, η OFDM διαμόρφωση είναι συνυφασμένη με ψηφιακά σήματα πληροφορίας. Επίσης η OFDM διαμόρφωση προσδίδει σ' ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα ανθεκτικότητα σε διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (frequency selective fading) και σε παρεμβολές στενού εύρους ζώνης (narrowband interference). Πράγματι, σε ένα σχήμα διαμόρφωσης με ένα φέρον μια βαθιά διάλειψη ή μια ισχυρή παρεμβολή οδηγεί σε αποτυχία της ζεύξης. Αντίθετα σ' ένα σχήμα με πολλαπλά φέροντα μόνο ένα μικρό ποσοστό των φερόντων θα επηρεαστεί. Σε αυτή την περίπτωση η χρήση κωδικοποίησης για τη διόρθωση λαθών μπορεί να διορθώσει τα λιγοστά λανθασμένα φέροντα. Οι μοναδικές ιδιότητες του OFDM το καθιστούν το ιδανικό σχήμα διαμόρφωσης σε μια σειρά από τηλεπικοινωνιακά πρότυπα όπως το IEEE 802.11a[6], IEEE 802.16 [7], και IEEE 802.11g [8].

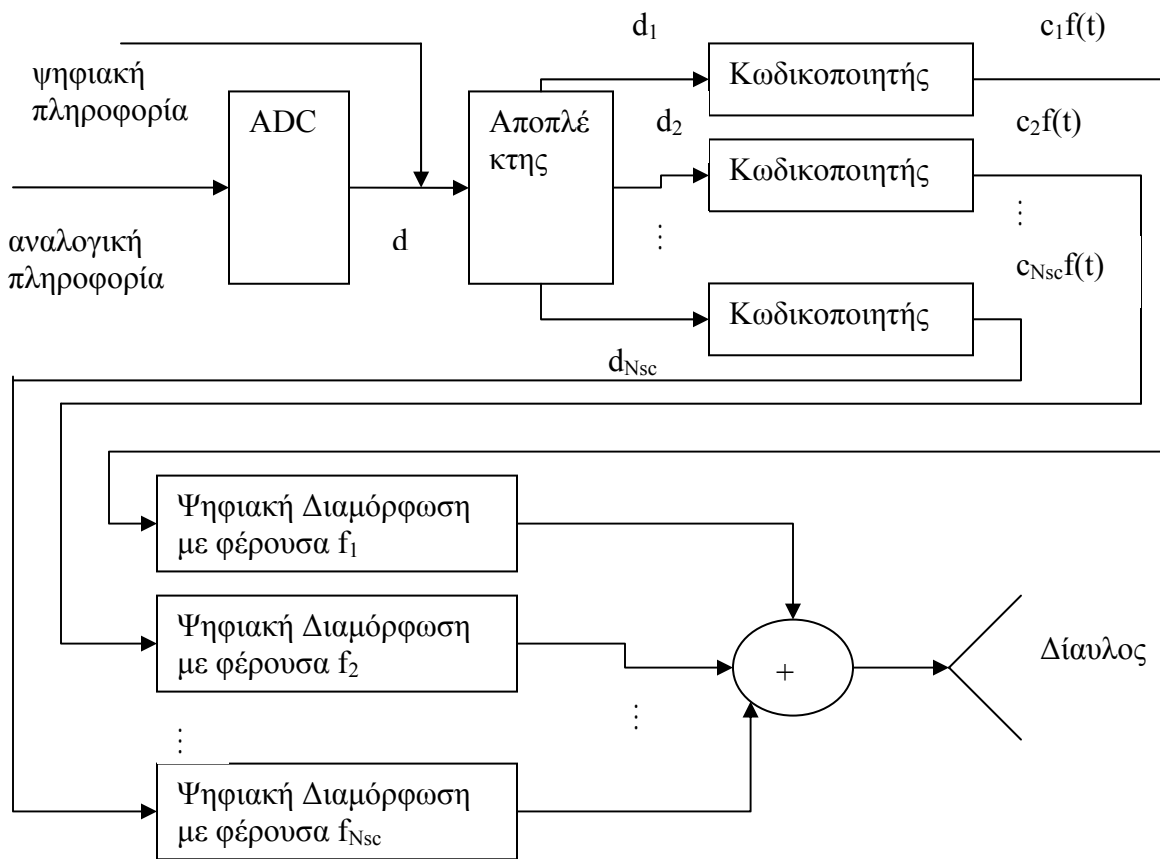
2.4.2 Ορισμοί – Βασικές Έννοιες

Στη διαμόρφωση με πολλαπλά φέροντα, η ακολουθία δεδομένων εισόδου διαμοιράζεται, καταρχήν, σε διάφορες υποακολουθίες. Όπως είναι προφανές, η ακολουθία δεδομένων εισόδου εμφανίζει διάρκεια ψηφίου μικρότερη από τη διάρκεια ψηφίου των παραγόμενων από αυτή υποακολουθιών. Κάθε ψηφίο που ανήκει στις υποακολουθίες καλείται σύμβολο. Ο χρόνος μεταξύ διαδοχικών αφίξεων ψηφίων σε μια υποακολουθία, που ισοδυναμεί με τη διάρκεια ψηφίου στην υποακολουθία, καλείται διάρκεια συμβόλου. Με άλλα λόγια ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων είναι μικρότερος του ρυθμού μετάδοσης

δεδομένων. Στη συνέχεια, κάθε μια από τις παραγόμενες υποακολουθίες χρησιμοποιείται για να διαμορφώσει ένα διαφορετικό υποφέρον.

Η διαμόρφωση ενός υποφέροντος από μια υποακολουθία εμφανίζει τα βασικά χαρακτηριστικά της διαμόρφωσης ψηφιακών σημάτων που αναπτύξαμε στην προηγούμενη ενότητα. Συγκεκριμένα, από τα ψηφία της υποακολουθίας θα παραχθεί ένα σήμα βασικής ζώνης σύμφωνα με κάποιο μορφοποιητικό παλμό. Το παραγόμενο σήμα βασικής ζώνης θα διαμορφώσει το κατάλληλο υποφέρον ακολουθώντας κάποια από τα σχήματα διαμόρφωσης ψηφιακών σημάτων (PSK, QPSK, κλπ).

Η διαδικασία δημιουργίας ενός OFDM σήματος από μία ακολουθία δυαδικών ψηφίων εικονίζεται στο σχήμα 2.4.1.



Σχήμα 2.4.1. Παραγωγή OFDM σήματος.

Η ψηφιακή πληροφορία που φτάνει στην είσοδο του αποπλέκτη διακλαδίζεται σε N_{sc} τον αριθμό υποακολουθίες, όσα και τα διαφορετικά υποφέροντα τα οποία θα διαμορφωθούν. Τα N_{sc} τον αριθμό διαφορετικά ψηφία θα πρέπει να είναι ταυτόχρονα παρόντα στην έξοδο του αποπλέκτη και να έχουν την ίδια χρονική διάρκεια. Όπως είναι αυτονόητο, η χρονική διάρκεια των υποακολουθιών θα πρέπει να είναι σαφώς

μεγαλύτερη της διάρκειας ψηφίου της αρχικής ακολουθίας πληροφορίας. Η χρονική αυτή διάρκεια καλείται διάρκεια συμβόλου.

Στη συνέχεια ο κωδικοποιητής παράγει από την ακολουθία $d_k = 1$ ή 0 το αναλογικό σήμα βασικής ζώνης $m_k(t) = c_k \cdot f(t)$ όπου $c_k = \pm 1$ (αντί 1 ή 0) και $f_k(t)$ ο χρησιμοποιούμενος μορφοποιητικός παλμός. Το παραγόμενο σήμα βασικής ζώνης έχει διάρκεια όση και η διάρκεια συμβόλου. Έπειτα κάθε σήμα βασικής ζώνης θα διαμορφώσει το υποφέρων συχνότητας f_k σύμφωνα με κάποια μέθοδο ψηφιακής διαμόρφωσης, συνηθέστερα PSK ή QPSK. Για την περίπτωση της PSK διαμόρφωσης το παραγόμενο σήμα θα είναι της μορφής $c_k \cdot f(t) \cdot \cos(2\pi f_k t)$ και η χρονική διάρκεια του σήματος θα είναι όση και η διάρκεια συμβόλου. Τα διαφορετικά διαμορφωμένα φέροντα αθροίζονται ώστε να δώσουν το OFDM σήμα σε χρόνο όσο η διάρκεια

συμβόλου: $\sum_{k=1}^{N_{sc}} c_k \cdot f(t) \cdot \cos(2\pi f_k t)$. Το παραγόμενο σήμα αποτελεί τη στοιχειώδη μονάδα ενός OFDM σήματος και καλείται σύμβολο του OFDM σήματος (OFDM symbol).

Η προαναφερθείσα διαδικασία επαναλαμβάνεται διαδοχικά για άπειρα τον αριθμό OFDM σύμβολα. Έτσι ορίζοντας τη διάρκεια συμβόλου ως T_s ένα OFDM σήμα μπορεί να γραφεί ως:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{ki} \cdot \cos(2\pi f_k (t - iT_s)) \cdot f(t - iT_s)$$

όπου με c_{ki} συμβολίζεται το ψηφίο πληροφορίας που διαμορφώνει το k υποφέρων κατά το i OFDM σύμβολο.

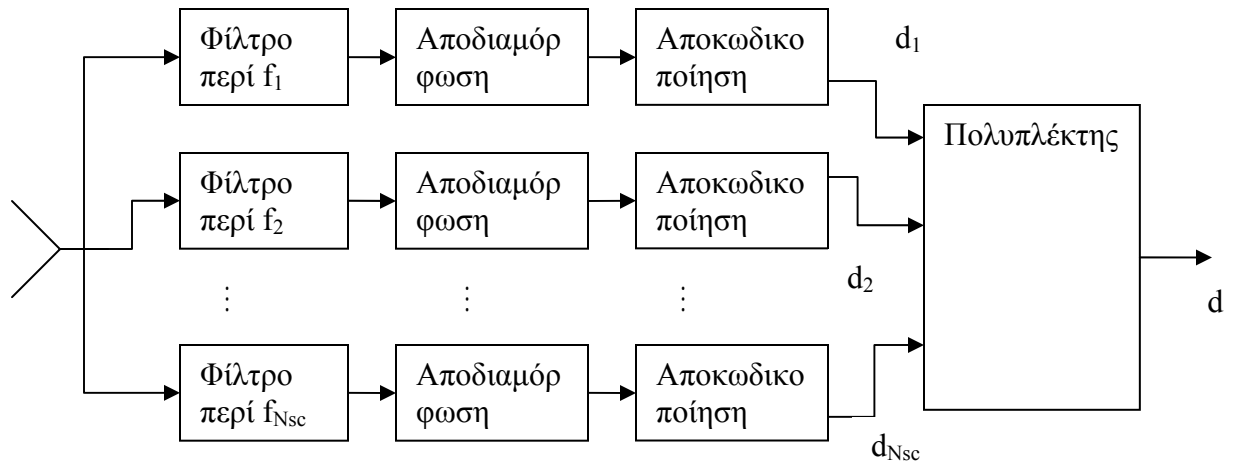
Αν είχαμε χρησιμοποιήσει QPSK διαμόρφωση τότε θα μπορούσαμε να αυξήσουμε το συνολικό ρυθμό μετάδοσης συγχωνεύοντας δύο υποακολουθίες σε ένα υποφέρων. Σε αυτή την περίπτωση το OFDM σήμα μπορεί αν γραφεί ως

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} [c_{ki} \cos(2\pi f_k (t - iT_s)) + d_{ki} \sin(2\pi f_k (t - iT_s))] \cdot f(t - iT_s).$$

Στη γενική περίπτωση, ένα OFDM σήμα μπορεί να γραφεί ως

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{ki} \cdot e^{j2\pi f_k (t - iT_s)} \cdot f(t - iT_s) \quad (3)$$

Στη λήψη, ακολουθώντας αντίστροφη διαδικασία μπορούμε να ανακτήσουμε την αρχική ακολουθία ψηφίων από το κατά OFDM διαμορφωμένο σήμα, όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.4.2.



Σχήμα 2.4.2. Αποδιαμόρφωση OFDM σήματος.

Υποθέτοντας τέλει συγχρονισμό μεταξύ πομπού και δέκτη, μέσα από μια σειρά φίλτρων επιλέγεται καθένα από τα N_{sc} στον αριθμό διαμορφωμένα υποφέροντα τα οποία στη συνέχεια αποδιαμορφώνονται ανεξάρτητα το ένα από το άλλο και ανακτάται το σήμα πληροφορίας στη βασική ζώνη. Στον αποκωδικοποιητή λαμβάνεται απόφαση για το αν το ληφθέν ψηφίο είναι 1 ή 0 κι έτσι επαναλαμβάνόμενης της ανωτέρω διαδικασίας για κάθε OFDM σύμβολο ανακτάται σιγά σιγά η d_k ακολουθία και με τη βοήθεια του πολυπλέκτη η αρχική δυαδική ακολουθία d .

Τα φίλτρα του δέκτη είναι προσαρμοσμένα προς την φασματική μορφή του σήματος έτσι ώστε για δεδομένη χρονική στιγμή να μεγιστοποιείται ο λόγος ισχύος του σήματος προς τον θόρυβο που το συνοδεύει. Αν συμβολίσουμε με g_k τη φασματική μορφή του k διαμορφωμένου φέροντος, τότε $g_k = e^{j2\pi f_k t} \cdot f(t)$ για κάθε OFDM σύμβολο, οπότε το φίλτρο που θα επιλέξει το k διαμορφωμένο φέρον θα πρέπει να έχει κρουστική απόκριση $r_k(t) = K \cdot g_k^*(-t)$, όπου K σταθερά και $(*)$ δηλώνει το συζυγές σήμα. (Για πραγματικά σήματα $g_k^*(t) = g_k(t)$). Αν υποθέσουμε ότι στην είσοδο του r_k φίλτρου φτάνει σήμα g_j όπου $j = 1, \dots, k, \dots, N_{sc}$ τότε στην έξοδο του φίλτρου θα λάβουμε

$$c_{j,k} = \int_{\tau=-\infty}^{+\infty} g_j(\tau) \cdot r_k(t-\tau) d\tau = \int_{\tau=-\infty}^{+\infty} g_j(\tau) \cdot g_k^*(t-\tau) d\tau = \delta_{j,k} = \begin{cases} 1, & \text{αν } j = k \\ 0, & \text{αν } j \neq k \end{cases}$$

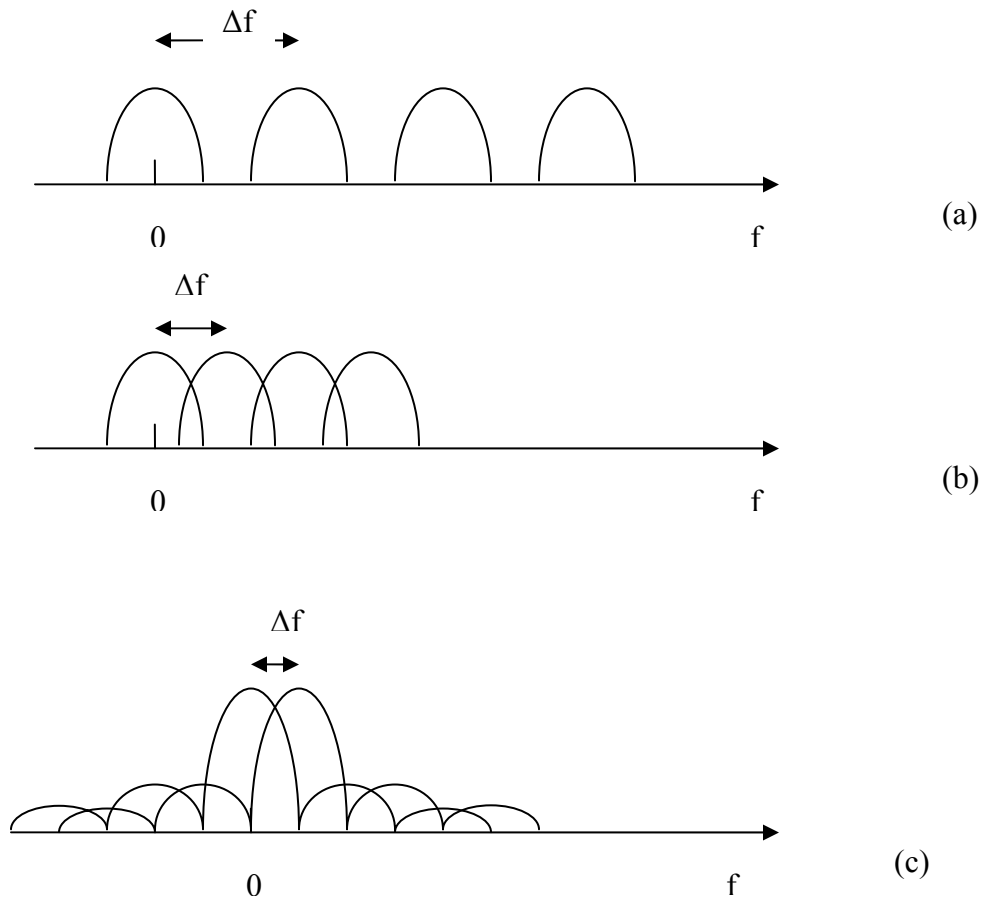
g_k ορθογώνια

Αν τα διαμορφωμένα υποφέροντα είναι ορθογώνια μεταξύ τους, τότε στη έξοδο του k φίλτρου θα λάβουμε μηδενική έξοδο για οποιοδήποτε άλλο διαμορφωμένο φέρον εκτός του k υποφέροντος. Επομένως η συνθήκη ορθογωνιότητας αναδεικνύεται κεφαλαιώδους σημασίας για την ορθή αποδιαμόρφωση ενός OFDM σήματος. (Έτσι εξηγείται και η ονομασία ορθογώνια διαμόρφωση διαίρεσης συχνότητας).

Στην πράξη η συνθήκη ορθογωνιότητας συνεπάγεται τη χρήση κατάλληλων φίλτρων στο δέκτη που θα αποκλείουν κάθε άλλο διαμορφωμένο φέρον πέρα του ενδεδειγμένου για το κάθε φίλτρο. Βασικό ρόλο προς αυτή την κατεύθυνση παίζει και η επιλογή του κατάλληλου μορφοποιητικού παλμού $f(t)$. Μια λύση είναι η χρήση ως μορφοποιητικών παλμών μη επικαλυπτόμενων ζωνοπερατών σημάτων (σχήμα 2.4.3-a) [9]. Τα φίλτρα που απαιτούνται σε μια τέτοια περίπτωση είναι εύκολα υλοποιήσιμα, ωστόσο απαιτείται αυξημένο εύρος ζώνης. Μια άλλη λύση είναι η χρήση επικαλυπτόμενων ζωνοπερατών σημάτων (σχήμα 2.4.3-b) όπου γίνεται εξοικονόμηση στο εύρος ζώνης, όμως απαιτούνται πολυπλοκότερα φίλτρα. Στη σύγχρονη εκδοχή του, το OFDM χρησιμοποιεί χρονικώς περιορισμένα σήματα (σχήμα 2.4.3-c). Η συνηθέστερη εκλογή είναι

$$f(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t \leq T_s \\ 0 & t \leq 0, t > T_s \end{cases} . \text{ Ο διαχωρισμός τέτοιων σημάτων δεν είναι δυνατός μέσω}$$

υλοποιήσιμων αναλογικών φίλτρων, αλλά επιτυγχάνεται με τη χρήση του Διακριτού Μετασχηματισμού Fourier (DFT) που θα αναπτύξουμε στην επόμενη ενότητα.



Σχήμα 2.4.3. (a) Φάσμα μη επικαλυπτόμενων ζωνοπερατών σημάτων, (b) Φάσμα επικαλυπτόμενων ζωνοπερατών σημάτων, (c) Φάσμα χρονικώς περιορισμένων σημάτων.

Με τη χρήση χρονικώς περιορισμένων σημάτων μπορούμε να επιτύχουμε συχνοτικό διαχωρισμό $\Delta f = \frac{1}{T_s}$, άρα το συνολικό εύρος ζώνης ενός OFDM σήματος είναι

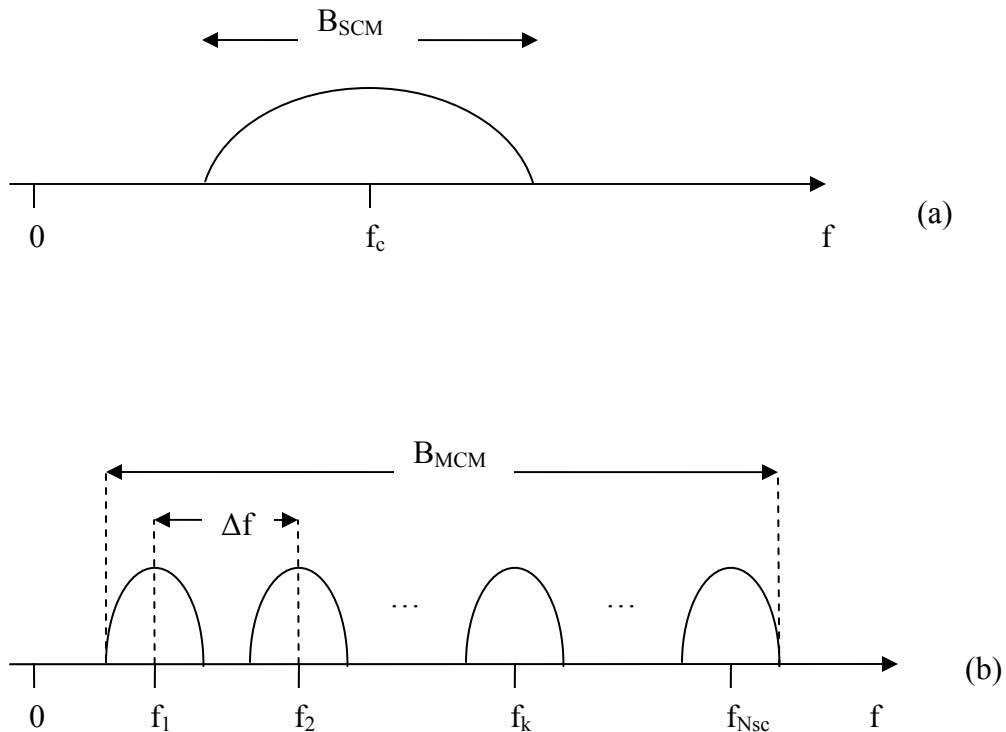
$W_{\text{OFDM}} = N_{\text{sc}} \cdot \Delta f = \frac{N_{\text{sc}}}{T_s}$. Άρα το k υποφέρων θα έχει συχνότητα

$$f_k = \frac{k-1}{T_s}, \quad k = 1, \dots, N_{\text{sc}}.$$

Η σχέση (3) αποτελεί περιγραφή ενός OFDM σήματος στη βασική ζώνη. Με χρήση κατάλληλου τοπικού ταλαντωτή, ένα OFDM σήμα μπορεί να μετατοπιστεί σε οποιαδήποτε περιοχή του φάσματος. Σε αυτή την περίπτωση απαιτείται και ανάλογος τοπικός ταλαντωτής στον δέκτη που θα επαναφέρει το OFDM σήμα στη βασική ζώνη (βλέπε διαμόρφωση πλάτους). Έτσι η σχέση (3) γράφεται ως:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{\text{sc}}} c_{ki} \cdot e^{j2\pi(f_c + f_k)(t - iT_s)} \cdot f(t - iT_s).$$

Στο σχήμα 2.4.4 συγκρίνεται η διαμόρφωση με ένα φέρον (Single Carrier Modulation – SCM) με τη διαμόρφωση με πολλαπλά φέροντα (MCM).



Σχήμα 2.4.4. (a) SCM διαμόρφωση, (b) MCM διαμόρφωση

Με B_{SCM} και B_{MCM} δηλώνεται το εύρος ζώνης των μεταδιδόμενων SCM και MCM σημάτων αντίστοιχα.

Για τη διαμόρφωση MCM, με f_k συμβολίζουμε τη φέρουσα συχνότητα του k υποφέροντος, με $F_k(f; t)$ το φάσμα του μορφοποιητικού παλμού που διαμορφώνει το k υποφέρον, με N_{sc} το συνολικό αριθμό υποφερόντων και με Δf τη συχνοτική απόσταση μεταξύ διαδοχικών υποφερόντων. Το φάσμα ενός κατά MCM διαμορφωμένου σήματος μπορεί να γραφεί ως:

$$S_{MCM}(f; t) = \sum_{k=1}^{N_{sc}} F_k(f; t) \quad (4)$$

Μέσα από ένα κανάλι με διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα και συνάρτηση μεταφοράς $H(f; t)$, το φάσμα του λαμβανόμενου σήματος για την περίπτωση SCM και MCM διαμόρφωσης μπορεί να γραφεί αντίστοιχα ως:

$$R_{SCM} = H(f; t) \cdot S_{SCM}(f; t) \quad (5)$$

και

$$R_{MCM} = H(f; t) \cdot S_{MCM}(f; t) = \sum_{k=1}^{N_{sc}} H_k(f; t) \cdot F_k(f; t) \quad (6)$$

Με $H_k(f; t)$ συμβολίζεται η συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού για εύρος συχνοτήτων B_k , το οποίο αντιστοιχεί στην περιοχή συχνοτήτων που καταλαμβάνει το k (διαμορφωμένο) φέρον. Αν ο αριθμός των υποφερόντων είναι μεγάλος, η απόκριση πλάτους και φάσης του καναλιού $H_k(f; t)$ μπορεί να θεωρηθεί προσεγγιστικά σταθερή στην περιοχή B_k , οπότε το φάσμα του λαμβανόμενου MCM σήματος μπορεί να γραφεί ως:

$$R_{MCM}(f; t) \cong \sum_{k=1}^{N_{sc}} H_k(t) \cdot F_k(f; t) \quad (7)$$

Η σχέση (7) δηλώνει καθαρά την αποτελεσματικότητα της MCM διαμόρφωσης στην αντιμετώπιση διαλείψεων επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα. Η διαμόρφωση MCM δεν απαιτεί εξισορρόπηση της χαρακτηριστικής του διαύλου (equalization) σε αντίθεση με την SCM διαμόρφωση που απαιτεί πολύπλοκη προσαρμοστική εξισορρόπηση καναλιού.

2.4.3 OFDM και DFT

Η χρήση του διακριτού Μ/Σ Fourier (DFT) σε σχήματα διαμόρφωσης με πολλαπλά φέροντα επιτρέπει τη χρήση χρονικά περιορισμένων σημάτων ως μορφοποιητικών παλμών εξασφαλίζοντας την ορθογωνιότητα μεταξύ των υποφερόντων [10].

Δειγματοληπτώντας ένα OFDM σήμα βασικής ζώνης (εξίσωση (3)) $s(t)$ με περίοδο δειγματοληψίας t_{spl} όπου $t_{\text{spl}} = \frac{T_s}{N_{\text{sc}}}$ λαμβάνουμε N_{sc} δείγματα του σήματος σε διάρκεια ενός συμβόλου:

$$S = [s(iT_s), \dots, s(iT_s + qt_{\text{spl}}), \dots, s(iT_s + (N_{\text{sc}} - 1)t_{\text{spl}})]^T$$

Το q δείγμα του σήματος $s(t)$ θα δίνεται από τη σχέση:

$$\begin{aligned} s(q) &= \sum_{k=1}^{N_{\text{sc}}} c_k e^{j2\pi f_k \cdot qt_{\text{spl}}} = \sum_{k=1}^{N_{\text{sc}}} c_k e^{j2\pi \cdot \frac{k-1}{T_s} \cdot q \cdot \frac{T_s}{N_{\text{sc}}}} = \sum_{k=1}^{N_{\text{sc}}} c_k e^{j2\pi \cdot \frac{q}{N_{\text{sc}}} \cdot (k-1)} \\ &\Rightarrow s(q) = \sum_{k=0}^{N_{\text{sc}}-1} c_k e^{j2\pi \cdot \frac{q}{N_{\text{sc}}} \cdot k} \end{aligned} \quad (8)$$

Η (8) ταυτίζεται με τον αντίστροφο διακριτό Μ/Σ Fourier μιας διακριτής ακολουθίας $c_k = c(k)$, $k = 0, \dots, N_{\text{sc}} - 1$ εκτός από μια πολλαπλασιαστική σταθερά $\frac{1}{N_{\text{sc}}}$. Άρα η (8) μπορεί να γραφεί ως:

$$s(q) = \sum_{k=0}^{N_{\text{sc}}-1} c(k) \cdot w_{N_{\text{sc}}}^{-q \cdot k}, \quad \text{όπου } w_{N_{\text{sc}}}^{-q \cdot k} = e^{j2\pi \frac{q}{N_{\text{sc}}} \cdot k}.$$

Επομένως τα N_{sc} δείγματα του OFDM σήματος $s(t)$ μπορούν να προκύψουν από τα δυαδικά ψηφία $c(k)$, $k = 0, \dots, N_{\text{sc}} - 1$ με εφαρμογή ενός πίνακα αντιστρόφων διακριτών Μ/Σ Fourier N_{sc} σημείων:

$$\begin{bmatrix} s(0) \\ \vdots \\ s(q) \\ \vdots \\ s(N_{\text{sc}} - 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{N_{\text{sc}}}^{-0 \cdot 0} & \dots & w_{N_{\text{sc}}}^{-0 \cdot k} & \dots & w_{N_{\text{sc}}}^{-0 \cdot (N_{\text{sc}} - 1)} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ w_{N_{\text{sc}}}^{-q \cdot 0} & \dots & w_{N_{\text{sc}}}^{-q \cdot k} & \dots & w_{N_{\text{sc}}}^{-q \cdot (N_{\text{sc}} - 1)} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ w_{N_{\text{sc}}}^{-(N_{\text{sc}} - 1) \cdot 0} & \dots & w_{N_{\text{sc}}}^{-(N_{\text{sc}} - 1) \cdot k} & \dots & w_{N_{\text{sc}}}^{-(N_{\text{sc}} - 1) \cdot (N_{\text{sc}} - 1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} c(0) \\ \vdots \\ c(q) \\ \vdots \\ c(N_{\text{sc}} - 1) \end{bmatrix}$$

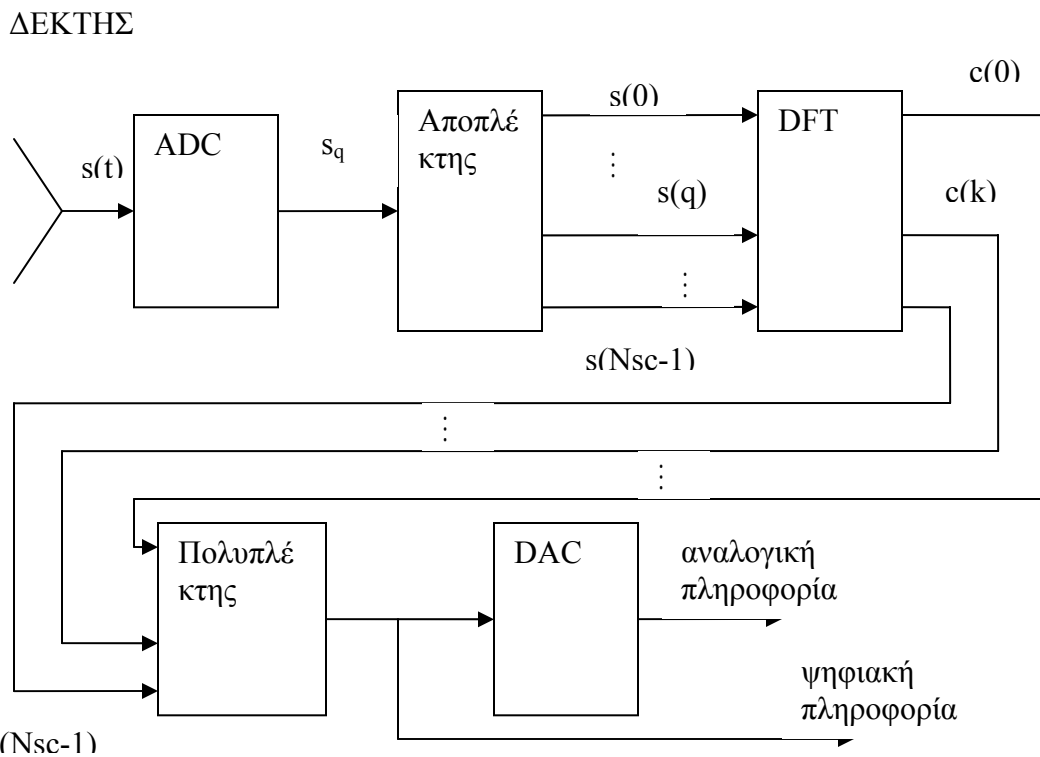
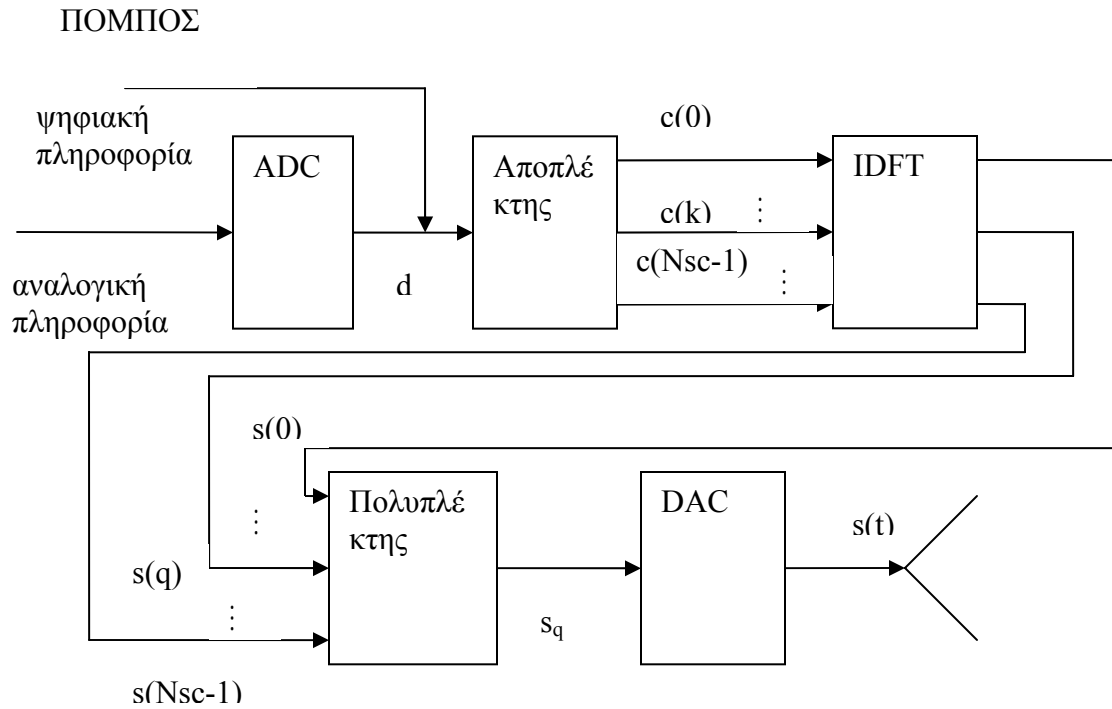
$$\Leftrightarrow S = W_{N_{\text{sc}}}^{-1} \cdot C$$

Κατά αντιστοιχία στον δέκτη αν δειγματοληπήσουμε το OFDM σήμα $s(t)$ με περίοδο δειγματοληψίας t_{spl} μπορούμε να ανακτήσουμε την αρχική ακολουθία $c(k)$, $k = 0, \dots, N_{\text{sc}} - 1$ με εφαρμογή ενός πίνακα (ευθέων) διακριτών Μ/Σ Fourier N_{sc} σημείων:

$$\begin{bmatrix} c(0) \\ \vdots \\ c(q) \\ \vdots \\ c(N_{sc} - 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_{N_{sc}}^{0 \cdot 0} & \dots & W_{N_{sc}}^{0 \cdot q} & \dots & W_{N_{sc}}^{0 \cdot (N_{sc} - 1)} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ W_{N_{sc}}^{k \cdot 0} & \dots & W_{N_{sc}}^{q \cdot k} & \dots & W_{N_{sc}}^{k \cdot (N_{sc} - 1)} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ W_{N_{sc}}^{(N_{sc} - 1) \cdot 0} & \dots & W_{N_{sc}}^{(N_{sc} - 1) \cdot q} & \dots & W_{N_{sc}}^{(N_{sc} - 1)^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s(0) \\ \vdots \\ s(q) \\ \vdots \\ s(N_{sc} - 1) \end{bmatrix}$$

$$\Leftrightarrow C = W_{N_{sc}} \cdot S$$

Το σχηματικό διάγραμμα ενός πομποδέκτη OFDM που πραγματοποιεί επεξεργασία με βάση τον DFT (IDFT) εικονίζεται στο σχήμα 2.4.5. Η σχεδίαση αφορά μόνο το σήμα OFDM στη βασική ζώνη, για τη μετατόπιση του φάσματος του σήματος σε υψηλότερες συχνότητες ισχύουν τα ίδια με την περίπτωση του κλασικού OFDM. Υποθέτουμε επίσης πλήρη συγχρονισμό μεταξύ πομπού και δέκτη.

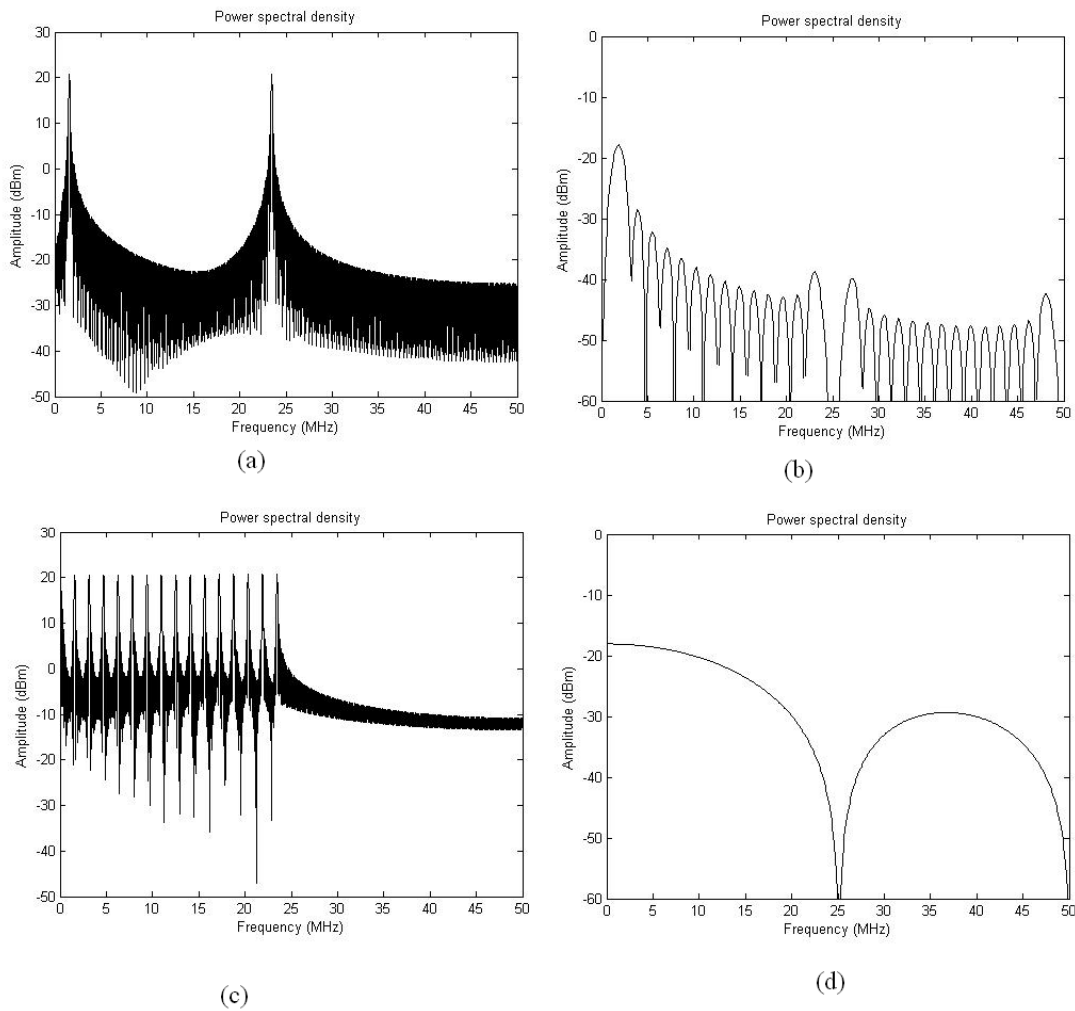


Σχήμα 2.4.5. Ψηφιακός πομποδέκτης OFDM.

Επομένως με την εφαρμογή του DFT η παρεμβολή μεταξύ γειτονικών υποφερόντων μπορεί πλήρως να εξαλειφθεί, ενώ δεν απαιτούνται πλέον ταλαντωτές στον πομπό και

φίλτρα στον δέκτη για την παραγωγή και τον διαχωρισμό των υποφερόντων αντιστοίχως. Επιπλέον κατά αυτό τον τρόπο μεγάλο μέρος της επεξεργασίας για την διαμόρφωση – αποδιαμόρφωση του OFDM σήματος γίνεται ψηφιακά.

Το παραγόμενο σήμα $s(t)$ που προκύπτει από εφαρμογή του IDFT ενδεχομένως να διαφέρει φασματικά από το σήμα $s(t)$ που προκύπτει από την κλασσική μορφή ενός πομπού OFDM. Στα σχ. (2.4.6-a), (2.4.6-c) εικονίζεται το φάσμα που παράγεται από ένα κλασσικό OFDM πομπό ενώ στα σχ. (2.4.6-b), (2.4.6-d) το φάσμα που προκύπτει από πομπό με χρήση IDFT. Στα σχ. (2.4.6-a,b) μόνο δύο φέροντα μεταφέρουν πληροφορία, ενώ στα σχ. (2.4.6-c, d) όλα τα φέροντα περιέχουν πληροφορία.

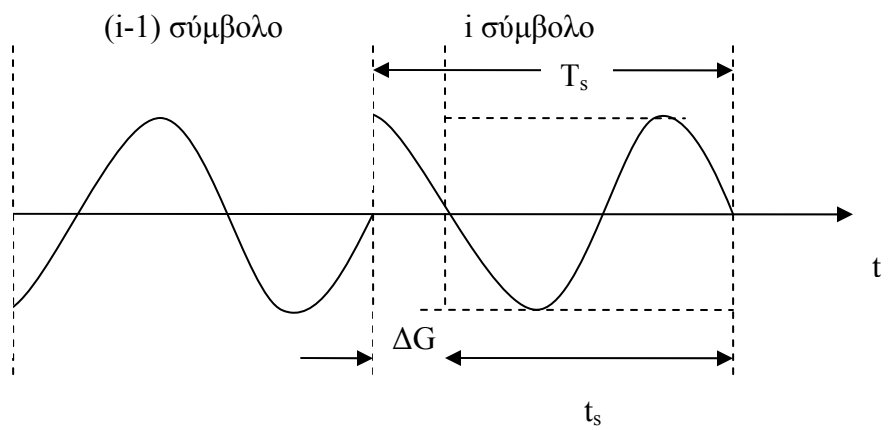
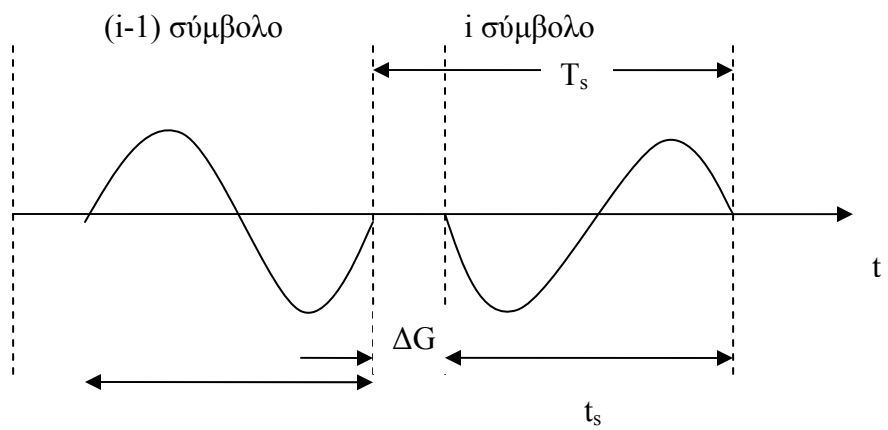
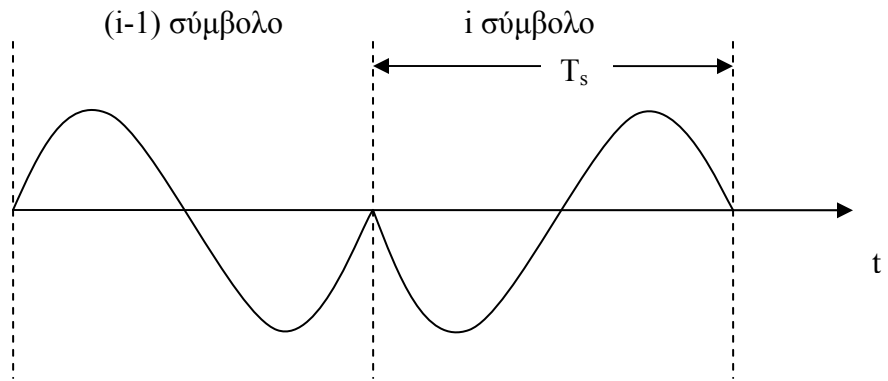


Σχήμα 2.4.6. (a) Φάσμα αναλογικού OFDM συστήματος με δύο φέροντα «φορτωμένα» με δεδομένα, (b) Φάσμα ψηφιακού OFDM συστήματος με δύο φέροντα «φορτωμένα» με δεδομένα, (c) Φάσμα αναλογικού OFDM συστήματος με όλα τα φέροντα «φορτωμένα» με δεδομένα, (d) Φάσμα ψηφιακού OFDM συστήματος με όλα τα φέροντα «φορτωμένα» με δεδομένα.

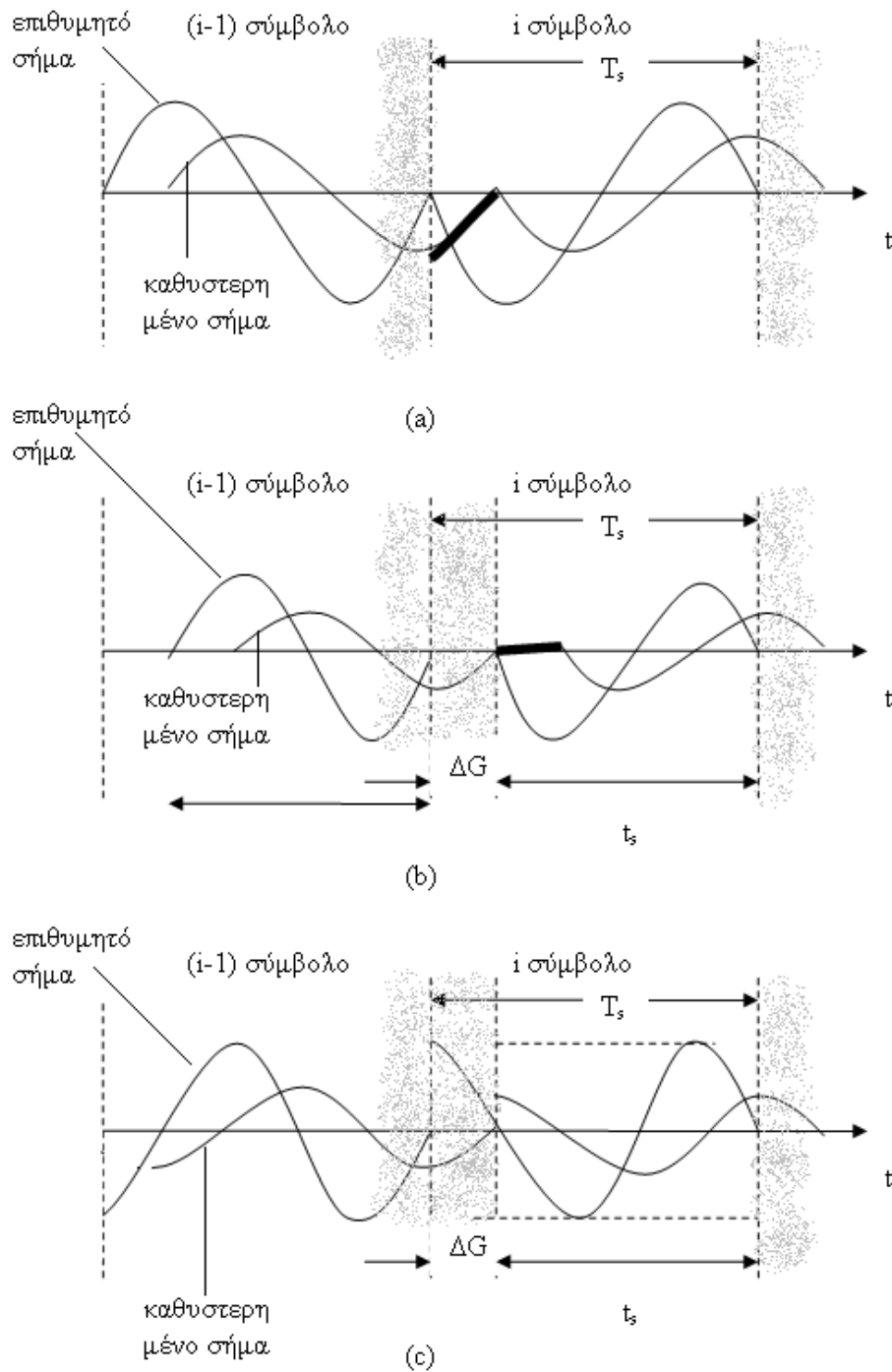
Οι όποιες διαφορές αποδίδονται στο ότι το σήμα $s(t)$ στην περίπτωση του πομπού με χρήση IDFT δημιουργείται από τα δείγματα s_q (σχήμα 2.4.5) και άρα εντοπίζονται σε αυτό ορισμένα ανεπιθύμητα χαρακτηριστικά της φυσικής δειγματοληψίας (φασματικές επαναλήψεις ανά $\frac{1}{t_{spl}}$, πεπερασμένο μήκος δειγμάτων). Η επιλογή DAC στον πομπό με την κατάλληλη συνάρτηση μεταφοράς μπορεί να περιορίσει αυτά τα φαινόμενα.

2.4.4 OFDM σε περιβάλλον πολλαπλών διαδρομών – Κυκλικό Πρόθεμα

Σε ένα κανάλι πολλαπλών διόδευσεων, το εκπεμπόμενο σήμα φτάνει στο δέκτη μέσα από διαφορετικές διαδρομές με αποτέλεσμα να λαμβάνονται διάφορες εκδοχές του εκπεμπόμενου σήματος, η μία με σχετική χρονική καθυστέρηση ως προς την άλλη. Ας υποθέσουμε ένα κανάλι διαλείψεων όπου το σήμα ακολουθεί δύο διαδρομές από τον πομπό ως το δέκτη. Μέσω της πρώτης διαδρομής φτάνει στο δέκτη μια εκδοχή (επιθυμητή) του εκπεμπόμενου σήματος, ενώ μέσω της δεύτερης διαδρομής φτάνει στο δέκτη μία καθυστερημένη κατά τ_{max} εκδοχή του εκπεμπόμενου σήματος.



Σχήμα 2.4.7. OFDM σήμα στον πομπό (a) χωρίς διάστημα φρουρό, (b) με διάστημα φρουρό, (c) με διάστημα φρουρό και κυκλικό πρόθεμα.



Σχήμα 2.4.8. OFDM σήμα στον δέκτη (a) χωρίς διάστημα φρουρό, (b) με διάστημα φρουρό, (c) με διάστημα φρουρό και κυκλικό πρόθεμα.

Στα ανωτέρω σχήματα απεικονίζονται οι κυματομορφές ενός δεδομένου υποφέροντος σε διαδοχικά OFDM σύμβολα όπως αυτές εκπέμπονται από τον πομπό (σχ. 2.4.7) και

λαμβάνονται στο δέκτη (σχ. 2.4.8). Στο σχ. 2.4.7-a εικονίζεται η εκπεμπόμενη κυματομορφή (ένα ορισμένο υποφέρον) κατά το $(i-1)$ και το i OFDM σύμβολο για τη δομή του OFDM πομποδέκτη που μελετήσαμε στην προηγούμενη ενότητα. Το λαμβανόμενο σήμα για αυτή την περίπτωση εικονίζεται στο σχ. 2.4.8-a. Όπως παρατηρούμε με την έντονα σκιασμένη γραμμή, το i σύμβολο υφίσταται παραμόρφωση από το $(i-1)$ OFDM σύμβολο εξαιτίας της καθυστερημένης άφιξης ενός αντιγράφου του αρχικού σήματος. Το φαινόμενο αυτό καλείται διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference – ISI).

Λύση σε αυτό το πρόβλημα θα αποτελούσε η χρήση ενός διαστήματος «φρουρού» (guard interval) κατά το οποίο δεν έχουμε μετάδοση σήματος. Το διάστημα «φρουρός» θα πρέπει να έχει μήκος $\Delta G > \tau_{\max}$. Σε περίπτωση καναλιού με περισσότερα μονοπάτια ως τ_{\max} εννοείται η μέγιστη χρονική καθυστέρηση άφιξης αντιγράφου του αρχικού σήματος στον δέκτη. Η μορφή του εκπεμπόμενου σήματος παρουσιάζεται στο σχ. 2.4.7-b. Στην περίπτωση χρήσης διαστήματος «φρουρού» χωρίς μετάδοση σήματος μπορούμε να αντισταθμίσουμε πλήρως την διασυμβολική παρεμβολή αλλά, όπως παρατηρούμε στο σχ. 2.4.8-b με την έντονα σκιασμένη γραμμή, η απότομη αλλαγή στην κυματομορφή παράγει υψηλότερες συχνοτικές συνιστώσες με αποτέλεσμα να δημιουργείται θέμα παρεμβολής μεταξύ γειτονικών φερόντων (intersubcarrier interference).

Η χρήση διαστήματος «φρουρού» με κυκλικό πρόθεμα (σχ. 2.4.7-c) μπορεί να αντιμετωπίσει το θέμα της διασυμβολικής παρεμβολής χωρίς να προκαλεί παρεμβολές μεταξύ γειτονικών φερόντων. Κατά τη διάρκεια του διαστήματος φρουρού στην αρχή του συμβόλου επαναλαμβάνεται τμήμα του πέρατος του συμβόλου διάρκειας ΔG . Όπως παρατηρούμε στο σχ. 2.4.8-c, στον δέκτη προκύπτουν δύο αμιγώς ημιτονοειδή σήματα. Κατά αυτό τον τρόπο μπορούμε να εκμεταλλευτούμε την ευεργετική επίδραση του διαστήματος φρουρού στην αντιμετώπιση της διασυμβολικής παρεμβολής χωρίς να προκαλούνται επιπλέον παρεμβολές μεταξύ φερόντων. Όπως φαίνεται στο σχ. 2.4.8-c, το OFDM σύμβολο έχει διάρκεια T_s ενώ η περίοδος των υποφερόντων είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του t_s όπου $t_s < T_s$. Άρα με τη χρήση κυκλικού προθέματος ο συχνοτικός διαχωρισμός των υποφερόντων γίνεται λίγο μεγαλύτερος, δηλαδή $1/t_s$.

Σε αναλυτική γραφή το μεταδιδόμενο OFDM σήμα με χρήση κυκλικού προθέματος μπορεί να γραφεί (στη βασική ζώνη) ως:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{ki} \cdot e^{j2\pi f_k (t-iT_s)} \cdot f(t-iT_s) \quad \text{όπου}$$

$$f(t) = \begin{cases} 1 & , \quad -\Delta G < t \leq t_s \\ 0 & , \quad t \leq -\Delta G, t > t_s \end{cases}, \quad f_k = \frac{k-1}{t_s}, \quad \Delta f = \frac{1}{t_s}$$

Με T_s συμβολίζεται η διάρκεια του OFDM συμβόλου, με ΔG η διάρκεια του διαστήματος φρουρού, και η χρονική διάρκεια t_s καλείται ωφέλιμο μήκος του OFDM

συμβόλου. Προφανώς ισχύει $T_s = \Delta G + t_s$. Ορίζουμε επίσης το λόγο $\alpha_G = \frac{\Delta G}{T_s}$ ως το συντελεστή διαστήματος φρουρού. Προφανώς $\alpha_G < 1$.

Στην περίπτωση OFDM σήματος με κυκλικό προθέμα το εύρος ζώνης του OFDM σήματος είναι κάπως μεγαλύτερο, ήτοι:

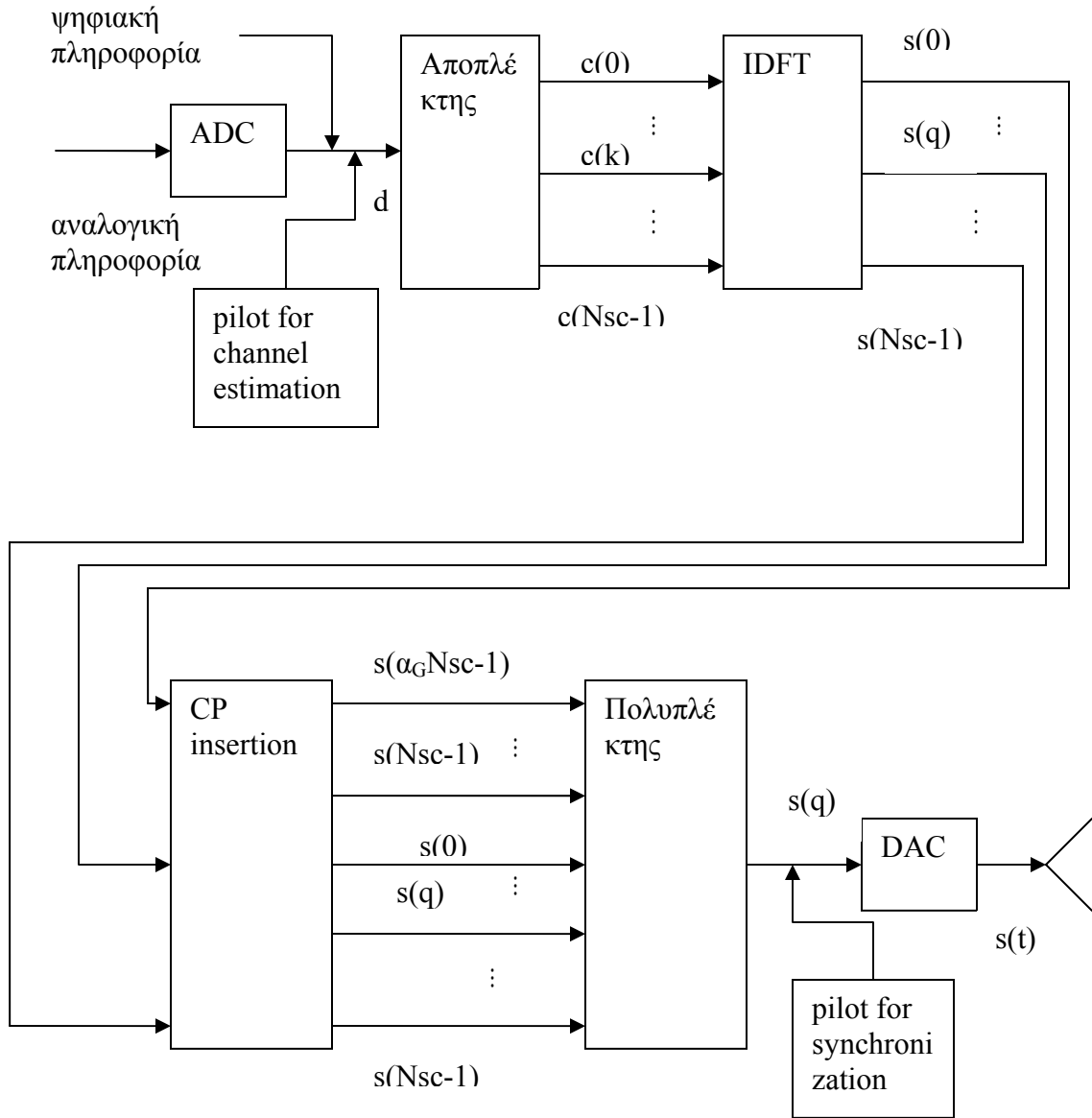
$$B_{\text{OFDM}} = \frac{N_{sc}}{t_s} = \frac{N_{sc}}{(1 - \alpha_G)T_s}.$$

Η εισαγωγή του κυκλικού προθέματος μπορεί να γίνει εύκολα σε ψηφιακή μορφή έτσι ώστε να συνδυαστεί ιδανικά με τη χρήση του DFT που μελετήσαμε σε προηγούμενη ενότητα. Ειδικότερα τα $\alpha_G \cdot N_{sc}$ τελευταία δείγματα του σήματος $s(q)$, όπως παράγεται από τον IDFT, επαναλαμβάνονται στην είσοδο του πολυπλέκτη πριν τα πρώτα δείγματα του σήματος (σχ. 2.4.9). Αντίστοιχα στον δέκτη μόνο τα τελευταία N_{sc} στον αριθμό δείγματα θα οδηγηθούν στην είσοδο του DFT (σχ. 2.4.10).

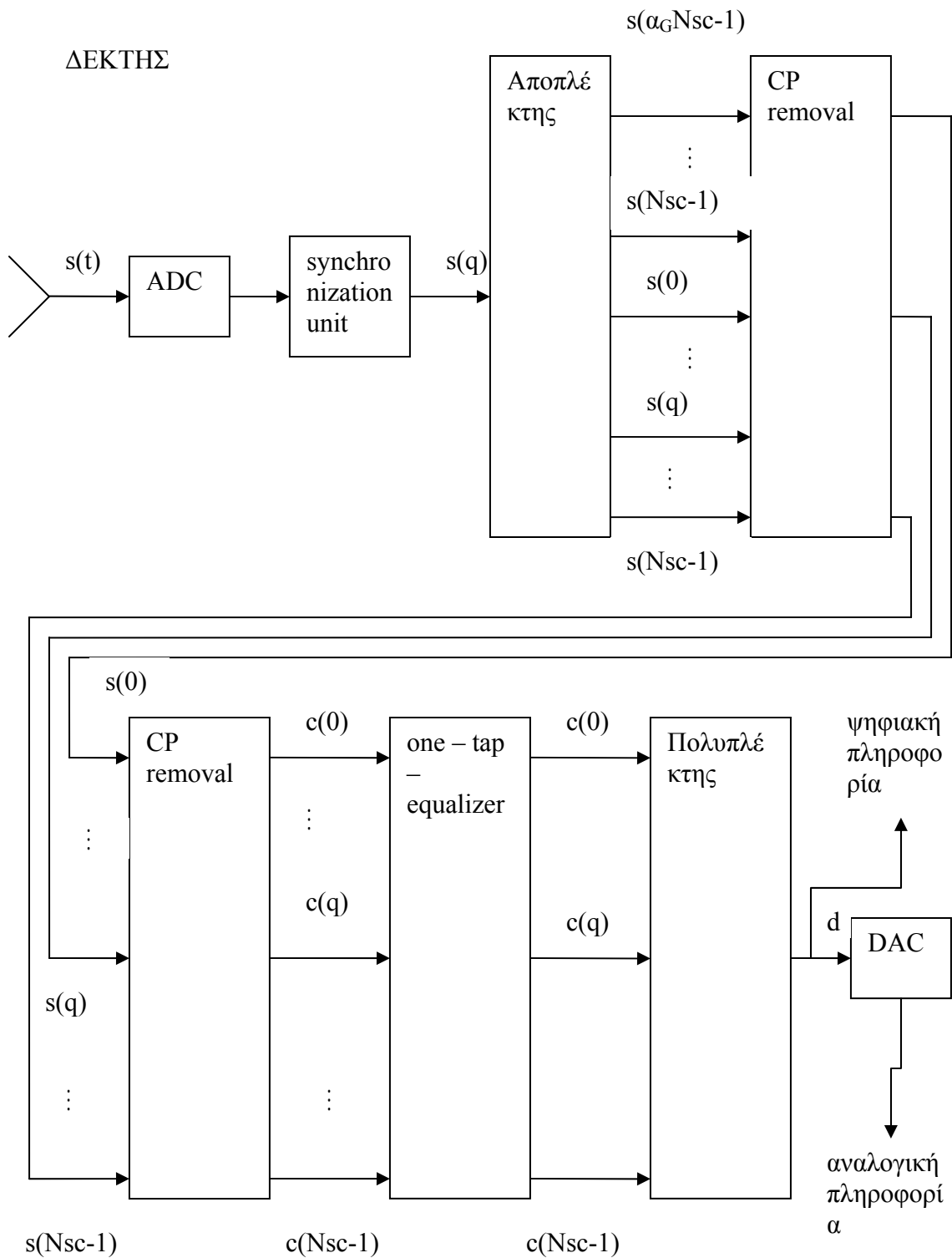
Η χρήση του κυκλικού προθέματος αντιμετωπίζει την διασυμβολική παρεμβολή που προέρχεται από ένα κανάλι πολλαπλών διαδρομών χωρίς να προκαλεί παρεμβολές μεταξύ γειτονιών υποφερόντων. Ωστόσο οι διαφορετικές ημιτονοειδείς εκδοχές του εκπεμπόμενου σήματος προστίθενται στο δέκτη κατά την ωφέλιμη διάρκεια t_s παράγοντας ένα ημιτονοειδές σήμα ίδιας μεν συχνότητας αλλά με διαφορές ως προς το πλάτος και τη φάση σε σχέση με το αρχικά εκπεμπόμενο. Το χαρακτηριστικό αυτό είναι ιδιαίτερα κρίσιμο εφόσον κατά τις συνηθέστερες διαμορφώσεις (BPSK, QPSK) η πληροφορία εμπεριέχεται στη φάση του σήματος. Για τούτο είναι χρήσιμο ο πομπός να περιέχει ένα τμήμα που θα αποδίδει κατά διαστήματα πιλοτικές τιμές στα φέροντα για την εκτίμηση της κατάστασης του διαύλου (σχ. 2.4.9 pilot for channel estimation). Οι λαμβανόμενες στον δέκτη τιμές των υποφερόντων αυτών θα συγκρίνονται με τις αναμενόμενες και για κάθε φέρον θα προκύπτει ένας μιγαδικός αριθμός που θα περιγράφει την απόκλιση ως προς το πλάτος και τη φάση. Οι αριθμοί αυτοί θα χρησιμοποιούνται στη συνέχεια για την αντιστάθμιση της παραμόρφωσης πλάτους και φάσης των φερόντων που εμπεριέχουν ωφέλιμη πληροφορία (σχ.2.4.10 one – tap – equalizer).

Μέχρι στιγμής υποθέσαμε τέλει συγχρονισμό μεταξύ πομπού και δέκτη. Η έννοια του συγχρονισμού στο OFDM αφορά κυρίως στον προσδιορισμό των παραθύρων του DFT στον δέκτη, δηλαδή στον προσδιορισμό του πρώτου $s(0)$ δείγματος και του τελευταίου $s(N_{sc} - 1)$ δείγματος. Για τούτο αποστέλλονται κατά καιρούς πιλοτικές τιμές από τον πομπό (σχ. 2.4.9 pilot for synchronization) για να είναι σε θέση ο δέκτης να ανιχνεύσει τα όρια των DFT παραθύρων. Περισσότερα για το ποιες θα πρέπει να είναι οι πιλοτικές αυτές τιμές αλλά και για το συγχρονισμό γενικότερα θα συζητήσουμε σε ειδική ενότητα.

ΠΟΜΠΟΣ



Σχήμα 2.4.9. Πλήρες διάγραμμα πομπού ψηφιακού OFDM συστήματος.



Σχήμα 2.4.10. Πλήρες διάγραμμα δέκτη ψηφιακού OFDM συστήματος.

Η επιλογή του κατάλληλου αριθμού υποφερόντων στα οποία διαιρείται η αρχική ροή πληροφορίας και του μήκους του διαστήματος φρουρού είναι δύο ιδιαίτερα σημαντικές παράμετροι στην συνολική επίδοση ενός OFDM συστήματος.

Αν ο αριθμός των υποφερόντων αυξηθεί, τότε η επίδοση του συστήματος γίνεται περισσότερο ευαίσθητη στη χρονικά μεταβαλλόμενη φύση του διαύλου καθότι η διάρκεια συμβόλου αυξάνεται. Αν αντιθέτως ο αριθμός των υποφερόντων μειωθεί, η επίδοση του συστήματος τείνει να μειωθεί διότι το μεγαλύτερο φασματικό εύρος που παρουσιάζουν τα υποφέροντα σε αυτή την περίπτωση είναι λιγότερο ανθεκτικό σε διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα. Στο σημείο αυτό να τονίσουμε ότι αύξηση του αριθμού των υποφερόντων ισοδυναμεί με αύξηση του ρυθμού μετάδοσης.

Όσον αφορά τη διάρκεια του διαστήματος φρουρός, αύξηση του μήκους του ισοδυναμεί με μείωση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων καθότι κατά τη διάρκεια του διαστήματος φρουρού δεν μεταδίδεται ωφέλιμη πληροφορία. Από την άλλη, μείωση του μήκους του διαστήματος φρουρός καθιστά ευπαθέστερο το σύστημα στην πολύοδη φύση του καναλιού (εξάπλωση καθυστέρησης – delay spread).

Η βέλτιστη επιλογή του αριθμού των χρησιμοποιούμενων υποφερόντων και του μήκους του διαστήματος φρουρός θα πρέπει να συμβιβάζει όλες τις προαναφερθείσες παραμέτρους σε συνδυασμό με τη φύση του συγκεκριμένου διαύλου και τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής.

3ο Κεφάλαιο: Τηλεπικοινωνίες Γραμμών Ηλεκτροδότησης

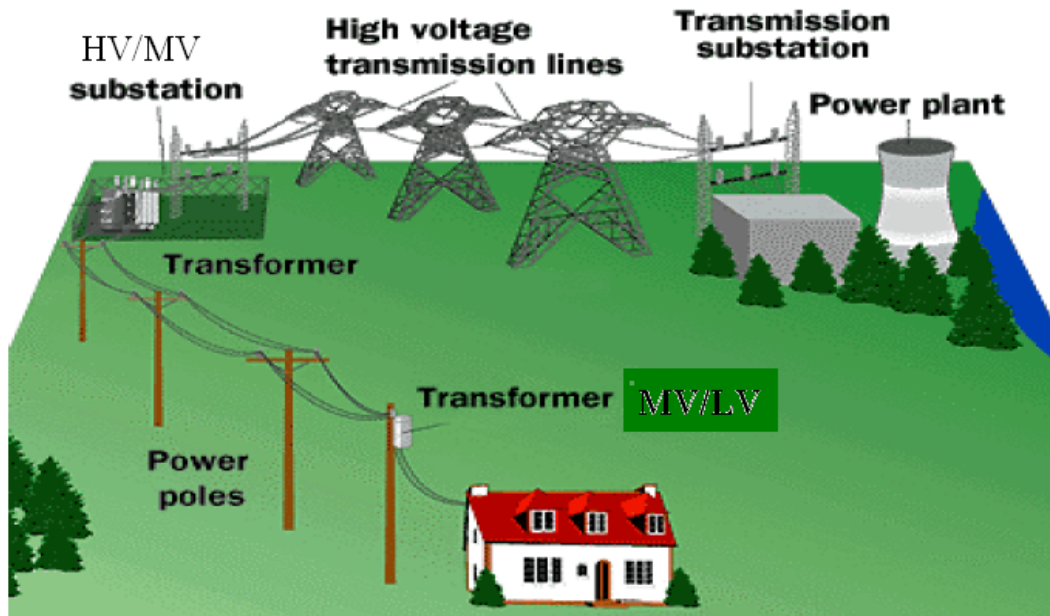
3.1 Εισαγωγή

Ο όρος Τηλεπικοινωνίες Γραμμών Ισχύος (Power Line Communications – PLC) ή Ευρυζωνική Μετάδοση πάνω από Γραμμές Ισχύος (Broadband over Power Lines – BPL) αναφέρεται στη μετάδοση δεδομένων, φωνής, τηλεόρασης – βίντεο και γενικότερα ευρυζωνικής πληροφορίας πάνω από τις γραμμές του δικτύου ηλεκτροδότησης.

Το σενάριο επικοινωνίας απαιτεί δύο τουλάχιστον χρήστες όπου ο ένας αποστέλλει πληροφορία και ο άλλος τη λαμβάνει. Μέσω κατάλληλης διεπαφής στο χώρο του χρήστη – εκπομπού (σπίτι/ γραφείο), η ευρυζωνική πληροφορία διαμορφώνει κατάλληλα το κατά RF μεταδιδόμενο σήμα. Το RF σήμα στη συνέχεια αποστέλλεται από τον ένα χρήστη στον άλλο μέσα από τις γραμμές ηλεκτροδότησης μέσης και χαμηλής εναλλασσόμενης τάσης. Στο χώρο του χρήστη – αποδέκτη (σπίτι/ γραφείο) κατάλληλη διεπαφή αποσπά το RF σήμα από τις γραμμές ηλεκτροδότησης και ανακτά την πληροφορία στην αρχική της μορφή κατά περίπτωση (δεδομένα, φωνή, σήμα τηλεόρασης, κλπ). Για να εξασφαλίζεται το αμφίδρομο της επικοινωνίας, η διεπαφή σε κάθε χρήστη θα πρέπει να δρα ταυτόχρονα ως πομπός και ως δέκτης. Η διεπαφή αυτή δε θα πρέπει να είναι τίποτα άλλο από ένα modem το οποίο το μόνο που έχουμε να κάνουμε είναι να το συνδέσουμε σε ένα κοινό ρευματοδότη τοίχου.

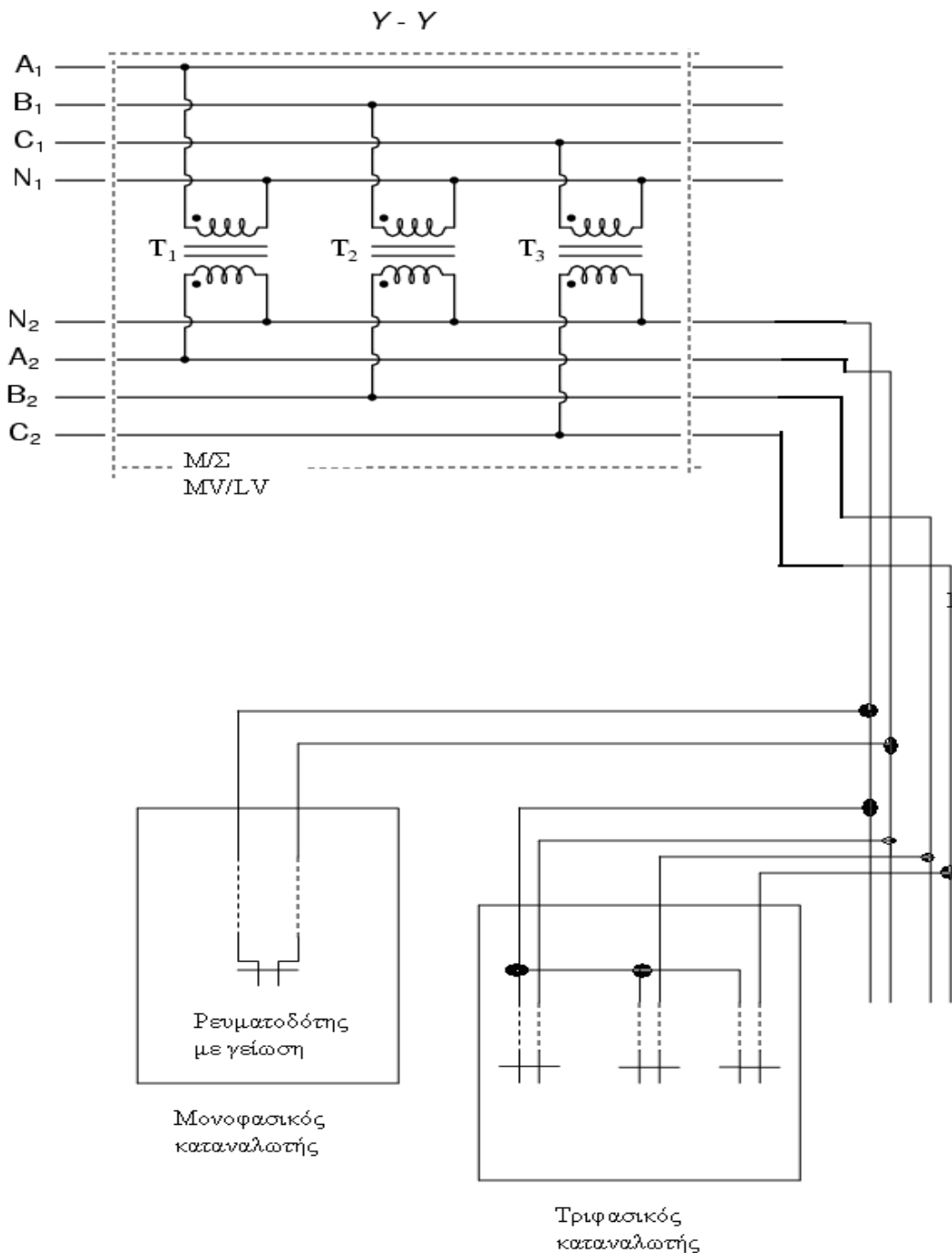
Στόχος του δικτύου ηλεκτροδότησης είναι να τροφοδοτεί με ηλεκτρική ενέργεια τους τελικούς χρήστες σε οικίες, εργασιακούς χώρους και βιομηχανικές εγκαταστάσεις. Αυτό που ο τελικός χρήστης αντιλαμβάνεται ως ηλεκτρική ενέργεια δεν είναι παρά ένα ημιτονοειδές σήμα τάσης ορισμένου πλάτους και συχνότητας το οποίο εμφανίζεται μεταξύ δύο αγωγών. Η εναλλασσόμενη τάση παράγεται στους σταθμούς παραγωγής και προκειμένου να μεταφερθεί στην περιοχή που θα ηλεκτροδοτήσει ανυψώνεται σε τιμές υψηλής (HV) τάσης (150kV ή 66kV rms τιμές). Τούτο γίνεται προκειμένου να ελαχιστοποιούνται οι απώλειες κατά τη μεταφορά. Όταν η ηλεκτρική ενέργεια φτάσει στην περιοχή που πρόκειται να τροφοδοτήσει, η εναλλασσόμενη τάση υποβιβάζεται σε χαμηλότερα επίπεδα προκειμένου να διανεμηθεί στους χρήστες. Μιλάμε για μέση τάση της τάξης των 22kV, 20kV, 15kV ή 6.6kV. Η μετατροπή της υψηλής τάσης σε μέση πραγματοποιείται στους υποσταθμούς υποβιβασμού υψηλής τάσης σε μέση (HV/ MV substations). Ένας HV/ MV υποσταθμός μπορεί να τροφοδοτήσει μια μικρή έως μέσου μεγέθους πόλη. Οι χρήστες «υψηλών απαιτήσεων» (βιομηχανικές μονάδες) μπορούν να πάρουν ρεύμα κατευθείαν από τη μέση τάση. Οι συνηθέστεροι χρήστες (οικίες/ γραφεία) αρκούνται σε χαμηλότερα και ασφαλέστερα επίπεδα τάσης. Έτσι σε επίπεδο γειτονιάς ή μικρού χωριού η μέση τάση υποβιβάζεται σε χαμηλή τάση (230V) με τη βοήθεια μετασχηματιστών μέσης τάσης σε χαμηλή (MV/ LV transformers). Το σχ. 3.1.1 παρουσιάζει την τυπική δομή του δικτύου ηλεκτροδότησης. Από το δίκτυο διανομής χαμηλής τάσης οι τελικοί χρήστες λαμβάνουν την ηλεκτρική τάση, η οποία αφού περάσει

από τον μετρητή κατανάλωσης φτάνει στον πίνακα της εγκατάστασης από όπου και διαμοιράζεται στην εσωτερική εγκατάσταση του χρήστη καταλήγοντας στους ρευματοδότες (πρίζες).



Σχήμα 3.1.1. Το δίκτυο μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας

Κατά τη διανομή του ηλεκτρικού ρεύματος συνηθέστερα χρησιμοποιούνται 3 αγωγοί φάσης, καθένας από τους οποίους φέρει εναλλασσόμενη τάση, και ένας επιπλέον αγωγός που δεν φέρει τάση, χρησιμοποιείται για να «κλείνει» το ηλεκτρικό κύκλωμα και καλείται ουδέτερος.



Σχήμα 3.1.2. Διανομή ηλεκτρικής ενέργειας στους καταναλωτές

Ένας καταναλωτής μπορεί να ηλεκτροδοτείται είτε μέσω μιας φάσης και του ουδέτερου (μονοφασικός καταναλωτής) είτε μέσω και των τριών φάσεων και του ουδέτερου (τριφασικός καταναλωτής) όπως φαίνεται και στο σχ. 3.1.2. Σε κάθε περίπτωση, στον ρευματοδότη που ενδιαφέρει εμάς καταλήγουν δύο αγωγοί εκ των οποίων ο ένας είναι αγωγός φάσης και ο άλλος ουδέτερος. Η τάση μεταξύ αγωγού φάσης και ουδέτερου είναι 230V. Η διαφοροποίηση για την περίπτωση τριφασικής παροχής έγκειται στο ότι ο αγωγός φάσης δεν θα είναι κοινός για όλους του ρευματοδότες. Ένα «κλειστό» κύκλωμα

περιλαμβάνει τη διαδρομή δευτερεύον M/Σ MV/LV – αγωγός φάσης – φορτίο ρευματοδότη – ουδέτερος - δευτερεύον M/Σ MV/LV.

Οι ρευματοδότες που χρησιμοποιούνται στις εσωτερικές εγκαταστάσεις στην χώρα μας ανήκουν σε δύο διαφορετικές κατηγορίες με κύριο διακριτικό γνώρισμα την παρουσία ή μη αγωγού γείωσης. Ο αγωγός γείωσης αποσκοπεί στην προστασία του ανθρώπου από διαρροή ρεύματος προς το μεταλλικό περίβλημα μιας ηλεκτρικής συσκευής παρέχοντας μια εναλλακτική διαδρομή διαφυγής για το ηλεκτρικό ρεύμα προς τη γη. Ο πρώτος τύπος φέρει δύο εγκοπές που αντιστοιχούν στον αγωγό φάσης και στον ουδέτερο. Ονομάζεται τύπος C, ακολουθεί το πρότυπο CEE 7/16, δεν φέρει γείωση και προορίζεται για χρήση από συσκευές που απαιτούν μέχρι 2.5A. Ο ρευματοδότης τύπου C με το αντίστοιχο φως εικονίζεται στο σχ. 3.1.3(a). Ο έτερος τύπος ρευματοδότη είναι ο F, ακολουθεί το πρότυπο CEE 7/4 και είναι ευρέως γνωστός ως ρευματοδότης «Σούκο». Διαφέρει από τον τύπου C ρευματοδότη στο ότι φέρει επιπλέον αγωγίμες επαφές στις πλευρές του ρευματοδότη που συνδέονται σε ένα αγωγό γείωσης. Στον ρευματοδότη τύπου F μπορούν να συνδεθούν συσκευές που απαιτούν ρεύμα μέχρι 16A. Ο ρευματοδότης τύπου F με το αντίστοιχο φως εικονίζονται στο σχ. 3.1.3(b). Το φως τύπου C μπορεί να συνδεθεί στο ρευματοδότη τύπου F.



(a)



(b)

Σχήμα 3.1.3. (a) Ρευματοδότης τύπου C και σχετικό φως, (b) Ρευματοδότης τύπου F και σχετικό φως.

Όπως προαναφέραμε, αυτό που αντιλαμβανόμαστε ως ηλεκτρική ενέργεια είναι ένα ημιτονοειδές σήμα ορισμένης συχνότητας. Η συχνότητα του ηλεκτρικού ρεύματος στην Ελλάδα είναι σταθερή στα 50Hz. Αυτό επιτρέπει τη χρήση των λοιπών φασματικών περιοχών για τη μετάδοση RF σήματος πάνω από το ηλεκτρικό δίκτυο. Κάτι τέτοιο όμως είναι εν δυνάμει εφικτό μόνο για το δίκτυο μέσης και χαμηλής τάσης. Στην υψηλή τάση το πλάτος της τάσης του ρεύματος φτάνει τα 66000V με 150000V. Το επίπεδο της τάσης είναι τέτοιο που προκύπτουν φασματικά παράγωγα σε ένα μεγάλο μέρος του φάσματος σε βαθμό που να καθιστούν αδιανόητη οποιαδήποτε σκέψη για χρήση του δικτύου μεταφοράς υψηλής τάσης για τη μετάδοση RF σήματος.

Όσον αφορά τη χρήση του δικτύου μέσης και χαμηλής τάσης, διακρίνουμε δύο βασικές κατηγορίες παροχής ευρυζωνικών τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών. Η πρώτη κατηγορία καλείται τηλεπικοινωνίες γραμμών ισχύος πρόσβασης (Access BPL) και χρησιμοποιεί τις γραμμές διανομής μέσης και χαμηλής τάσης, υπόγειες ή υπέργειες, για την παροχή ευρυζωνικών υπηρεσιών σε κτίρια. Η κατηγορία τηλεπικοινωνιών γραμμών ισχύος πρόσβασης αναφέρεται αποκλειστικά στο τμήμα από το μετασχηματιστή υψηλής τάσης προς μέση μέχρι και ακριβώς πριν τις παροχές του ηλεκτρικού δικτύου στα κτίρια. Η κατηγορία αυτή αναμένεται να αποτελέσει σημαντικό παράγοντα παρενόχλησης σε ασύρματες ραδιοεπικοινωνίες. Η δεύτερη κατηγορία καλείται ενδοκτηριακές τηλεπικοινωνίες γραμμών ισχύος (In – building PLC). Αφορά την ευρυζωνική μετάδοση εντός ενός κτιρίου πάνω από το εσωτερικό ηλεκτρικό δίκτυο. Επειδή οι αποστάσεις μετάδοσης σε αυτή την περίπτωση είναι σχετικά μικρές, οι ενδοκτηριακές επικοινωνίες γραμμών ισχύος αναμένεται να είναι εφικτές χωρίς να παραβιάζουν τα υφιστάμενα όρια εκπομπών και να παρενοχλούν έτσι άλλες υπηρεσίες.

Η ιδέα της χρησιμοποίησης των γραμμών ισχύος για τη μετάδοση τηλεπικοινωνιακών σημάτων δεν είναι καινούρια. Κατά το παρελθόν, οι εταιρίες ηλεκτρισμού χρησιμοποιούσαν την περιοχή συχνοτήτων μέχρι 500kHz για την αποστολή απλών σημάτων τηλεπίβλεψης του δικτύου και για φθηνή, περιορισμένων απαιτήσεων, ενδοεπικοινωνία (υπηρεσίες φωνής). Μάλιστα στην Ευρώπη έχει θεσπιστεί το πρότυπο EN 50065 – 1 που καθορίζει τα όρια εκπομπών για τέτοιου είδους επικοινωνίες στη ζώνη 3kHz – 148.5kHz.

Η χρήση των γραμμών ηλεκτροδότησης για μετάδοση ευρυζωνικής πληροφορίας περιλαμβάνει σημαντικά πλεονεκτήματα. Το μεγαλύτερο μέρος της απαιτούμενης υποδομής είναι ήδη εγκατεστημένο εφόσον η τεχνολογία στηρίζεται στο υπάρχον δίκτυο ηλεκτροδότησης. Το γεγονός αυτό μειώνει δραστικά το κόστος. Το μόνο που απαιτείται για τη δημιουργία ενός ψηφιακού τηλεπικοινωνιακού δικτύου είναι η εγκατάσταση του κατάλληλου εξυπηρετητή (server) στον υποσταθμό υψηλής σε μέση τάση και οι τερματικοί προσαρμογείς των χρηστών στα κτίρια. Πιθανή και η εγκατάσταση επαναληπτών σε διάφορα σημεία του δικτύου και στους μετασχηματιστές. Οι τερματικοί προσαρμογείς συνδέονται στους ρευματοδότες των εσωτερικών ηλεκτρολογικών εγκαταστάσεων των κτιρίων. Ένα άλλο σημαντικό πλεονέκτημα της PLC τεχνολογίας είναι εκείνο της κάλυψης. Το δίκτυο ηλεκτροδότησης φτάνει μέχρι και τον πιο απομακρυσμένο χρήστη στην πλέον απομονωμένη αγροτική περιοχή, άρα το ίδιο και ένα PLC δίκτυο. Στο σημείο αυτό να αντιπαραβάλουμε το γεγονός ότι η διαθεσιμότητα του

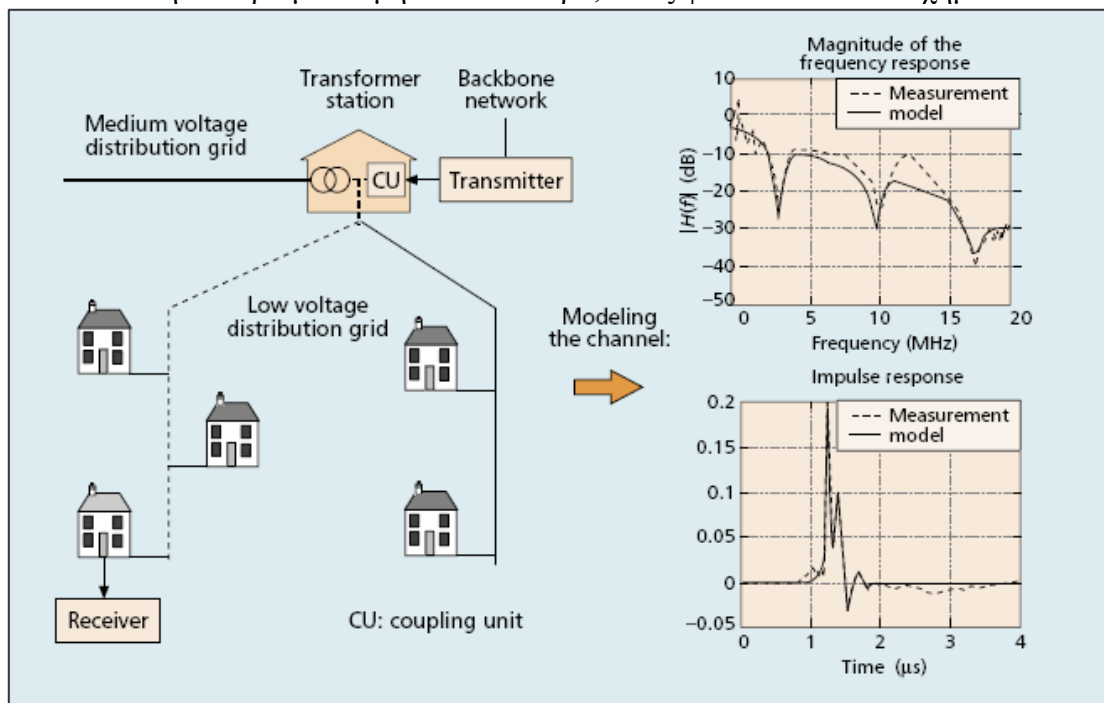
DSL, της πλέον διαδομένης τεχνολογίας παροχής ευρυζωνικών υπηρεσιών, δεν είναι δεδομένη για όλους τους χρήστες αλλά εξαρτάται από την απόσταση του χρήστη από το τηλεφωνικό κέντρο.

Παρά το όποια σημαντικά πλεονεκτήματα, η ανάπτυξη της PLC τεχνολογίας προσκρούει σε διάφορα τεχνικά προβλήματα, τα οποία και θα αναλύσουμε στη συνέχεια.

3.2 Τεχνικά Ζητήματα

3.2.1 Προσαρμογή – Κανάλι

Το δίκτυο χαμηλής τάσης μεταξύ του υποσταθμού και των παροχών των πελατών συνιστά συνηθέστερα μια δομή τύπου αστέρα, όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.2.1.



The structure of a typical European low-voltage access network link and comparison of the measurement and model of a simple channel.

Σχήμα 3.2.1. Δομή δικτύου χαμηλής τάσης και μοντελοποίησή του από τηλεπικοινωνιακής πλευράς.

Από τηλεπικοινωνιακής πλευράς, το δίκτυο ηλεκτροδότησης έχει όμοια δομή με τα δίκτυα κινητών προσωπικών επικοινωνιών που αποτελούνται από κυψέλες και σταθμούς βάσης. Σε αντίθεση με τον τηλεφωνικό συνδρομητικό βρόχο, το δίκτυο των γραμμών ισχύος δεν αποτελείται από συνδέσεις σημείου-προς-σημείο μεταξύ υποσταθμών και εγκαταστάσεων χρηστών, αλλά προσομοιάζει με ένα κοινό δίαυλο με διακλαδώσεις των καλωδίων διανομής και των καλωδίων-παροχών των οικιακών χρηστών [11]. Αντίστοιχη

τοπολογία παρουσιάζει και το δίκτυο των εσωτερικών ηλεκτρικών εγκαταστάσεων του κάθε χρήστη.

Λόγω της δομής του δικτύου, τα υψίσυχνα PLC σήματα υποφέρουν από διάφορες ανακλάσεις. Το κανάλι των γραμμών ισχύος μπορεί να χαρακτηριστεί γι' αυτό το λόγο ως κανάλι πολλαπλών διοδεύσεων. Οι ανακλάσεις του σήματος οφείλονται στη μη προσαρμογή των αντιστάσεων κατά μήκος του καναλιού ισχύος. Τούτο οφείλεται στους διαφορετικούς και ποικίλους τύπους καλωδίων, ασφαλειών και τερματικών φορτίων που χρησιμοποιούνται στο δίκτυο ισχύος. Όταν ένα σήμα φτάσει σε σημείο μη προσαρμογής, θα ανακλαστεί είτε πλήρως είτε μερικώς, διαχωριζόμενο σε ένα ανακλώμενο και σε ένα ασθενέστερο διαδιδόμενο. Το εξασθενημένο προσπίπτον σήμα εξακολουθεί να διαδίδεται προς τον αποδέκτη, ενώ το ανακλώμενο σήμα διαδίδεται σε αντίθετη κατεύθυνση. Όταν το ανακλώμενο σήμα συναντήσει μια νέα ασυνέχεια στην αντίσταση, ανακλάται και πάλι. Κατά αυτό τον τρόπο το σήμα, είτε προσπίπτον είτε ανακλώμενο, θα ταξιδεύει κατά παλινδρομικό τρόπο μεταξύ των ασυνεχειών έως ότου αποσβεσθεί. Ένα μέρος των ανακλωμένων κυμάτων φθάνει εν τέλει στον δέκτη με ποικίλες χρονικές καθυστερήσεις υπερτιθέμενο στο αρχικό σήμα. Αυτές οι ανακλάσεις προκαλούν πολύοδη μετάδοση οδηγώντας σε διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (frequency selective fading). Επιπλέον, λόγω της δομής των δικτύων (πολλαπλές διακλαδώσεις) και του γεγονότος ότι τα καλώδια αυτά είναι επιλεγμένα για τη μετάδοση χαμηλόσυχνων σημάτων ισχύος, λαμβάνει χώρα εξασθένηση εξαρτώμενη από τη συχνότητα. Πιο συγκεκριμένα, στα περισσότερα δίκτυα ισχύος μπορεί να παρατηρηθεί μια κατωδιαβατή (low-pass) χαρακτηριστική.

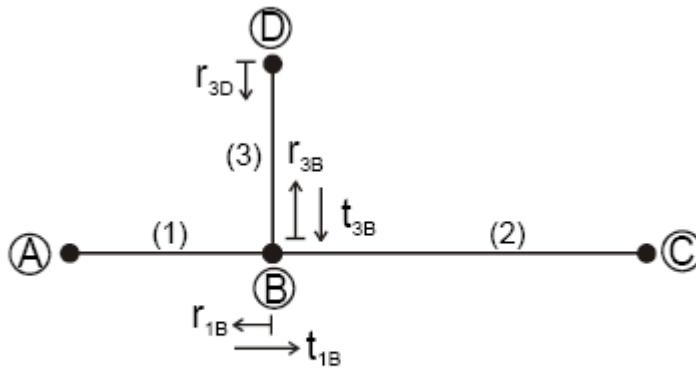
Διάφορες προσεγγίσεις για τη μοντελοποίηση της χαρακτηριστικής των γραμμών μεταφοράς μπορούν να βρεθούν. Πολλά μοντέλα αναπαριστούν bottom-up προσεγγίσεις, όπου περιγράφεται η συμπεριφορά του δικτύου μέσα από ανάλυση των στοιχείων του με μήτρες σκέδασης και παραμέτρων μεταφοράς. Τέτοια μοντέλα γενικά απαιτούν ενδελεχή γνώση των τμημάτων του δικτύου έτσι ώστε να προσδιοριστούν τα στοιχεία των πινάκων. Το κύριο μειονέκτημα αυτών των προσεγγίσεων είναι ο μεγάλος αριθμός των παραμέτρων και οι οποίες δεν μπορούν να προσδιοριστούν με επαρκή ακρίβεια. Αντίθετα, στις top-down προσεγγίσεις το τηλεπικοινωνιακό κανάλι μπορεί να θεωρηθεί ως ένα μαύρο κουτί όπου προσδιορίζονται πειραματικά τα χαρακτηριστικά διάδοσης. Στην παρούσα διατριβή θα βασιστούμε σε top-down προσεγγίσεις για τη μελέτη του τηλεπικοινωνιακού διαύλου.

Μια πρώτη προσέγγιση στη χαρακτηριστική του καναλιού αποτελεί το μοντέλο του Hensen [12]. Λαμβάνονται μετρήσεις της εξασθένησης σε ορισμένες συχνότητες και η αυξανόμενη εξασθένηση με την αύξηση της συχνότητας χαράσσεται παρεμβάλλοντας ευθείες γραμμές στα δεδομένα των μετρήσεων. Αυτό το μοντέλο δεν λαμβάνει υπόψη τις πολλαπλές διοδεύσεις και οι προκαλούμενες εγκοπές στη χαρακτηριστική του καναλιού δεν αναπαριστώνται.

Στο μοντέλο του Phillips [13] περιγράφεται η χαρακτηριστική του καναλιού ως υπέρθεση N Dirac παλμών που παρουσιάζουν την υπέρθεση των σημάτων προερχόμενα από N διαφορετικές διαδρομές. Κάθε ένας από αυτούς τους παλμούς πολλαπλασιάζεται

με ένα μιγαδικό συντελεστή ρ_{-i} και καθυστερείται κατά ένα χρόνο τ_i . Οι συντελεστές ρ_{-i} εκφράζουν το γινόμενο των συντελεστών ανάκλασης και μετάδοσης κατά μήκος κάθε διαδρομής. Κατά αυτό τον τρόπο οδηγούμαστε στη μιγαδική συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού: $H(f) = \sum_{i=1}^N \rho_{-i} \cdot e^{-j2\pi f\tau_i}$. Αυτό το μοντέλο λαμβάνει πολύ καλά υπόψη του τα ελάχιστα που δημιουργούνται εξαιτίας του φαινομένου των πολλαπλών διοδεύσεων στη χαρακτηριστική του καναλιού.

Ο Zimmermann [14] έχει προτείνει ένα πιο ακριβές μοντέλο που θεωρεί έναν επιπλέον παράγοντα εξασθένησης. Η πολύοδη μετάδοση μελετάται σε ένα απλό παράδειγμα που παρουσιάζεται στο σχήμα 3.2.2.



Multi-path signal propagation; cable with one tap

Σχήμα 3.2.2. Παράδειγμα ζεύξεων δικτύου ηλεκτροδότησης για τη μελέτη της πολύοδης μετάδοσης.

Η ζεύξη περιλαμβάνει έναν κλάδο και αποτελείται από τα τμήματα (1), (2) και (3) με μήκη l_1 , l_2 , l_3 και χαρακτηριστικές αντιστάσεις Z_{L1} , Z_{L2} και Z_{L3} . Για μια απλοποιημένη θεώρηση, τα A και C θεωρούνται προσαρμοσμένα, δηλαδή $Z_A = Z_{L1}$ και $Z_B = Z_{L2}$. Τα εναπομείναντα σημεία ανακλάσεων είναι τα (B) και (D) με συντελεστές ανάκλασης

$$\Gamma_{1B} = \frac{(Z_{L2} \parallel Z_{L3}) - Z_{L1}}{(Z_{L2} \parallel Z_{L3}) + Z_{L1}}, \quad \Gamma_{3D} = \frac{Z_D - Z_{L1}}{Z_D + Z_{L1}}, \quad \Gamma_{3B} = \frac{(Z_{L2} \parallel Z_{L1}) - Z_{L3}}{(Z_{L2} \parallel Z_{L1}) + Z_{L3}}$$

και συντελεστές μετάδοσης $t_{1B} = 1 - |\Gamma_{1B}|$ και $t_{3B} = 1 - |\Gamma_{3B}|$. Με τις ανωτέρω παραδοχές είναι εφικτά τα μονοπάτια διάδοσης του πίνακα 1.

Table 1: Signal Propagation paths of the examined sample network

Path No.	Way of the signal path	weighting factor g_i	length of path d_i
1	$A \rightarrow B \rightarrow C$	t_{1B}	$l_1 + l_2$
2	$A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow C$	$t_{1B} \cdot t_{3D} \cdot t_{3B}$	$l_1 + 2 \cdot l_3 + l_2$
:	:	:	:
N	$A \rightarrow B (\rightarrow D \rightarrow B)^{N-1} \rightarrow C$	$t_{1B} \cdot t_{3D} \cdot (t_{3B} \cdot t_{3D})^{(N-2)} \cdot t_{3B}$	$l_1 + 2(N-1) \cdot l_3 + l_2$

Πίνακας 1. Μονοπάτια διάδοσης του σήματος στο υπό εξέταση ηλεκτρικό δίκτυο.

Κάθε διαδρομή i φέρει ένα συντελεστή g_i που αναπαριστά το γινόμενο των συντελεστών ανάκλασης και μετάδοσης. Η καθυστέρηση τ_i της κάθε διαδρομής $\tau_i = \frac{d_i}{v_p}$ μπορεί να

υπολογιστεί από το μήκος d_i και την ταχύτητα φάσης v_p . Οι απώλειες των πραγματικών καλωδίων εισάγουν μια εξασθένηση $A(f, d)$ που αυξάνεται με το μήκος και την συχνότητα. Οι διάφορες συνιστώσες του σήματος από τις διαφορετικές διαδρομές θα πρέπει να προστεθούν βάσει της αρχής της υπέρθεσης, οπότε η συνάρτηση μεταφοράς από το A στο C μπορεί να εκφραστεί ως: $H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot A(f, d_i) \cdot e^{j2\pi f \tau_i}$. Όλοι οι συντελεστές

ανάκλασης και μετάδοσης είναι μικρότεροι ή ίσοι της μονάδας, οπότε λογικά και $|g_i| \leq 1$.

Όσο περισσότερες ανακλάσεις και μεταδόσεις συμβαίνουν κατά μήκος μιας διαδρομής, τόσο μικρότερος θα προκύψει ο συντελεστής g_i . Λόγω του ότι μακρύτερα μονοπάτια εμφανίζουν μεγαλύτερη εξασθένηση, συνεισφέρουν λιγότερο στο συνολικό σήμα στο σημείο λήψης. Για τούτο φαίνεται ικανοποιητική η εκλογή ενός όχι μεγάλου αριθμού N επικρατούντων διαδρομών.

Η θεωρία γραμμών μεταφοράς περιγράφει την τάση και το ρεύμα κατά μήκος της γραμμής ως εξής:

$$\underline{U}(x) = \underline{U}_2(x) \cosh(\underline{\gamma}x) + \underline{I}_2 \underline{Z}_L \sinh(\underline{\gamma}x) \text{ και}$$

$$\underline{I}(x) = \underline{I}_2(x) \cosh(\underline{\gamma}x) + \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_L} \sinh(\underline{\gamma}x).$$

Οι παράμετροι που περιγράφουν τη γραμμή μεταφοράς είναι η χαρακτηριστική σύνθετη αντίσταση \underline{Z}_L και η σταθερά διάδοσης $\underline{\gamma}$ με $\underline{\gamma} = \alpha + j\beta$. Θεωρώντας προσαρμοσμένη γραμμή μεταφοράς, η συνάρτηση μεταφοράς μιας γραμμής μήκους ℓ μπορεί να

$$\text{εκφραστεί ως: } H(f) = \frac{\underline{U}(x=1)}{\underline{U}(x=0)} = e^{-\underline{\gamma}\ell} = e^{-\alpha(f) \cdot \ell} e^{-j\beta(f) \cdot \ell}. \text{ Περικλείοντας τις}$$

χαρακτηριστικές παραμέτρους των καλωδίων στις σταθερές k_1 και k_2 , η σταθερά διάδοσης μπορεί να γραφεί ως: $\underline{\gamma} = \underbrace{k_1 \sqrt{f} + k_2 f}_{\text{Re}(\underline{\gamma})=\alpha} + j \underbrace{k_3 \cdot f}_{\text{Im}(\underline{\gamma})=\beta}$. Οι απώλειες των

καλωδίων (το πραγματικό μέρος της σταθεράς διάδοσης) μπορεί να περιγραφεί ως $\alpha(f) = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot f^k$. Η παράμετρος α_0 εκφράζει το offset της εξασθένησης, η παράμετρος α_1 την αύξηση της εξασθένησης με τη συχνότητα και η παράμετρος k εκφράζει την εκθετική εξάρτηση της εξασθένησης. Οι ανωτέρω παράμετροι υπολογίζονται έτσι ώστε να ικανοποιείται η σχέση $\underline{\gamma} = \underbrace{k_1 \sqrt{f} + k_2 f}_{\text{Re}(\underline{\gamma})=\alpha} + j \underbrace{k_3 \cdot f}_{\text{Im}(\underline{\gamma})=\beta}$ που

προκύπτει βάσει των χαρακτηριστικών παραμέτρων των καλωδίων ή (συνηθέστερα) βάσει της καλύτερης δυνατής προσαρμογής στη χαρακτηριστική της **απόκρισης συχνότητας** του καναλιού όπως τούτη προκύπτει με μετρητικές διαδικασίες. Η συνολική λοιπόν εξασθένηση του καναλιού μπορεί να παρασταθεί ως:

$A(f, d) = e^{-\alpha(f) \cdot d} = e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 \cdot f^k) d}$. Συνδυάζοντας την πολύοδη διάδοση και την εξαρτώμενη από μήκος και συχνότητα εξασθένηση προκύπτει η ακόλουθη σχέση:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N |g_i(f)|^{\phi_{g_i}(f)} e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k) d_i} e^{-j2\pi f \tau_i}. \text{ Λόγω του γεγονότος ότι οι}$$

αντιστάσεις των οικιακών συσκευών μπορεί να εμφανίζουν μιγαδικές και εξαρτώμενες από τη συχνότητα τιμές, ο συντελεστής g_i στη γενική περίπτωση είναι μιγαδικός και εξαρτώμενος από τη συχνότητα. Στις πλέον πρακτικές περιπτώσεις εντούτοις ο συντελεστής g_i μπορεί να θεωρηθεί μιγαδικός μεν αλλά όχι εξαρτώμενος από τη

συχνότητα. Λαμβάνοντας υπόψη και το γεγονός ότι $\tau_i = \frac{d_i}{v_p}$, το προκύπτον μοντέλο

για τη συνάρτηση μεταφοράς έχει ως εξής:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k) d_i} e^{-j2\pi f \frac{d_i}{v_p}} \quad \text{ή} \quad H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k) d_i} e^{-j2\pi f \tau_i}.$$

Όταν δεν γνωρίζουμε την τοπολογία του δικτύου, για να προσδιορίσουμε τις παραμέτρους d_i και g_i είναι απαραίτητη η γνώση της κρουστικής απόκρισης. Η κρουστική απόκριση δίνει πληροφορία για την χρονική καθυστέρηση τ_i η οποία είναι ανάλογη προς την παράμετρο d_i . Ο συντελεστής g_i μπορεί να προσδιοριστεί από το πλάτος του κάθε παλμού της κρουστικής απόκρισης. Όσον αφορά τον αριθμό N των διαδρομών που θα πρέπει να θεωρηθούν, όπως προείπαμε τούτος δεν είναι κατ' ανάγκη ιδιαίτερα μεγάλος λόγω του ότι η απόσβεση αυξάνει με το μήκος, τυπικές τιμές του μεταξύ 5- 50. Συγκρίνοντας τις τιμές που προσδιορίζονται από το μοντέλο για τη συνάρτηση μεταφοράς με πειραματικές τιμές προκύπτει αρκετά καλή συμφωνία. Μικροδιαφορές παρατηρούνται κυρίως σε χαμηλές συχνότητες λόγω του ότι πιο απομακρυσμένες διαδρομές που δεν ελήφθησαν υπόψη διατηρούν κάποια επίδραση στις χαμηλές συχνότητες (λόγω αναλογικής εξάρτησης της εξασθένησης με τη συχνότητα).

3.2.2 Θόρυβος

Στα PLC συστήματα δεν είναι μόνο το κανάλι ιδιόμορφης μορφής αλλά και ο θόρυβος. Το κανάλι δεν μπορεί να θεωρηθεί AWGN ως προς το θόρυβο. Ο θόρυβος εμφανίζει πολύπλοκη μορφή, περιλαμβάνοντας όχι μόνο θόρυβο υποβάθρου (background) αλλά και θόρυβο στενής ζώνης και κρουστική διαταραχή. Γενικά, ο θόρυβος μπορεί να ταξινομηθεί σε πέντε κατηγορίες [15]:

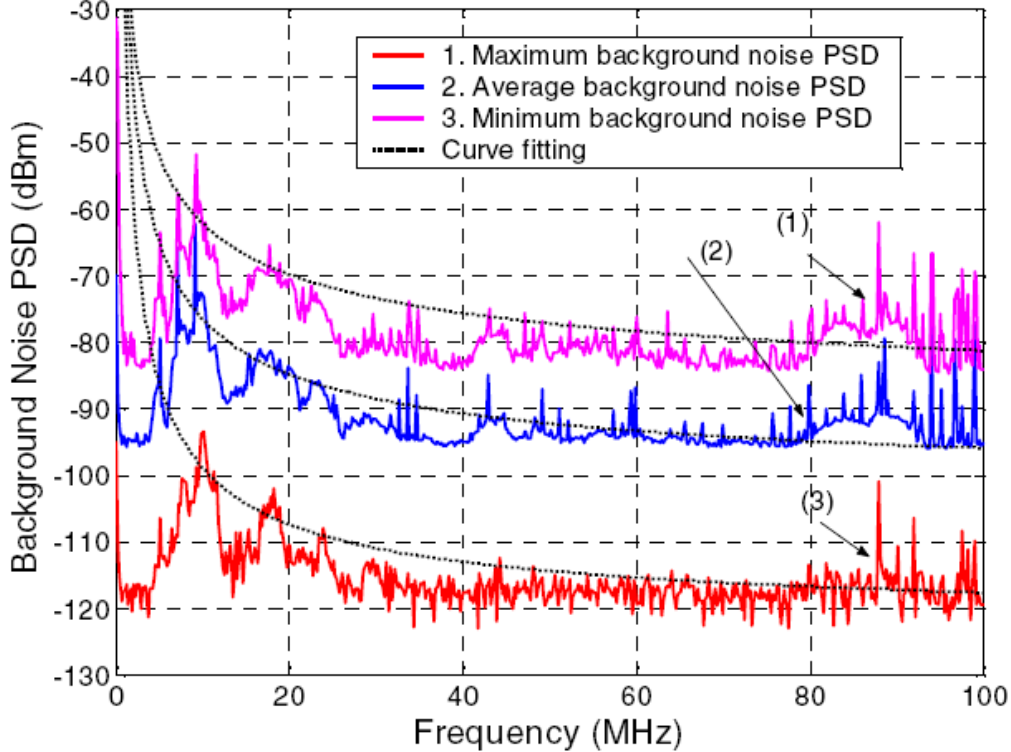
- Χρωματισμένος θόρυβος υποβάθρου. Χαρακτηρίζεται από σχετικά μικρή πυκνότητα ισχύος, η οποία όμως αυξάνει σημαντικά σε χαμηλές συχνότητες. Μπορεί να προσεγγισθεί από διάφορες πηγές λευκού θορύβου σε μη επικαλυπτόμενες ζώνες με διαφορετικά πλάτη θορύβου. Οφείλεται σε κοινές οικιακές συσκευές όπως H/Y, dimmers (αυξομειωτές έντασης φωτισμού), πιστολάκια μαλλιών. Το επίπεδο του θορύβου υποβάθρου μεταβάλλεται σε τάξη λεπτών ή ακόμα και ωρών.
- Θόρυβος στενής ζώνης. Αποτελείται από διαμορφωμένα φέροντα προερχόμενα από εκπομπές ραδιοφωνικών σταθμών. Η επίδρασή του εντοπίζεται κυρίως στη ζώνη 1- 22 MHz. Το επίπεδό του μεταβάλλεται ανάλογα με τις ώρες τις ημέρας.
- Περιοδικός κρουστικός θόρυβος σύγχρονος προς τη συχνότητα τροφοδοσίας. Οφείλεται σε ανορθωτές εντός παροχέων DC ρεύματος και σε συσκευές όπως dimmers βασισμένα σε θυρίστορ ή τριόδους. Οι παλμοί αυτοί επαναλαμβάνονται με ρυθμούς κάποια πολλαπλάσια της συχνότητας του ρεύματος ισχύος (συνήθως 50 Hz ή 100 Hz). Η διάρκεια των παλμών είναι μικρή (μερικά msec) και έχουν κατανομή φάσματος ισχύος που φθίνει με την αύξηση της συχνότητας.
- Περιοδικός κρουστικός θόρυβος ασύγχρονος προς τη συχνότητα τροφοδοσίας. Ρυθμοί επανάληψης 50 kHz – 200 kHz. Αποδίδεται σε διακοπτόμενα τροφοδοτικά (switching power supplies) που βρίσκονται σε διάφορες οικιακές συσκευές.
- Ασύγχρονος κρουστικός θόρυβος. Οφείλεται σε αυξομειώσεις τάσεις (switching transients) που δημιουργούνται σε όλο το δίκτυο σε άτακτα διαστήματα. Οι παλμοί έχουν διάρκεια από μερικά msec έως μερικά msec. Η φασματική πυκνότητα ισχύος αυτής της μορφής θορύβου μπορεί να φτάσει ως και 50 dB πάνω από τα επίπεδα του θορύβου υποβάθρου.

Η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου υποβάθρου αυξάνεται σημαντικά σε χαμηλές συχνότητες κυρίως κάτω του 1 MHz. Ο θόρυβος στενής ζώνης είναι παρών σε όλο σχεδόν το εύρος του φάσματος. Επίσης πάνω από 1 MHz περιορίζεται σημαντικά και η επίδραση του κρουστικού θορύβου. Θεωρώντας παλμούς διάρκειας τ , οπότε η φασματική πυκνότητα ισχύος είναι σημαντική έως $1/\tau$, άρα με την προϋπόθεση ότι η ελάχιστη διάρκεια τ ενός παλμού είναι της τάξης μSEC , δεν έχουμε σημαντική επίδραση για συχνότητες μεγαλύτερες του 1MHz. Βέβαια το ενεργειακό περιεχόμενο των παλμών είναι αρκετά σημαντικό με αποτέλεσμα να εμφανίζεται σημαντική ισχύς και σε πολλαπλάσια του $1/\tau$, δεδομένου μάλιστα και ότι τα PLC σήματα είναι ιδιαίτερα ασθενή.

Ο θόρυβος υποβάθρου και ο στενής ζώνης θόρυβος εμφανίζουν στατικά χαρακτηριστικά για περιόδους δευτερολέπτων ή λεπτών ή ακόμα και ωρών. Για τούτο οι δύο αυτές

κατηγορίες μπορούν να ενοποιηθούν σαν θόρυβος υποβάθρου. Οι άλλες μορφές κρουστικού θορύβου μεταβάλλονται σε επίπεδο msec ή msec.

Γενικά ο θόρυβος υποβάθρου (περικλείων τις δύο μορφές θορύβου που προαναφέραμε) μπορεί να μοντελοποιηθεί με βάση την κανονική κατανομή. Μετρήσεις σε διάφορα περιβάλλοντα επιτρέπουν τον ορισμό μιας συνάρτησης περιγραφής, με παραμέτρους μεταβαλλόμενες ανάλογα με το περιβάλλον όπου έγιναν οι μετρήσεις. Χαρακτηριστικά παρουσιάζουμε μετρήσεις που ελήφθησαν με τη συνάρτηση Hold του spectrum analyzer[16] και παρουσιάζονται στο σχήμα 3.2.3.



Σχήμα 3.2.3. Φασματική συμπεριφορά του θορύβου υποβάθρου σε δίκτυο ηλεκτροδότησης.

Η φασματική πυκνότητα ισχύος μπορεί να περιγραφεί από τη σχέση

$N(f) = a + b \cdot f^c$ [16, 17] σε dBm/Hz όπου a , b , c είναι σταθερές και f η συχνότητα σε MHz. Ενδεικτικές τιμές που αντιστοιχούν στο σχήμα 3.2.3 παρουσιάζονται στον πίνακα 2.

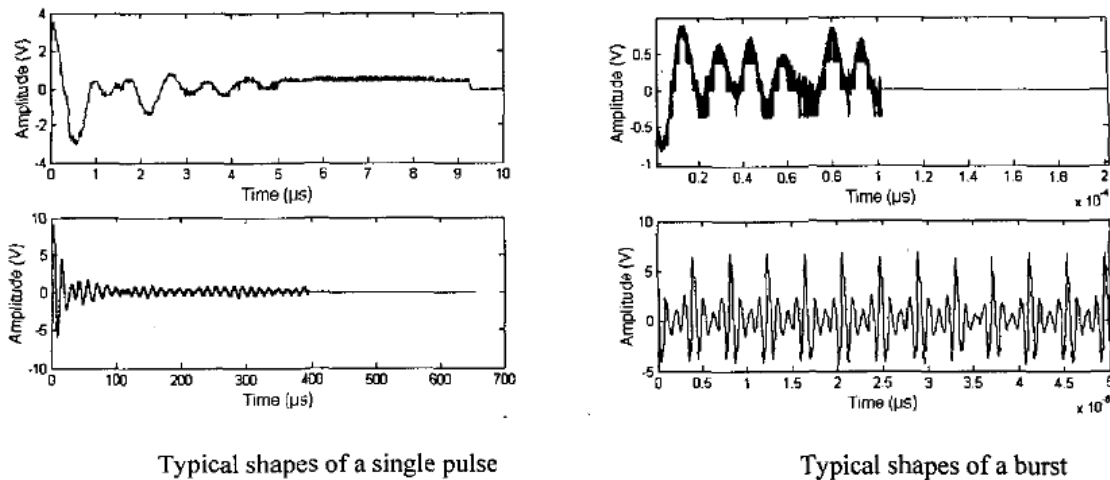
	a	b	c
Max	-94	80	-0.4
Min	-124	100	-0.6
Average	-105	90	-0.5

Πίνακας 2. Ενδεικτικές τιμές φασματικής πυκνότητας ισχύος θορύβου υποβάθρου.

Ο κρουστικός θόρυβος σαν σύνολο (περιοδικός σύγχρονος, περιοδικός ασύγχρονος και απεριοδικός) είναι πολύ σημαντικός λόγω του υψηλού ενεργειακού του περιεχομένου με αποτέλεσμα να επιδρά σημαντικά στην μετάδοση τηλεπικοινωνιακών συμβόλων.

Περιέχει ισχύ που κατανέμεται και σε ευρύ φάσμα, το φάσμα της οποίας μάλιστα υπερτερεί σημαντικά του φάσματος του θορύβου υποβάθρου, αλλά και στενής ζώνης φασματικό περιεχόμενο σε ορισμένες συχνότητες.

Οι παλμοί διακρίνονται σε εκρηκτικούς και σε απλούς παλμούς. Ένας παλμός χαρακτηρίζεται εκρηκτικός αν ξεκινώντας από μια μέγιστη τιμή κορυφής A_{max} σε δεδομένη στιγμή το σήμα φτάνει σ' ένα άλλο μέγιστο ίσο ή μεγαλύτερο του $0.7 \cdot A_{max}$ μετά από χρόνο που υπερβαίνει 3 ψευδο-περιόδους του σήματος, όπως φαίνεται και στο ακόλουθο σχήμα, αλλιώς χαρακτηρίζεται ως απλός παλμός. Η συχνότητα εμφάνισης απλών και εκρηκτικών παλμών εξαρτάται άμεσα από το συγκεκριμένο περιβάλλον της μέτρησης. Για να προσεγγίσουμε ποσοτικά το φαινόμενο, παραθέτουμε στη συνέχεια ορισμένα χαρακτηριστικά στατιστικά στοιχεία που εξήχθησαν από πειραματικά δεδομένα σε μια προσπάθεια [18] μοντελοποίησης του κρουστικού θορύβου. Το 32% των παλμών είναι εκρηκτικοί παλμοί ενώ το 68% απλοί παλμοί.



Σχήμα 3.2.4. Κρουστικός θόρυβος σε δίκτυο χαμηλής τάσης.

Οι κύριες παράμετροι του μοντέλου θορύβου είναι η ψευδοσυχνότητα, ο χρόνος μεταξύ διαδοχικών αφίξεων (IAT), η διάρκεια και το πλάτος κάθε παλμού.

Σε αυτή την ανάλυση οι παλμοί θεωρούνται ημιτονοειδείς όπου λαμβάνεται υπόψη το μέγιστο (peak) και ο παράγοντας απόσβεσης (damping factor). Η συχνότητα που χαρακτηρίζει αυτό τον ημιτονοειδή παλμό καλείται ψευδοσυχνότητα. Η ανάλυση που ακολουθεί αναφέρεται σε ψευδοσυχνότητες $f_0 > 500\text{kHz}$ διότι μόνο αυτή η περίπτωση έχει επίδραση στην επιθυμητή ζώνη εκπομπής.

Η κατανομή πιθανοτήτων για την ψευδοσυχνότητα εμφανίζει την ίδια συμπεριφορά τόσο για απλούς (single) όσο και για εκρηκτικούς (burst) παλμούς. Εμφανίζεται μια διάκριση ως προς τη ψευδοσυχνότητα f_0 για $500\text{kHz} < f_0 < 3\text{MHz}$ και $f_0 > 3\text{MHz}$. Και στις δύο περιπτώσεις ακολουθείται κατανομή Weibull (γενικευμένη εκθετική) με συνάρτηση

πυκνότητας πιθανότητας $f(x) = abx^{b-1}e^{-ax^b}$. Αν οι παράμετροι $a = \frac{1}{2\sigma^2}$ και $b = 2$

με $\sigma = \frac{1 - \pi/4}{\sigma_r}$ όπου σ_r η τυπική απόκλιση, λαμβάνεται η κατανομή Rayleigh. Η

διαφοροποίηση έγκειται στις τιμές των παραμέτρων.

Για $500\text{kHz} < f_0 < 3\text{MHz}$: $a=0.59$ και $b=2.27$

Για $f_0 > 3\text{MHz}$: $a=5.107$ και $b=6.07$.

Ο χρόνος μεταξύ αφίξεων (IAT) ακολουθεί επίσης την κατανομή Weibull με $a=49.23$ και $b=1.03$.

Η κατανομή της διάρκειας των παλμών διαφέρει εάν έχουμε απλούς ή εκρηκτικούς παλμούς. Και στις δύο περιπτώσεις ακολουθείται κατανομή Weibull με

$a=0.13$ και $b=1.22$ για απλούς παλμούς

$a=0.13$ και $b=0.54$ για εκρηκτικούς παλμούς.

Η κατανομή των μέγιστων τιμών των παλμών (peak) διαφέρει επίσης από απλούς σε εκρηκτικούς παλμούς. Και στις δύο περιπτώσεις ακολουθείται κανονική κατανομή με

συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας $f = \frac{1}{s\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2s^2}\right)$ όπου μ η μέση τιμή

και s^2 η διακύμανση.

Για απλούς παλμούς: $\mu=3.29$ και $s=1.18$

Για εκρηκτικούς παλμούς: $\mu=4.49$ και $s=1.47$.

Ένας απλός παλμός ή κάθε στοιχειώδης παλμός μέσα σε μια έκρηξη συμπεριφέρεται σαν ένα αποσβεννύον συνημίτονο και η εκθετική μείωση με το χρόνο μπορούν να

εκφραστούν στη μορφή $\exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)$. Εφόσον οι ψευδοσυχνότητες f_0 μπορούν να

κυμαίνονται σ' ένα μεγάλο εύρος, είναι πιο βολικό να εισάγουμε ένα κανονικοποιημένο

αδιάστατο παράγοντα απόσβεσης (damping factor) ως $k = \frac{1}{\tau f_0}$. Η κατανομή του k είναι

επίσης Weibull με παραμέτρους

για απλούς παλμούς: $a=0.85$ και $b=1.58$

για στοιχειώδεις παλμούς εντός έκρηξης: $a=1.98$ και $b=1.25$.

Τέλος ο αριθμός των περιόδων εντός ενός στοιχειώδους παλμού (προφανώς είτε απλός είτε εκρηκτικός παλμός) ακολουθεί επίσης Weibull κατανομή με $a=0.03$ και $b=2.86$.

3.2.3 Παρεμβολές

Από την ανάλυση του θορύβου στην ενότητα 3.2.2 συμπεραίνουμε ότι η φασματική του πυκνότητα αυξάνεται σημαντικά σε χαμηλές συχνότητες κάτω του 1MHz. Τούτο ισχύει τόσο για την περίπτωση του θορύβου υποβάθρου όσο και για την περίπτωση του κρουστικού θορύβου. Από την άλλη, η μελέτη της χαρακτηριστικής του διαύλου οδηγεί στο συμπέρασμα ότι η εξασθένηση του σήματος αυξάνεται με την αύξηση της συχνότητας. Επομένως για την επιλογή της κατάλληλης περιοχής συχνοτήτων για τη λειτουργία των BPL συστημάτων απαιτείται ένας συμβιβασμός μεταξύ των ανωτέρω αντικρουόμενων χαρακτηριστικών. Φαίνεται πως η ιδανική επιλογή ανήκει στην περιοχή συχνοτήτων μεταξύ 1MHz και 30MHz.

Όπως είναι γνωστό το τηλεπικοινωνιακό φάσμα είναι κατανομημένο σε διάφορες εφαρμογές σύμφωνα με αποφάσεις των διεθνών οργανισμών που υιοθετούν τα κράτη μέλη. Στην Ελλάδα η κατανομή του ραδιοφάσματος ακολουθεί τον Εθνικό Κανονισμό Κατανομής Ζωνών Συχνοτήτων που είναι νόμος του κράτους και συμβαδίζει με τις οδηγίες του Διεθνούς Οργανισμού Τηλεπικοινωνιών (ITU). Η ύπαρξη του κανονισμού κατανομής του ραδιοφάσματος επιτρέπει την εύρυθμη λειτουργία των διαφόρων εφαρμογών χωρίς να επηρεάζει (παρεμβάλλει) η μία εφαρμογή την άλλη. Πέρα από τη χρήση συγκεκριμένων ζωνών συχνοτήτων, για να μην υπάρχει παρεμβολή μεταξύ διαφορετικών υπηρεσιών απαραίτητη προϋπόθεση είναι και ο καθορισμός ανωτάτων ορίων εκπομπής (μέγιστη επιτρεπτή εκπεμπόμενη ισχύς) για τις διάφορες εφαρμογές. Για τούτο ο κανονισμός κατανομής του φάσματος υιοθετεί ορισμένα πρότυπα, διαφορετικά για κάθε εφαρμογή, τα οποία και θα πρέπει να πληροί κάθε τηλεπικοινωνιακή υπηρεσία.

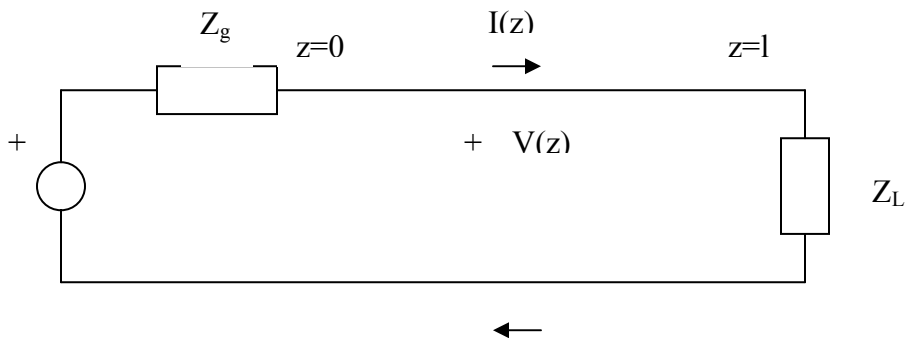
Για τις τηλεπικοινωνίες πάνω από το δίκτυο ηλεκτροδότησης δεν έχει αποδοθεί συγκεκριμένη περιοχή του φάσματος. Ως εκ τούτου τα PLC συστήματα θα πρέπει να συνυπάρξουν σε κάποια περιοχή συχνοτήτων με άλλες εφαρμογές. Στην περιοχή 1 – 30MHz που έχει προκριθεί για χρήση από BPL εφαρμογές συναντάμε ραδιοφωνία AM (μεσαία κύματα) στη ζώνη 526.5kHz – 1606.5kHz και ραδιοεκπομπές βραχέων κυμάτων (short wave radio) στη ζώνη 1606.5kHz – 30MHz. Τα βραχεία κύματα αποτελούν το μόνο τμήμα του φάσματος που μπορεί να υποστηρίξει ραδιοεπικοινωνίες μεγάλων αποστάσεων – ακόμα και διηπειρωτικών αποστάσεων – χάρη στην ιδιότητα των βραχέων κυμάτων να ανακλώνται από την ιονόσφαιρα. Χρησιμοποιούνται από εφαρμογές όπως ραδιοφωνία, εκπομπές ραδιοερασιτεχνών, αεροναυτικές και ναυτιλιακές επικοινωνίες, επικοινωνίες έκτακτης ανάγκης, στρατιωτικές επικοινωνίες, ενώ η περιοχή 26.175MHz – 27.5MHz είναι αφιερωμένη στους χρήστες CB (Citizens Band Radio).

Οι γραμμές ηλεκτροδότησης δεν είναι θωρακισμένες, εφόσον δεν προορίζονται για τη μετάδοση τηλεπικοινωνιακών σημάτων, και ως εκ τούτου οι ραδιοεκπομπές στη ζώνη 1 – 30MHz μπορούν να επηρεάσουν τη λειτουργία των PLC συστημάτων. Οι εκπομπές αυτές αντιμετωπίζονται ως θόρυβος στενής ζώνης, όπως αναφέραμε στην ενότητα 3.2.2, και λαμβάνονται υπόψη κατά τη σχεδίαση των PLC συστημάτων. Το μέγεθος της επίδρασης εξαρτάται από τη θέση του πομπού κάθε εφαρμογής σε σχέση με τη θέση της γραμμής ηλεκτρικής ενέργειας. Επομένως διαφορετική επίδραση θα συναντήσουμε σε

διαφορετικές συχνοτικές περιοχές μεταξύ 1 – 30MHz και σε διαφορετικά σημεία του ηλεκτρικού δικτύου.

Αλλά και η λειτουργία των BPL συστημάτων αναμένεται να επηρεάσει τη λειτουργία των εφαρμογών της ζώνης 1 – 30MHz. Κι εδώ το μέγεθος της επίδρασης εξαρτάται από τη θέση της γραμμής ηλεκτροδότησης σε σχέση με τη θέση του δέκτη της εκάστοτε εφαρμογής. Για παράδειγμα, η επίδραση των BPL συστημάτων αναμένεται να είναι μικρή σε θαλάσσιες και αεροναυτικές επικοινωνίες – εκτός ενδεχομένως από γραμμές κοντά σε λιμάνια και αεροδρόμια αντίστοιχα – και μεγαλύτερη σε επικοινωνίες ραδιοερασιτεχνών. Η προσεκτική επιλογή συγκεκριμένων ζωνών εκπομπής για τα BPL συστήματα εντός της περιοχής 1 – 30MHz θα μπορούσε να βελτιώσει την κατάσταση. Αιτία της παρενόχλησης που μπορεί να προκαλέσουν τα BPL συστήματα αποτελεί κατά πρώτο λόγο το γεγονός ότι οι γραμμές μεταφοράς δεν είναι θωρακισμένες. Όπως γνωρίζουμε από το στοιχειώδη ηλεκτρομαγνητισμό, κάθε γραμμή διαρρεόμενη από ρεύμα παράγει ένα ηλεκτρομαγνητικό πεδίο στη γειτονιά της, άρα ακτινοβολεί. Αν οι γραμμές ήταν θωρακισμένες, το πεδίο αυτό θα εξασθενούσε σημαντικά (κατά μέσο όρο έως και 1000000 φορές ασθενέστερο) και πρακτικά θα ήταν ασήμαντο. Δυστυχώς όμως κάτι τέτοιο δεν συμβαίνει στα BPL συστήματα.

Δευτερευόντως υπάρχουν αρκετοί άλλοι παράγοντες που συνηγορούν σε αυξημένη ακτινοβολία από τα PLC συστήματα. Τα μεταδιδόμενα BPL σήματα στις γραμμές ισχύος εισάγονται μεταξύ μιας φάσης και του ουδετέρου. Επομένως μιλάμε για σήματα διαφορικού ρυθμού.



Σχήμα 3.2.5. Γραμμή τάσης για τη μελέτη των ακτινοβολουμένων πεδίων.

Το ρεύμα οδεύει προς το φορτίο μέσω του αγωγού φάσης και επιστρέφει μέσω του ουδετέρου. Τα ρεύματα διαφορικού ρυθμού ως αντίθετης φοράς στους δύο αγωγούς δημιουργούν αντίθετα ηλεκτρικά και μαγνητικά πεδία που αλληλοαναιρούνται. Τούτο όμως δεν συμβαίνει απόλυτα στα PLC συστήματα λόγω της σχετικής απόστασης μεταξύ αγωγού φάσης και ουδετέρου, με αποτέλεσμα ακόμα και σε μακρινή απόσταση τα PLC δίκτυα να εμφανίζουν κάποιο πεδίο.

Η ακανόνιστη δομή του δικτύου έχει επιπλέον ως συνέπεια τα φορτία μεταξύ αγωγού φάσης – γης και μεταξύ ουδετέρου – γης να μην είναι ίσα για τις συχνότητες 1 – 30MHz όπου η γραμμή μεταφοράς νοείται ως τηλεπικοινωνιακός διάυλος. Η ασυμμετρία των

φορτίων των αγωγών αποτελεί αιτία για την εμφάνιση ρεύματος κοινού ρυθμού, όπως δείξαμε στην ενότητα 1.8.1. Τα σήματα κοινού ρυθμού αποτελούν βασική γενεσιουργό αιτία ηλεκτρομαγνητικού πεδίου γύρω από ένα εναέριο καλώδιο εφόσον η απόσταση μεταξύ των αγωγών (φάση, ουδέτερος) είναι πολύ μικρότερη από την απόσταση αγωγών – γης. Σε αντίθεση με τα σήματα διαφορικού ρυθμού όπου τα ρεύματα είναι αντίρροπα, το ρεύμα κοινού ρυθμού είναι ομόρροπο σε αγωγό φάσης και ουδέτερο (επιστρέφει μέσω γης) κι έτσι τα παραγόμενα πεδία από τους δύο αγωγούς όχι μόνο δεν τείνουν να αναιρεθούν αλλά προστίθενται.

Τα PLC σήματα, πέρα από την παρεμβολή ασύρματων επικοινωνιών, μπορούν να επηρεάσουν και τις κοινές οικιακές συσκευές που συνδέονται στο ηλεκτρικό δίκτυο. Και τούτο γιατί οι συσκευές αυτές είναι σχεδιασμένες να δέχονται ένα σήμα τάσης 50Hz και πλάτους rms τιμής 230V και όχι υψίσυχνα σήματα (έστω και ασθενέστερα).

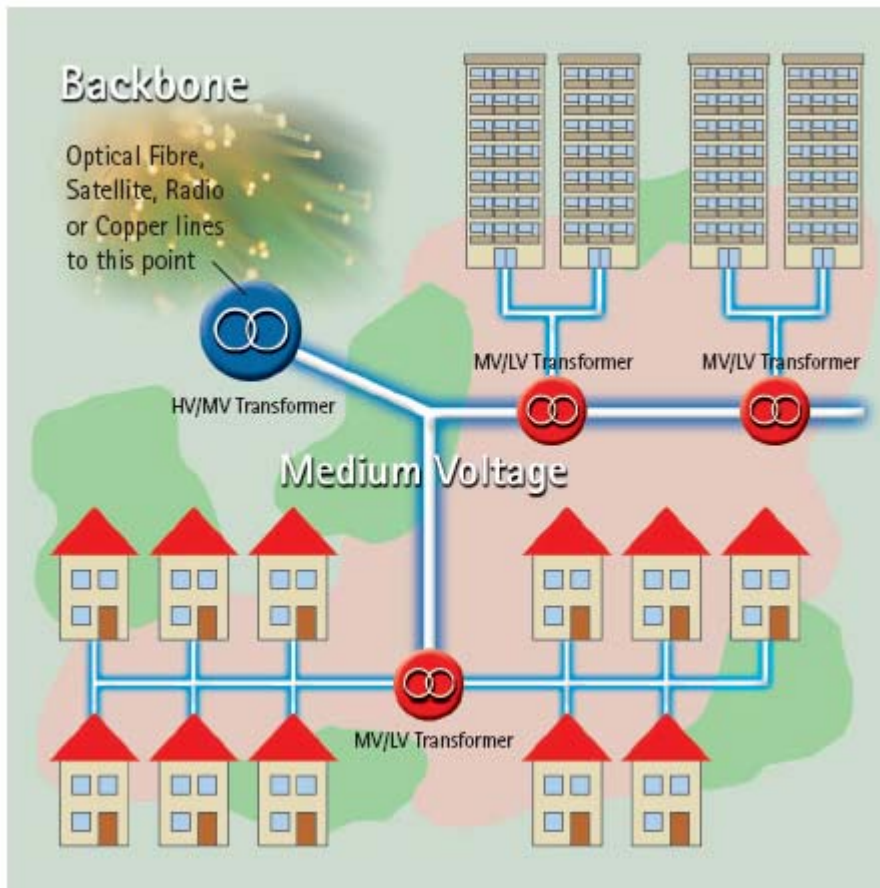
Το ισχύον πρότυπο που ορίζει την ανοχή των οικιακών συσκευών σε υψίσυχνα σήματα είναι το EN 50065 – 1 [19]. Επομένως τα BPL σήματα θα πρέπει να συμμορφώνονται με το εν λόγω πρότυπο προκειμένου να μην επηρεάζεται η λειτουργία των συσκευών που τροφοδοτούνται από το ηλεκτρικό δίκτυο. Συμμόρφωση με το πρότυπο EN 50065 – 1 συνεπάγεται και μη παρεμβολή των ασύρματων ραδιοεπικοινωνιών στη ζώνη 1 – 30MHz από τα BPL σήματα. Το ερευνητικό ερώτημα που ανακύπτει είναι αν τα όρια εκπομπής που ορίζονται στο πρότυπο επαρκούν για την εύρυθμη λειτουργία ενός ρεαλιστικού ευρυζωνικού συστήματος επικοινωνιών. Περισσότερα γύρω από το θέμα αυτό θα συζητήσουμε σε μεταγενέστερες ενότητες.

Το πρότυπο EN 50065 – 1 καθορίζει τη σηματοδότηση σε εγκαταστάσεις χαμηλής τάσης (δίκτυο χαμηλής τάσης) στην περιοχή συχνοτήτων από 9kHz έως 150kHz. Το μέγιστο πλάτος του σήματος κυμαίνεται από 89dBμV για τα 9kHz ως 66dBμV για τα 150kHz. Στην ενδιάμεση περιοχή το μέγιστο αποδεκτό πλάτος μειώνεται γραμμικά σύμφωνα με το λογάριθμο της συχνότητας. Για συχνότητες μεγαλύτερες των 150kHz, το πρότυπο EN 50065 – 1 υιοθετεί τα όρια αγωγίμων εκπομπών που προδιαγράφονται στο πρότυπο EN 55022 για εξοπλισμό τεχνολογίας πληροφορικής Β κατηγορίας. Για τις συχνότητες 150kHz με 0.5MHz το μέγιστο επιτρεπτό πλάτος του σήματος κυμαίνεται από 66dBμV ως 56dBμV (γραμμικά μειούμενο με το λογάριθμο της συχνότητας για τις ενδιάμεσες συχνότητες). Συνάμα όμως για τις ίδιες συχνότητες το μέσο πλάτος του σήματος δεν θα πρέπει να ξεπερνά τα 56dBμV και 46dBμV αντίστοιχα (για τις ενδιάμεσες συχνότητες το μέσο επιτρεπτό πλάτος μειώνεται με το λογάριθμο της συχνότητας). Για την περιοχή 0.5MHz με 5MHz η μέγιστη τιμή του σήματος δεν θα πρέπει να ξεπερνά τα 56dBμV ενώ η μέση τιμή του σήματος τα 46dBμV. Για την περιοχή 5MHz με 30MHz η μέγιστη επιτρεπτή τιμή του σήματος είναι 60dBμV ενώ η μέση τιμή δεν πρέπει να υπερβαίνει τα 50dBμV. Για συχνότητες μεγαλύτερες των 30MHz δεν ορίζονται ανώτατες τιμές στο πλάτος του σήματος στη γραμμή μεταφοράς, αλλά τίθεται ως όριο η μέγιστη τιμή του πεδίου που μπορεί να επάγει το σήμα σε απόσταση 10m από τη γραμμή. Έτσι για την περιοχή 30MHz - 230MHz ορίζεται μέγιστη τιμή πεδίου 30dBμV/m ενώ για τη ζώνη

230MHz - 1000MHz ορίζεται η τιμή 37dBμV/m . Οι εν λόγω μέγιστες τιμές του πεδίου οδηγούν σε χαμηλότερα όρια για το πλάτος του σήματος σε συχνότητες μεγαλύτερες των 30MHz . Το γεγονός αυτό αποτελεί έναν επιπλέον λόγο για την επιλογή της ζώνης 1MHz - 30MHz για τη μετάδοση PLC σημάτων, ή ακόμα καλύτερα της ζώνης 5MHz - 30MHz που χαρακτηρίζεται από τα μεγαλύτερα όρια.

3.3 Αρχιτεκτονικές Δικτύου

Το πρώτο μέλημα για ένα ευρυζωνικό δίκτυο τηλεπικοινωνιών πάνω από τις γραμμές του δικτύου ηλεκτρικής ενέργειας είναι η διεπαφή του με το δίκτυο κορμού. Δίκτυο κορμού είναι το διαδίκτυο (internet) για την περίπτωση μετάδοσης δεδομένων, ο πάροχος ψηφιακής τηλεόρασης, το τηλεφωνικό δίκτυο για υπηρεσίες φωνής, κλπ. Η διεπαφή αυτή πρέπει να βρίσκεται στον υποσταθμό υψηλής σε μέση τάση (σχ. 3.1.1). Το PLC δίκτυο διασυνδέεται με το δίκτυο κορμού είτε μέσω οπτικής ίνας, είτε μέσω δορυφορικής ζεύξης είτε μέσω ασύρματης ζεύξης.



Σχήμα 3.3.1. Δομικό διάγραμμα τυπικού δικτύου μέσης και χαμηλής τάσης.

Μέσω του δικτύου μέσης τάσης εξασφαλίζεται η αμφίδρομη μετάδοση τηλεπικοινωνιακών σημάτων μεταξύ δικτύου κορμού και μετασχηματιστών μέσης –

χαμηλής (MV – LV) τάσης. Από τους μετασχηματιστές μέσης – χαμηλής τάσης υπάρχουν δύο τρόποι για να διασυνδέσουμε τους τελικούς χρήστες (οικίες – γραφεία) στο PLC δίκτυο.

Ο πρώτος τρόπος είναι η χρήση μιας ασύρματης συσκευής στον μετασχηματιστή που εκπέμπει και λαμβάνει ραδιοσήματα από μια αντίστοιχη συσκευή τοποθετημένη σε κάθε οικία. Στη συνέχεια η ασύρματη συσκευή σε κάθε οικία διασυνδέεται με την εσωτερική ηλεκτρική εγκατάσταση και παρέχει στις απολήξεις (ρευματοδότες) PLC δίκτυο. Με χρήση του κατάλληλου προσαρμογέα μπορούμε να εξάγουμε από το PLC σήμα στο ρευματοδότη είτε δεδομένα, είτε φωνή, είτε τηλεοπτικό σήμα κατά περίπτωση. Μειονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι η ασύρματη διεπαφή θεωρείται ανασφαλής τεχνολογία που θα επέτρεπε σε κακόβουλους χρήστες με κατάλληλο εξοπλισμό να υποκλέπτουν δεδομένα ή να χρησιμοποιούν το εύρος ζώνης το οποίο πληρώνει ο κάθε πελάτης για την αποστολή δικών τους δεδομένων. Επιπροσθέτως η ασύρματη διεπαφή αυξάνει την ακτινοβολία που δέχεται κάθε οικία.

Ο εναλλακτικός τρόπος επιτρέπει στο PLC σήμα να διασχίζει το δίκτυο χαμηλής τάσης και μέσω των παροχών να καταλήγει στην εσωτερική ηλεκτρική εγκατάσταση κάθε οικίας και τελικά στις απολήξεις του δικτύου (ρευματοδότες). Αυτό μπορεί να γίνει με παράκαμψη του μετασχηματιστή μέσης – χαμηλής τάσης.

Η μεταβίβαση τηλεπικοινωνιακού σήματος πάνω από το δίκτυο μέσης τάσης θεωρείται δυσκολότερο εγχείρημα από τη μεταβίβαση σήματος μέσω του δικτύου χαμηλής τάσης. Το δίκτυο μέσης τάσης λειτουργεί σε υψηλότερα επίπεδα τάσης, είναι πιο θορυβώδες και ως εκ τούτου απαιτούνται υψηλότερα επίπεδα τάσης του PLC σήματος προκειμένου το τηλεπικοινωνιακό σύστημα να λειτουργεί αποδοτικά. Αυξημένα επίπεδα τάσης συνεπάγονται και αυξημένη παρενόχληση σε ραδιοεπικοινωνίες. Επομένως μια εναλλακτική τοπολογία για την PLC διαδίκτυωση θέλει τη διεπαφή με το δίκτυο κορμού να βρίσκεται στους μετασχηματιστές μέσης – χαμηλής τάσης και όχι στους υποσταθμούς υψηλής – μέσης τάσης. Σε αυτή την περίπτωση το δίκτυο διανομής μέσης τάσης δεν χρησιμοποιείται για τη μετάδοση BPL σημάτων.

3.4 Συμπεράσματα

Στην παρούσα διατριβή θα επικεντρωθούμε στη μελέτη του δικτύου χαμηλής τάσης για τη μεταβίβαση PLC σημάτων. Το δίκτυο μέσης τάσης θεωρείται εξαιρετικά θορυβώδες και η ισχύς που θα απαιτούνταν για ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα θα υπερέβαινε σημαντικά τις υφιστάμενες προδιαγραφές και θα αποτελούσε σημαντικό παράγοντα παρενόχλησης προς ασύρματες επικοινωνίες. Θα ξεκινήσουμε από ένα απλό οικιακό ηλεκτρικό δίκτυο και θα προσπαθήσουμε να παρουσιάσουμε ένα πλήρες σύστημα πομπού – δέκτη που θα επιτυγχάνει επικοινωνία σημείου προς σημείο μέσω των γραμμών ηλεκτροδότησης. Το σύστημά μας θα είναι πλήρως ψηφιακό και θα στηρίζεται στην τεχνολογία Software Defined Radio – SDR την οποία και θα παρουσιάσουμε στο 4^ο κεφάλαιο. Η πολύοδη φύση του καναλιού οδηγεί στην υιοθέτηση ορθογωνικής διαμόρφωσης διαίρεσης συχνότητας (OFDM) για τη διαμόρφωση του εκπεμπόμενου

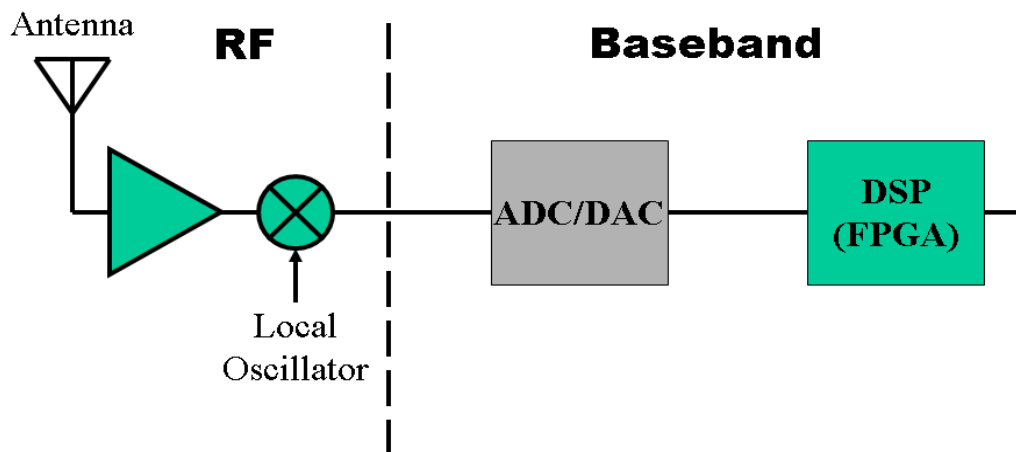
σήματος. Το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος θα κυμαίνεται μεταξύ 1MHz και 30MHz για τους λόγους που αναφέραμε στην ενότητα 3.2.3. Το σύστημά μας θα έχει τη δυνατότητα επιλογής συγκεκριμένων ζωνών εντός της περιοχής 1 – 30MHz για τη μετάδοση σήματος, στις οποίες η παρενόχληση από και προς άλλες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές θα είναι η ελάχιστη. Οι επιδόσεις του συστήματος θα αξιολογηθούν σε συνάρτηση με τη μεταβολή της εκπεμπόμενης ισχύος και με τη μεταβολή της απόστασης μεταξύ πομπού – δέκτη και της τοπολογίας του δικτύου.

4ο Κεφάλαιο: Εισαγωγή στην τεχνολογία Software Defined Radio

4.1 Εισαγωγή

Η τεχνολογία Software Defined Radio – SDR είναι μια τεχνική που επιτρέπει την κατασκευή τηλεπικοινωνιακών συστημάτων στην περιοχή των ραδιοσυχνοτήτων με τη χρήση κατάλληλου λογισμικού. Η συντριπτική πλειονότητα της επεξεργασίας του τηλεπικοινωνιακού σήματος πραγματοποιείται ψηφιακά με τη χρήση ψηφιακών επεξεργαστών σήματος (Digital Signal Processors – DSPs) υψηλών ταχυτήτων. Στον ίδιο επεξεργαστή σήματος μπορούμε με τη βοήθεια κατάλληλου λογισμικού να προγραμματίσουμε και να επαναπρογραμματίσουμε μια σειρά διαφορετικών λειτουργιών για διαφορετική εφαρμογή κάθε φορά.

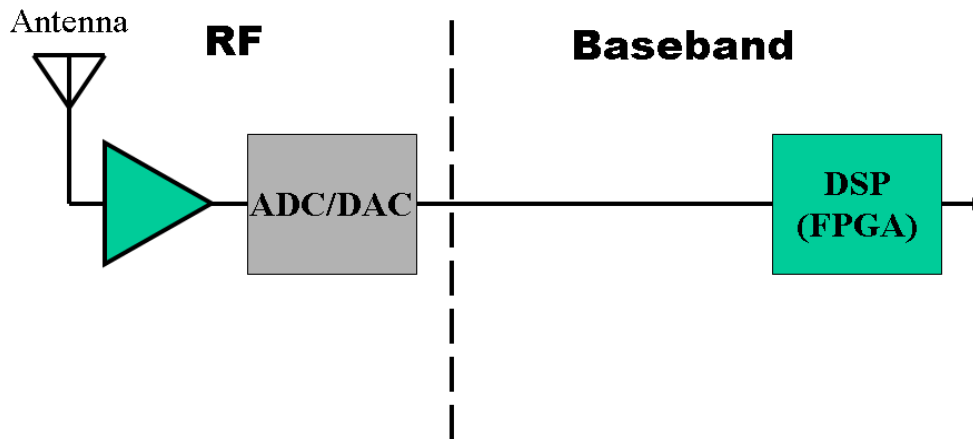
Στο σχ. 4.1.1 εικονίζεται η βασική αρχιτεκτονική της τεχνολογίας SDR.



Σχήμα 4.1.1. Βασική αρχιτεκτονική SDR.

Η αρχιτεκτονική περιλαμβάνει ένα μετατροπέα συχνότητας, ψηφιακό – αναλογικούς ή αναλογικό – ψηφιακούς μετατροπείς (DACs/ ADCs) και φυσικά το ψηφιακό επεξεργαστή σήματος. Στις πλέον σύγχρονες αρχιτεκτονικές ο ψηφιακός επεξεργαστής σήματος τείνει να αντικατασταθεί από Field Programmable Gate Arrays, γνωστά ως FPGAs. Η ειδοποιός διαφορά μεταξύ DSPs και FPGAs έχει να κάνει με το ότι οι DSPs είναι μικροεπεξεργαστές που προγραμματίζονται με κατάλληλο λογισμικό, ενώ στα FPGAs μιλάμε για προγραμματιζόμενη λογική, δηλαδή προγραμματισμός σε επίπεδο υλικού (hardware). Ως εκ τούτου τα FPGAs είναι πολύ ταχύτερα σε χρόνο επεξεργασίας από τους DSPs. Στην περίπτωση αρχιτεκτονικής δέκτη, ο μετατροπέας συχνότητας μεταφέρει το λαμβανόμενο RF αναλογικό σήμα στη βασική ζώνη συχνοτήτων. Στη συνέχεια ο ADC μετατρέπει το αναλογικό σήμα σε ψηφιακή μορφή, κατάλληλη προς επεξεργασία από το FPGA. Στην περίπτωση αρχιτεκτονικής πομπού, το FPGA

δημιουργεί το κατάλληλο ψηφιακό σήμα το οποίο στη συνέχεια μετατρέπεται από τον DAC σε αναλογικό. Τέλος ο μετατροπέας συχνότητας μεταθέτει το αναλογικό σήμα στην έξοδο του DAC στην κατάλληλη περιοχή συχνοτήτων (RF), έτοιμο προς εκπομπή.



Σχήμα 4.1.2. Εναλλακτική αρχιτεκτονική SDR.

Στο σχήμα 4.1.2 παρουσιάζεται μια εναλλακτική αρχιτεκτονική SDR. Εδώ δεν υπάρχει μετατροπέας συχνότητας. Ο ADC μετατρέπει απευθείας το RF σήμα σε ψηφιακό, ενώ ο DAC μετατρέπει το ψηφιακό σε RF. Σε αυτή την περίπτωση θα πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη προσοχή στη συχνότητα δειγματοληψίας ώστε να αποφευχθούν φαινόμενα aliasing.

Το FPGA είναι ένα chip κατασκευασμένο από ημιαγωγούς και περιέχει λογικά τμήματα που μπορούν να προγραμματιστούν καθώς και προγραμματίσιμες συνδέσεις μεταξύ των τμημάτων αυτών. Το πλεονέκτημα του FPGA είναι ότι τα λογικά τμήματα και οι συνδέσεις μπορούν να προγραμματιστούν από τον σχεδιαστή μιας εφαρμογής αφότου το FPGA έχει κατασκευαστεί. Γι αυτό και ο τίτλος FPGA περιέχει τον όρο «Επαναπρογραμματίσιμο» (“Field Programmable”). Τα λογικά τμήματα του FPGA μπορεί να είναι απλά flip – flops, πιο ολοκληρωμένα στοιχεία μνήμης ή και άλλα πρωτογενή στοιχεία. Ένα chip FPGA περιέχει ένα δεδομένο, πεπερασμένο αριθμό διαφορετικών πρωτογενών στοιχείων τα οποία μπορούν να χρησιμοποιηθούν στην ανάπτυξη μιας εφαρμογής. Τα λογικά τμήματα μπορούν να υλοποιήσουν λογικές πύλες (AND, OR, XOR), απλές μαθηματικές πράξεις, κωδικοποιητές/ αποκωδικοποιητές, στοιχεία μνήμης. Ο σχεδιαστής προγραμματίζει τα FPGA με τη χρήση κατάλληλων γλωσσών περιγραφής υλικού (hardware). Τέτοιες γλώσσες είναι οι VHDL, Verilog, Abel. Οι γλώσσες αυτές στη συντακτική τους μορφή μοιάζουν με τις απλές γλώσσες προγραμματισμού υψηλού επιπέδου, στο ρεπερτόριο των εντολών τους όμως προσομοιάζουν περισσότερο με τις συμβολικές γλώσσες μηχανής (assembly).

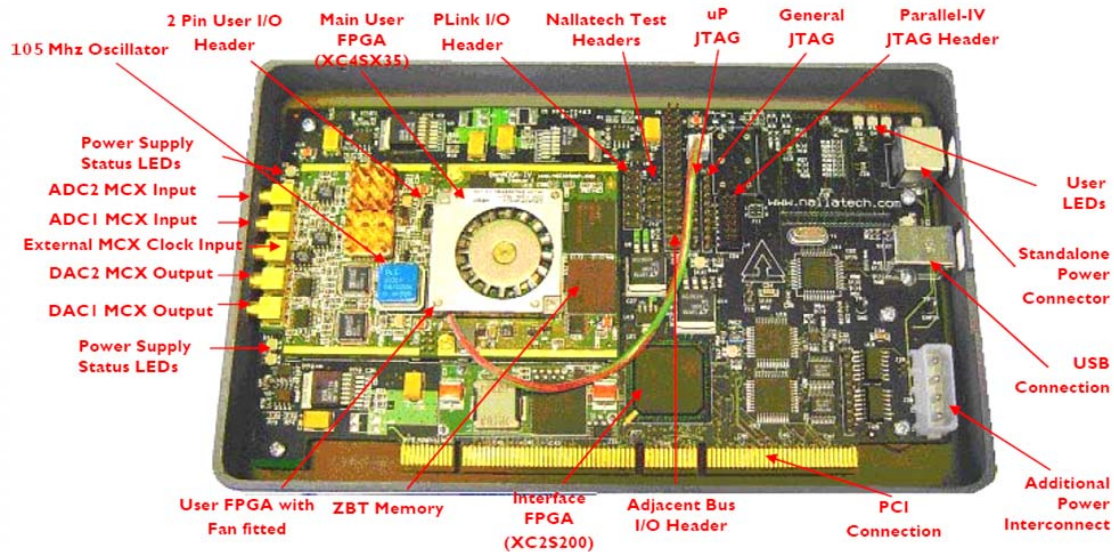
Η τεχνολογία SDR μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε μια σειρά διαφορετικών εφαρμογών όπως στην κατασκευή AM/ FM ραδιοφωνικών πομποδεκτών, ασύρματων ή κυψελωτών τηλεφωνικών συσκευών, στην τεχνολογία RFID, στην κατασκευή ασύρματων καρτών για πρόσβαση στο διαδίκτυο (Wi-Fi), συσκευών GPS, Radar, NMR/ MRI. Συγκριτικό πλεονέκτημα της τεχνολογίας SDR αποτελεί το γεγονός ότι μετατρέπει τα προβλήματα υλικού σε προβλήματα λογισμικού, τα οποία και αντιμετωπίζονται ευκολότερα. Επίσης η

τεχνολογία SDR στηρίζεται σε περισσότερο ψηφιακή και λιγότερο σε αναλογική επεξεργασία, γεγονός που προσδίδει μεγαλύτερη ακρίβεια. Βασικό θετικό στοιχείο αποτελεί η δυνατότητα επαναπρογραμματισμού των FPGA γεγονός που επιτρέπει τη χρήση του ίδιου chip πολλές φορές και για διαφορετικές εφαρμογές. Επίσης στην τεχνολογία SDR μπορούμε να στέλνουμε αλλά και να λαμβάνουμε σήματα από πολλαπλά κανάλια ταυτόχρονα. Όλα τα προηγούμενα στοιχεία προσφέρουν στο σχεδιαστή τη δυνατότητα να παράγει κάποιο προϊόν σύντομα και με χαμηλό κόστος. Μειονέκτημα αποτελεί το γεγονός ότι σε εφαρμογές με χρήση SDR η ταχύτητα επεξεργασίας είναι μικρότερη από ότι σε αντίστοιχες εφαρμογές όπου το κύκλωμα (hardware) είναι τυπωμένο σε ολοκληρωμένο chip. Επίσης τα chip FPGA απαιτούν μεγαλύτερη κατανάλωση ισχύος.

4.2 Περιγραφή Υλικού

Οι κυριότεροι κατασκευαστές FPGA για SDR εφαρμογές είναι οι εταιρίες Xilinx με τα FPGA τύπου Virtex, Atmel με συσκευές FPSLIC και η Altera με τις Stratix συσκευές. Συχνά οι κατασκευαστές συνδυάζουν περισσότερα του ενός FPGA με κατάλληλα περιφερειακά διαμορφώνοντας μια πλήρη πλακέτα ανάπτυξης (αναπτυξιακό – development kit). Ο κάθε κατασκευαστής FPGA παρέχει και το δικό του αυτοματοποιημένο εργαλείο σχεδιασμού, συμβατό με το FPGA που κατασκευάζει. Το εργαλείο αυτό μετατρέπει τις εντολές σε γλώσσα περιγραφής υλικού σε σχέδιο (design), το οποίο και μεταφέρει στο chip FPGA. Το σχέδιο (design) περιέχει οδηγίες προς το FPGA για τον τρόπο διασύνδεσης των λογικών τμημάτων (logic blocks) ώστε να υλοποιείται η επιθυμητή από το χρήστη λειτουργία – εφαρμογή. Όταν το σχέδιο μεταφέρεται στο FPGA, τότε διαβάζονται οι οδηγίες που παρέχει το σχέδιο και πραγματοποιούνται οι κατάλληλες συνδέσεις ώστε να υλοποιηθεί το ζητούμενο κύκλωμα.

Στο σχ. 4.2.1 εικονίζεται το αναπτυξιακό XtremeDSP της εταιρίας Nallatech, στο οποίο και θα αναπτύξουμε την εφαρμογή μας. Το XtremeDSP Development Kit περιέχει FPGA τύπου Virtex της εταιρίας Xilinx [20].



Σχήμα 4.2.1. Το αναπτυξιακό Nallatech XtremeDSP Development Kit.

Το κεντρικό ρολόι του αναπτυξιακού είναι ένας ταλαντωτής συχνότητας 105MHz. Για εξαιρετικές περιπτώσεις που απαιτείται ρολόι ταχύτερο των 105MHz το αναπτυξιακό παρέχει είσοδο για σύνδεση εξωτερικού ρολογιού μέσω MCX κονέκτορα (External MCX Clock Input). Ειδικές φωτοδιόδους (LEDs) σε ορισμένα σημεία του αναπτυξιακού επιτρέπουν στο χρήστη να ελέγχει την ορθή λειτουργία και την κατάσταση του αναπτυξιακού.

Για τη διεπαφή με τον τηλεπικοινωνιακό δίαυλο το αναπτυξιακό παρέχει δύο κανάλια εισόδου για τη λήψη σημάτων και δύο κανάλια εξόδου για την αποστολή σημάτων. Σε κάθε κανάλι εισόδου υπάρχει ADC (τύπου AD6645) [21] που μετατρέπει το αναλογικό σήμα εισόδου σε ψηφιακό σήμα μήκους 14-bit σε μορφή συμπληρώματος ως προς 2. Το ψηφιακό σήμα καταλήγει στο FPGA Virtex IV όπου και θα υποστεί την όποια επεξεργασία επιθυμεί ο χρήστης (π.χ. αποδιαμόρφωση για τηλεπικοινωνιακό σήμα). Η μέγιστη συχνότητα δειγματοληψίας του ADC είναι 105MSPs ενώ μπορεί να δεχθεί 2V μέγιστη τάση εισόδου. Αντίστοιχα σε κάθε κανάλι εξόδου υπάρχει DAC (τύπου AD9772A) [22] που μετατρέπει ψηφιακό σήμα μήκους 14-bit σε αναλογικό σήμα εξόδου. Το ψηφιακό σήμα θα πρέπει να είναι σε μορφή offset binary. Το ψηφιακό σήμα προέρχεται από το FPGA Virtex IV και αποτελεί το αποτέλεσμα της ψηφιακής επεξεργασίας που επιθυμεί ο χρήστης (π.χ. διαμορφωμένο σήμα). Η μέγιστη συχνότητα δειγματοληψίας του DAC είναι 160MSPs ενώ μπορεί να δώσει μέγιστη τάση εξόδου 2V. Τα σήματα χρονισμού των ADCs και DACs που καθορίζουν την περίοδο δειγματοληψίας προέρχονται από το FPGA Virtex II. Η πεπερασμένη δειγματοληψία στους ADCs, DACs σε συνδυασμό με τον πεπερασμένο χρόνο επεξεργασίας έχουν ως αποτέλεσμα έγκυρες τιμές των ψηφιακών σημάτων στις εξόδους των ADCs να αναμένονται σε ορισμένο χρονικό διάστημα εντός της περιόδου δειγματοληψίας. Αντίστοιχα έγκυρες τιμές των ψηφιακών σημάτων στις εισόδους των DACs θα είναι διαθέσιμες μόνο σε ορισμένο χρονικό διάστημα εντός της περιόδου δειγματοληψίας. Το

γεγονός αυτό της περιορισμένης εγκυρότητας των τιμών των σημάτων θα πρέπει να λαμβάνεται υπόψη από τον σχεδιαστή. Τόσο τα κανάλια εισόδου όσο και τα κανάλια εξόδου είναι τερματισμένα στα 50Ω με κονέκτορες τύπου MCX. Άρα η διεπαφή του αναπτυξιακού με το αναλογικό μέρος της εφαρμογής ή και απευθείας με τον τηλεπικοινωνιακό δίαυλο μπορεί να γίνει με τη σύνδεση στους MCX κονέκτορες κατάλληλων ομοαξονικών καλωδίων.

Στο αναπτυξιακό υπάρχουν τρία διαφορετικά FPGA: το FPGA χρήστη, το FPGA χρονισμού και το FPGA διεπαφής. Το FPGA χρήστη (user FPGA) είναι μια συσκευή Virtex IV όπου μεταφέρεται το κυρίως σχέδιο (design) του χρήστη. Σύμφωνα με το σχέδιο, το FPGA χρήστη διασυνδέει κατάλληλα τα λογικά τμήματά του ώστε να υλοποιήσει την επιθυμητή επεξεργασία. Είσοδοι στο FPGA χρήστη είναι τα κανάλια εισόδου και σήμα χρονισμού από το FPGA χρονισμού, που αποτελεί το ρολόι της εφαρμογής – υλοποίησης. Έξοδοι από το FPGA χρήστη αποτελούν τα κανάλια εξόδου.

Το FPGA χρονισμού είναι μια συσκευή Virtex II. Δέχεται κατάλληλο σχέδιο (design) βάσει του οποίου διασυνδέει κατάλληλα τα λογικά τμήματά της έτσι ώστε αξιοποιώντας το κεντρικό ρολόι του αναπτυξιακού (105MHz ταλαντωτής) να παράγει σήματα χρονισμού προς το FPGA χρήστη, τους ADCs, τους DACs, κλπ.

Το FPGA διεπαφής (interface FPGA) δεν δέχεται σχέδιο (design), οι λειτουργίες του είναι προγραμματισμένες εκ κατασκευής και στόχος του είναι η ρύθμιση της συνεργασίας μεταξύ των διαφορετικών τμημάτων του αναπτυξιακού. Επομένως μόνο τα FPGA χρήστη και χρονισμού δέχονται σχέδιο (design), το οποίο μπορούν να λάβουν είτε μέσω της διεπαφής JTAG, είτε μέσω της διεπαφής USB, είτε μέσω της διεπαφής PCI του αναπτυξιακού.

4.3 Περιγραφή Λογισμικού

Η δημιουργία του σχεδίου (design) για FPGA τύπου Virtex πραγματοποιείται με τη βοήθεια του πακέτου λογισμικού Xilinx Integrated Software Environment (ISE). Με τη βοήθεια του ISE, ο σχεδιαστής δημιουργεί για κάθε εφαρμογή μια καινούρια εργασία (project). Στην εργασία αυτή περιγράφει το επιθυμητό σχέδιο (design) σε μια κατάλληλη γλώσσα περιγραφής υλικού (hardware description language – HDL) με τη βοήθεια ενσωματωμένου στο ISE κειμενογράφου. Κατά αυτό τον τρόπο παράγεται ο HDL κώδικας που στη συνέχεια ελέγχεται για πιθανά συντακτικά λάθη. Το περιβάλλον ISE παρέχει τη δυνατότητα στον σχεδιαστή να χρησιμοποιήσει και έτοιμο HDL κώδικα ο οποίος ορίζει ευρέως χρησιμοποιούμενες δομές όπως Ταχύ Μετασχηματισμό Fourier (FFT), Διακριτό Μετασχηματισμό Συνημίτονου (Discrete Cosine Transform – DCT), ψηφιακά FIR φίλτρα, στοιχεία RAM και ROM, μαθηματικές πράξεις, συγκριτές, ψηφιακούς ταλαντωτές (για επικοινωνίες), Σχήματα Διόρθωσης Λαθών (Viterbi, Turbo, Reed – Solomon).

Αν ο HDL κώδικας είναι συντακτικά ορθός δεν σημαίνει ότι θα είναι και σημασιολογικά σωστός, δηλαδή ότι θα παράγει το αποτέλεσμα που επιθυμεί ο σχεδιαστής. Για να

δοκιμάσει τη σημασιολογική ορθότητα του HDL κώδικα, ο σχεδιαστής θα πρέπει να δημιουργήσει μια δοκιμαστική κυματομορφή (test bench waveform) που δεν είναι τίποτα άλλο από πιθανές τιμές που μπορούν να λάβουν τα σήματα εισόδου του κυκλώματος (έξοδοι ADCs). Καλώντας ενσωματωμένο προσομοιωτή (simulator), ο σχεδιαστής μπορεί να προσδιορίσει την λειτουργικότητα του κώδικά του παρατηρώντας τις τιμές των σημάτων εξόδου (είσοδοι DACs) καθώς και τις τιμές λοιπών σημάτων του κυκλώματος. Ο έλεγχος αυτός καλείται προσομοίωση συμπεριφοράς (behavioral simulation).

Αν η προσομοίωση συμπεριφοράς είναι επιτυχής, τότε ο σχεδιαστής μπορεί να προχωρήσει στη σύνθεση του σχεδίου (design synthesis). Κατά τη σύνθεση ο HDL κώδικας βελτιστοποιείται αυτόματα και μετατρέπεται σε ένα σύνολο στοιχείων που το εργαλείο σύνθεσης μπορεί να αναγνωρίσει. Αν η διαδικασία σύνθεσης είναι επιτυχής, τότε ο σχεδιαστής καλείται να θέσει περιορισμούς για το παραγόμενο κύκλωμα. Οι περιορισμοί αυτοί καθορίζουν τη θέση και τον τρόπο διασύνδεσης των λογικών τμημάτων (logic blocks) του FPGA. Καταρχήν οι περιορισμοί ορίζουν σε ποιους ακροδέκτες του FPGA θα συνδεθούν τα σήματα εισόδου (έξοδοι ADCs, σήμα χρονισμού) και εξόδου (είσοδοι DACs). Επίσης ορίζεται η συχνότητα του σήματος χρονισμού που όπως προείπαμε αποστέλλεται από το FPGA χρονισμού στο FPGA χρήστη και αποτελεί το ρολόι του κυκλώματος. Τέλος ορίζεται το χρονικό διάστημα για το οποίο αναμένονται έγκυρες τιμές των σημάτων εισόδου του FPGA και το χρονικό διάστημα για το οποίο θα είναι διαθέσιμες έγκυρες τιμές στα σήματα εξόδου του FPGA.

Στη συνέχεια ο σχεδιαστής μπορεί να προχωρήσει στην υλοποίηση του σχεδίου (design implementation). Η υλοποίηση περιλαμβάνει τη μετάφραση (translation), την αντιστοίχιση (map) και την τοποθέτηση & δρομολόγηση (place & route). Κατά τη μετάφραση ελέγχεται αν οι περιορισμοί που τέθηκαν είναι δυνατό να υλοποιηθούν. Επίσης πραγματοποιούνται ορισμένοι έλεγχοι της λογικής του σχεδίου. Στην απεικόνιση (map) δεσμεύονται οι πόροι του FPGA, τα λογικά τμήματα δηλαδή που απαιτούνται. Στην τοποθέτηση & δρομολόγηση αποφασίζονται οι θέσεις και η συνδεσμολογία των λογικών τμημάτων στο κύκλωμα. Επιτυχημένη ολοκλήρωση της τοποθέτησης & δρομολόγησης σημαίνει επιτυχή ολοκλήρωση της υλοποίησης του σχεδίου (design implementation).

Για κάποιο λόγο η σύνθεση, η μετάφραση, η αντιστοίχιση, ή η τοποθέτηση & δρομολόγηση μπορεί να αποτύχουν. Ένας λόγος μπορεί να είναι το γεγονός ότι τα δομικά στοιχεία του FPGA που απαιτούνται από το κύκλωμα που όρισε ο HDL κώδικας μπορεί να υπερβαίνουν τους διαθέσιμους πόρους του FPGA. Ένας άλλος λόγος αποτυχίας μπορεί να αποδοθεί στο γεγονός ότι το κύκλωμά μας έχει τη δυνατότητα λειτουργίας μέχρι κάποια συχνότητα ρολογιού που είναι μικρότερη από τη συχνότητα του σήματος χρονισμού. Τέλος αν όλα ολοκληρωθούν ομαλά, για να είμαστε σίγουροι για την ορθή λειτουργία του κυκλώματος που υλοποιεί το σχέδιό μας (design) θα πρέπει να προσομοιώσουμε τη λειτουργία του διεγείροντάς το με κατάλληλα σήματα εισόδου κι παρατηρώντας αν τα σήματα εξόδου είναι τα αναμενόμενα. Η προσομοίωση αυτή καλείται post place & route simulation. Πιθανά λάθη στην υλοποίηση του σχεδίου ή μη αναμενόμενα αποτελέσματα στην τελική προσομοίωση σημαίνουν ότι ο αρχικός HDL

κώδικας θα πρέπει να τροποποιηθεί κατάλληλα και η διαδικασία σύνθεσης και υλοποίησης του σχεδίου να επαναληφθεί από την αρχή.

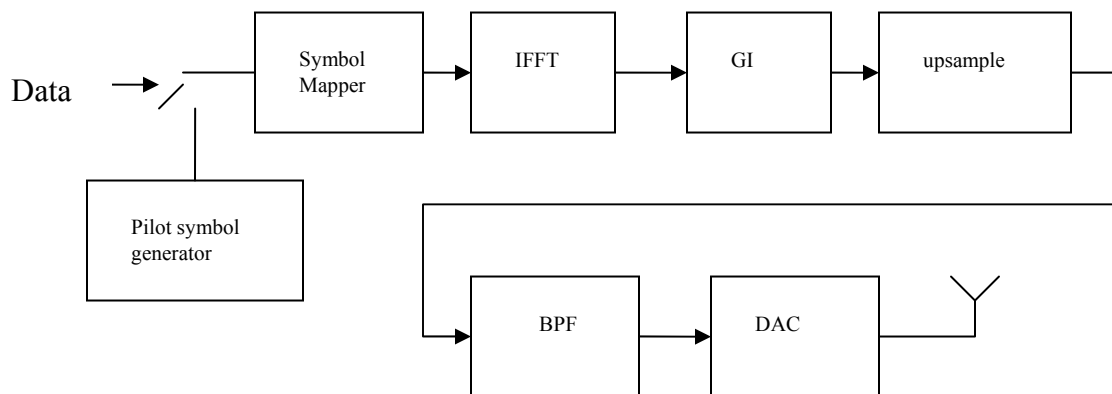
Αν η διαδικασία υλοποίησης του σχεδίου ήταν επιτυχής και η τελική προσομοίωση δίνει τα επιθυμητά αποτελέσματα, τότε το σχέδιο μπορεί να δημιουργηθεί (design generation). Το μόνο που απομένει είναι να μεταφερθεί το παραχθέν σχέδιο στο FPGA.

5ο Κεφάλαιο: Αρχή Λειτουργίας Συστήματος Εκπομπής – Λήψης Δεδομένων σε PLC κανάλι

Στην παρούσα ενότητα θα προσπαθήσουμε να σκιαγραφήσουμε την αρχή λειτουργίας ενός πλήρους συστήματος εκπομπής – λήψης δεδομένων κατάλληλο για PLC επικοινωνίες. Η σχεδίαση του συστήματος θα γίνει με βάση τη μέθοδο διαμόρφωσης OFDM. Βασικός άξονας της σχεδίασής μας θα είναι η δυνατότητα υλοποίησης του συστήματος με τη βοήθεια της τεχνολογίας SDR. Το σύστημα που θα σχεδιάσουμε θα προσομοιωθεί σε περιβάλλον Matlab για να επαληθευθεί η ορθή λειτουργία του και να αξιολογηθούν οι επιδόσεις του. Η προσομοίωση της συμπεριφοράς του διαύλου και του θορύβου του διαύλου θα βασιστούν σε υπάρχουσες μελέτες που αναφέρονται στο 3^ο κεφάλαιο.

5.1 Πομπός

Το σχηματικό διάγραμμα του πομπού παρουσιάζεται στο σχ. 5.1.1.



Σχήμα 5.1.1. Σχηματικό διάγραμμα πομπού.

Το μεταδιδόμενο OFDM σήμα περιγράφεται από τη σχέση:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{ki} \cdot e^{j2\pi f_k(t-i \cdot T_s)} \cdot f(t-i \cdot T_s) \quad (1)$$

όπου c_{ki} το σύμβολο πληροφορίας στο k φέρον κατά την i χρονική στιγμή, T_s η διάρκεια του OFDM συμβόλου. Στα επόμενα για την κωδικοποίηση των δυαδικών ψηφίων πληροφορίας θα χρησιμοποιήσουμε ορθογωνικούς μορφοποιητικούς παλμούς οπότε

$$f(t) = \begin{cases} 1 & , 0 < t \leq T_s \\ 0 & , t < 0 \text{ ή } t > T_s \end{cases}$$

Με f_k δηλώνεται η συχνότητα του k φέροντος και με Δf η συχνοτική απόσταση μεταξύ των φερόντων.

$$f_k = \frac{k-1}{T_s} \quad \text{και} \quad \Delta f = \frac{1}{T_s}.$$

Ως ψηφία πληροφορίας νοούμε ακολουθίες +1 και -1. Το +1 αντιστοιχεί στο δυαδικό 1 και το -1 στο δυαδικό 0.

Τα προς αποστολή δεδομένα c_{ki} μετατρέπονται στο μεταδιδόμενο σήμα $s(t)$ όταν τα δεδομένα c_{ki} υποστούν αντίστροφο διακριτό μετασχηματισμό Fourier (IFFT).

Εφαρμόζοντας IFFT στα δυαδικά δεδομένα προκύπτει μια δειγματοληπτημένη εκδοχή του μεταδιδόμενου σήματος $s(t)$.

Θεωρούμε την ακολουθία δεδομένων κατά την i χρονική στιγμή:

$c_i = [c_{1i}, c_{2i}, \dots, c_{N_{sc}i}]^T$, όπου N_{sc} ο αριθμός των φερόντων. Ο αριθμός των φερόντων που θα επιλεγεί εξαρτάται από τις συνθήκες του καναλιού. Όσο ταχύτερες διαλείψεις εμφανίζει το κανάλι τόσο μεγαλύτερος και ο απαιτούμενος αριθμός φερόντων. Από την άλλη μεγάλος αριθμός φερόντων οδηγεί σε μικρότερη διάρκεια συμβόλου και επομένως σε λιγότερη αντοχή στον τυχαίο θόρυβο.

Σε κάθε φέρον αντιστοιχίζουμε ένα bit πληροφορίας (CPSK κωδικοποίηση), δηλαδή κάθε c_{ki} αντιστοιχεί σε διαφορετικό bit πληροφορίας. Θα μπορούσε ένα bit πληροφορίας να αντιστοιχισθεί σε περισσότερα φέροντα (c_{ki}) προκειμένου να αντιμετωπίσουμε τις κακές συνθήκες του καναλιού. Τα λειτουργία αυτή την επιτελεί το τμήμα symbol mapper. Όπως προκύπτει από τη σχέση ορισμού του OFDM (1) τα c_{ki} αναλογούν στη φασματική ισχύ στη ζώνη συχνοτήτων $f_k \pm \Delta f$. Άρα με την κατάλληλη αντιστοίχιση των bit πληροφορίας στα c_{ki} μπορούμε να ελέγξουμε το φασματικό περιεχόμενο του εκπεμπόμενου σήματος. Αυτή είναι άλλη μία λειτουργία που επιτελεί ο symbol mapper. Στην υλοποίησή μας είναι επιθυμητή η κατάληψη της ζώνης συχνοτήτων 1- 30 MHz. Το παραγόμενο σήμα από τον IFFT μετασχηματισμό είναι εν γένει μιγαδικό. Όμως το γεγονός ότι το εύρος της ζώνης συχνοτήτων (30-1=29MHz) είναι πολύ μεγαλύτερο της φέρουσας συχνότητας (1MHz) καθιστά αδύνατο τον διαχωρισμό των I και Q συνιστωσών του OFDM σήματος. Για τούτο το προς εκπομπή σήμα θα πρέπει να διαθέτει μόνο πραγματική συνιστώσα. Τούτο είναι δυνατό όταν

$$c_k^i = \text{conj}[c_{N_{sc}-k}^i] \quad \text{για} \quad k = \frac{N_{sc}}{2} + 1 \quad \text{έως} \quad N_{sc} - 1.$$

Και αυτή η συμμετροποίηση των δεδομένων εκτελείται από το τμήμα symbol mapper.

Προκειμένου να πραγματοποιηθεί ο διακριτός M/Σ Fourier, θα πρέπει τα c_i bits, δηλαδή N_{sc} τον αριθμό bits να βρίσκονται ταυτόχρονα διαθέσιμα στην είσοδο του ifft τμήματος. Στη συνέχεια θα εξετάσουμε πώς από τη διαδικασία του IFFT θα λάβουμε το εκπεμπόμενο σήμα $s(t)$ σύμφωνα με τη σχέση (1).

Από τη διαδικασία του αντίστροφου διακριτού Μ/Σ Fourier (IDFT) προκύπτουν N_{sc} δείγματα του OFDM συμβόλου κατά την i χρονική στιγμή. Από τον ορισμό του IDFT προκύπτει ότι

$$s(q) = \frac{1}{N_{sc}} \cdot \sum_{k=0}^{N_{sc}-1} c(k) \cdot e^{j2\pi \frac{q}{N_{sc}} k}$$

$$\Rightarrow s(q) = \frac{1}{N_{sc}} \cdot \sum_{k=0}^{N_{sc}-1} c(k) \cdot w_{N_{sc}}^{-qk}$$

, όπου $q = 0, 1, \dots, N_{sc} - 1$
 $k = 0, 1, \dots, N_{sc} - 1$.

Αν $k = 1, \dots, N_{sc}$ τότε

$$s(q) = \frac{1}{N_{sc}} \cdot \sum_{k=1}^{N_{sc}} c(k) \cdot e^{j2\pi \frac{q}{N_{sc}} (k-1)} \quad (2)$$

Άρα τα προκύπτοντα δείγματα του προς εκπομπή συμβόλου, N_{sc} τον αριθμό, θα είναι τα:

$$s = [s(iT_s), \dots, s(iT_s + q \cdot t_{spl}), \dots, s(iT_s + (N_{sc} - 1) \cdot t_{spl})] \text{ όπου } t_{spl} = \frac{T_s}{N_{sc}} \text{ η στοιχειώδης περίοδος δειγματοληψίας.}$$

Το επιθυμητό στο πεδίο του χρόνου σήμα κατά τη διάρκεια ενός συμβόλου, όπως προκύπτει από τη σχέση (1), είναι

$$s(t) = \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_k \cdot e^{j2\pi f_k t} \cdot f(t), \quad 0 < t \leq T_s$$

$$\xrightarrow{f(t)=1} s(t) = \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_k \cdot e^{j2\pi f_k t}, \quad 0 < t \leq T_s$$

Όμως $f_k = \frac{k-1}{T_s}$ και $t = \frac{T_s}{N_{sc}} q$. Άρα καταλήγουμε στο αποτέλεσμα που μας δίνει ο

IFFT μέσα από τη σχέση (2). Θα πρέπει μόνο να παρατηρήσουμε ότι τα $s(q)$ δείγματα είναι εξασθενημένα κατά ένα παράγοντα $\frac{1}{N_{sc}}$.

Προκειμένου να αντιμετωπιστεί η εξάπλωση καθυστέρησης που δημιουργείται από τις διαφορετικές οδούς άφιξης του εκπεμπόμενου σήματος στον δέκτη, εισάγεται ένα διάστημα φρουρός (guard interval) σε κάθε σύμβολο όπου τμήμα του πέρατος του σήματος επαναλαμβάνεται κυκλικά στην αρχή του συμβόλου. Επιλέγοντας ένα διάστημα $\Delta G > \tau_{max}$ όπου τ_{max} η πλέον καθυστερημένη εκδοχή του σήματος, μπορεί να αντιμετωπιστεί η όποια παρεμβολή μεταξύ διαδοχικών OFDM συμβόλων. Το μεταδιδόμενο σήμα με κυκλική επέκταση γράφεται ως εξής

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{ki} \cdot e^{j2\pi f_k(t-iT_s)} \cdot f(t-iT_s) \quad \text{με}$$

$$f(t) = \begin{cases} 1 & , \quad -\Delta G < t \leq t_s \\ 0 & , \quad t \leq -\Delta G \quad \text{ή} \quad t > t_s \end{cases}$$

$$f_k = \frac{k-1}{t_s} \quad , \quad \Delta f = \frac{1}{t_s}$$

όπου T_s η περίοδος του OFDM συμβόλου, ΔG το μήκος του διαστήματος φρουρού και t_s το ωφέλιμο μήκος του OFDM συμβόλου. Ισχύει $T_s = \Delta G + t_s$. Ορίζουμε $\alpha = \frac{\Delta G}{t_s}$ και $\alpha_G = \frac{\Delta G}{T_s}$ τον παράγοντα διαστήματος φρουρού (guard interval factor). Ισχύει:

$$\alpha = \frac{\Delta G}{t_s} = \frac{\Delta G}{T_s - \Delta G} = \frac{\frac{\Delta G}{T_s}}{1 - \frac{\Delta G}{T_s}} = \frac{\alpha_G}{1 - \alpha_G}.$$

Κατά τη διάρκεια ενός OFDM συμβόλου, το επιθυμητό στο πεδίο του χρόνου σήμα απλοποιείται στο

$$s(t) = \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_k \cdot e^{j2\pi f_k t} \cdot f(t) \quad , \quad f(t) = 1 \quad \text{για} \quad -\Delta G < t \leq t_s$$

όπου $f_k = \frac{k-1}{t_s}$, $t = \frac{t_s + \Delta G}{N_{sc}} q$.

$$\text{Άρα} \quad f_k \cdot t = \frac{q}{N_{sc}} (k-1) + \frac{\Delta G}{t_s} \frac{q}{N_{sc}} (k-1) = \frac{(1+\alpha)q}{N_{sc}} (k-1).$$

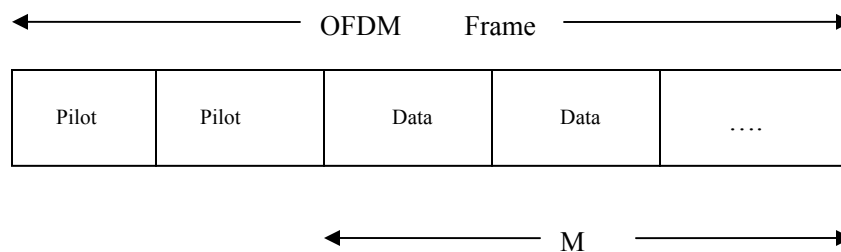
Από τη διαδικασία του IFFT προκύπτουν δείγματα του προς εκπομπή συμβόλου ανά $t_{sp1} = \frac{t_s}{N_{sc}}$, δηλαδή N_{sc} δείγματα σε διάρκεια t_s . Σε διάρκεια T_s και με δειγματοληψία t_{sp1} χρειάζονται συνολικά $(1+\alpha)N_{sc}$ δείγματα του προς εκπομπή συμβόλου, δηλαδή απαιτούνται επιπλέον $\alpha \cdot N_{sc}$ δείγματα.

Όπως προκύπτει από το γινόμενο $f_k \cdot t$, τα $\alpha \cdot N_{sc}$ δείγματα πρέπει να είναι δείγματα αρχής, ανήκουν στο διάστημα $-\Delta G < t < 0$. Για το λόγο αυτό θα πρέπει να ληφθούν στον όρο $e^{j \cdot \dots}$ με πρόσημο (-). Όμως $e^{-j \cdot \dots} = e^{j(2\pi - \dots)}$, άρα αρκεί να ληφθούν τα $\alpha \cdot N_{sc}$ τελευταία δείγματα του $s(q)$ όπως υπολογίζονται από το IFFT και να

αντιγραφούν στην αρχή του OFDM συμβόλου. Η λειτουργία αυτή επιτελείται από το τμήμα GI.

Το τμήμα pilot symbol generator δημιουργεί πιλοτικά δεδομένα, γνωστά εκ των προτέρων στο δέκτη. Η χρησιμότητά τους έγκειται στον προσδιορισμό από το δέκτη της αρχής πλαισίου (συγχρονισμός) και στην εκτίμηση της χαρακτηριστικής του καναλιού (channel estimation).

Η αποστολή δεδομένων στο δέκτη γίνεται μέσα σε πλαίσια όπου ενσωματώνονται τα δεδομένα. Η δομή ενός πλαισίου φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα

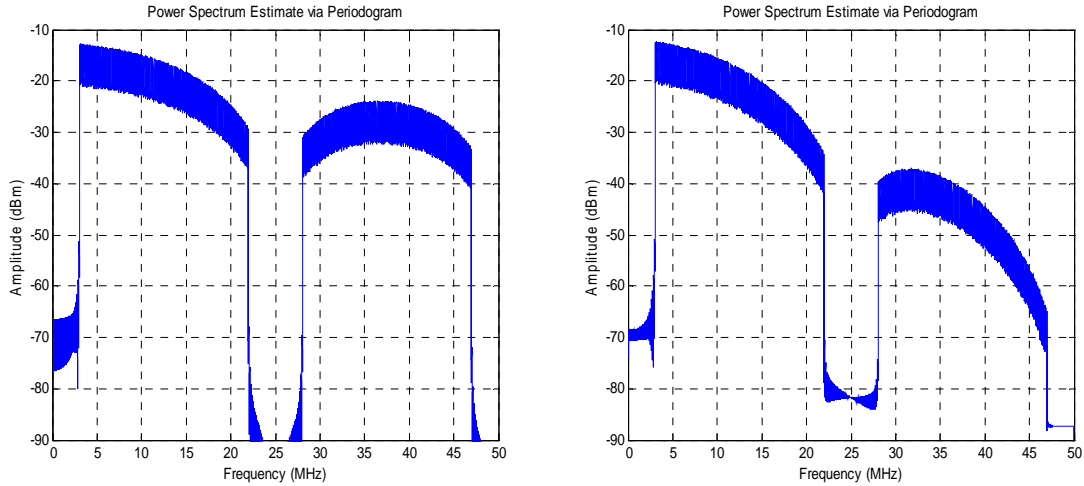


Σχήμα 5.1.2. Δομή OFDM πλαισίου.

Αποτελείται από επιμέρους OFDM σύμβολα. Τα 2 πρώτα σύμβολα είναι πιλοτικά ενώ τα υπόλοιπα M σύμβολα περιέχουν δεδομένα. Το πρώτο pilot symbol χρησιμοποιείται για συγχρονισμό πλαισίου ενώ το δεύτερο για την εκτίμηση της χαρακτηριστικής του καναλιού.

Το τμήμα upsampler καθορίζει τη χρονική διάρκεια της δειγματοληψίας t_{sp1} και παράλληλα αυξάνει τον αριθμό των διαθέσιμων δειγμάτων. Κάθε δείγμα επαναλαμβάνεται 4 φορές ενώ λαμβάνεται περίοδος δειγματοληψίας $t_{sp1}/4$. Τούτο συμβαίνει για να διαθέτουμε περισσότερα δείγματα ικανά να οδηγήσουν σε καλύτερα αποτελέσματα στην έξοδο του BPF που ακολουθεί αλλά και να αντισταθμίσουν τις κακές συνθήκες του καναλιού επιτρέποντας στο δέκτη να διαθέτει 4 δείγματα για να εξάγει 1.

Το διακριτό ζωνοπερατό φίλτρο BPF οδηγεί στην επιλογή της ζώνης 1- 30 MHz προς εκπομπή. Η σημασία του έγκειται στην καταπίεση ανώτερων συχνοτικών συνιστωσών που απορρέουν από την επιλογή ορθογωνικών μορφοποιητικών παλμών.



Σχήμα 5.1.3. Μορφή φάσματος OFDM σήματος χωρίς και με BPF φίλτρο.

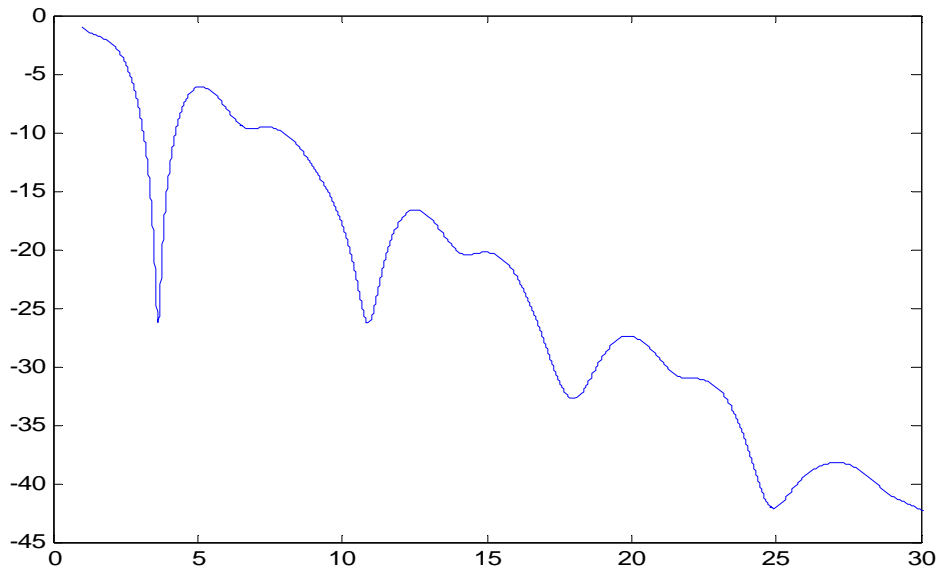
Τέλος ο DAC μετατρέπει το ψηφιακό σήμα σε αναλογικό μέσα από μια διαδικασία sample and hold.

5.2 Κανάλι – Θόρυβος

Για τις προσομοιώσεις μας ως χαρακτηριστική του καναλιού θα ακολουθήσουμε το μοντέλο του Zimmermann [14]. Η συνάρτηση μεταφοράς περιγράφεται από τη σχέση:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k) d_i} e^{-j2\pi f \frac{d_i}{v_p}} \quad \text{ή} \quad H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k) d_i} e^{-j2\pi f \tau_i}$$

όπου g_i , α_0 και α_1 συντελεστές εξασθένησης, d_i το μήκος της i διαδρομής του σήματος και τ_i η αντίστοιχη χρονική καθυστέρηση. Στις προσομοιώσεις μας δημιουργούμε ένα ψηφιακό φίλτρο με συνάρτηση μεταφοράς την $H(f)$ στο οποίο εφαρμόζουμε το μεταδιδόμενο σήμα.

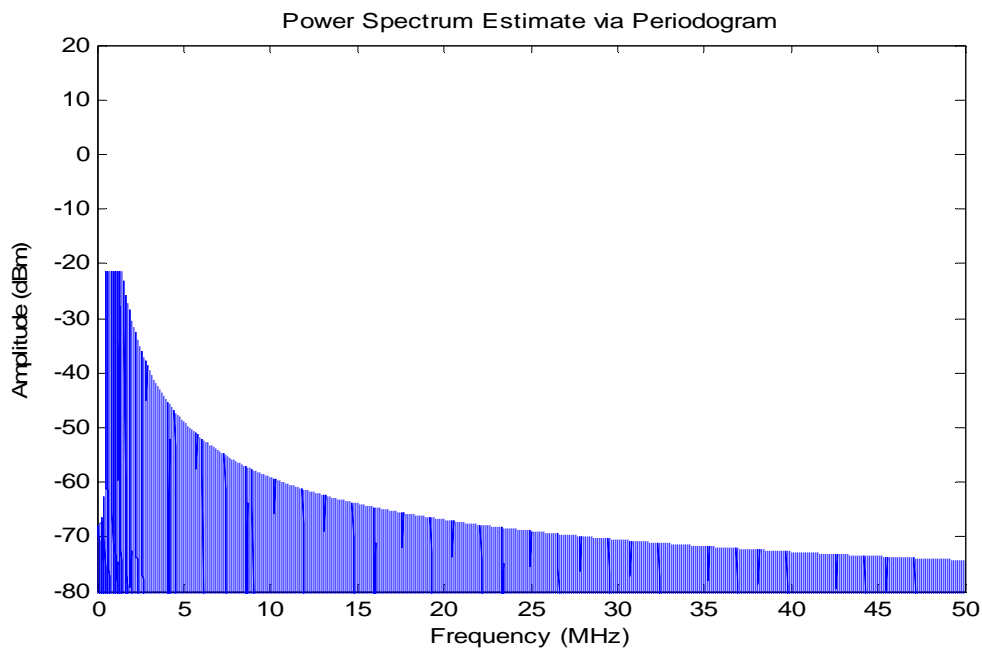


Σχήμα 5.2.1. Απόκριση πλάτους συνάρτησης μεταφοράς.

Όσον αφορά το θόρυβο, αυτός διακρίνεται σε θόρυβο υποβάθρου (background noise) και σε θόρυβο κρουστικής μορφής (impulsive noise).

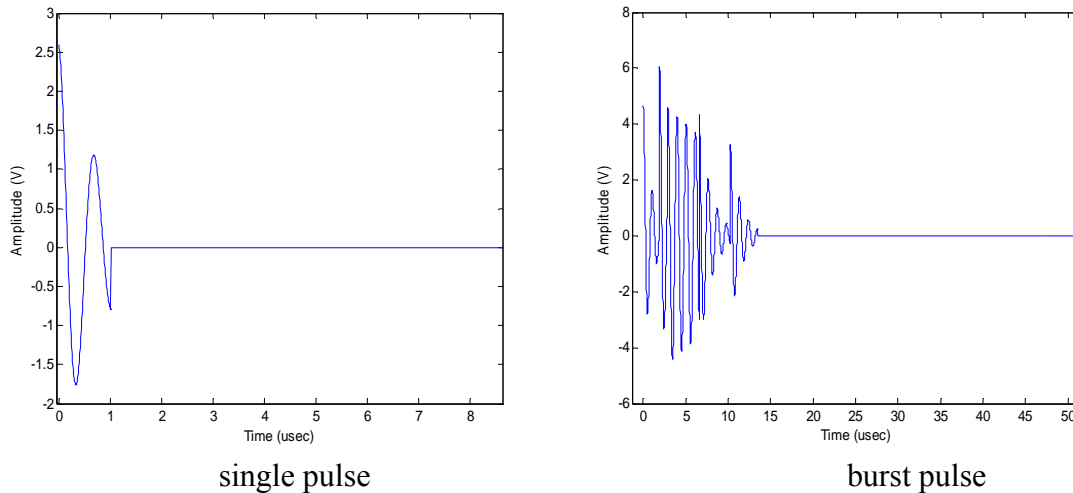
Η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου δίνεται από τη σχέση

$N(f) = a + b \cdot f^c$ [11, 12]. Ο θόρυβος υποβάθρου προσομοιώνεται ως άθροισμα συνημίτονων που παρουσιάζουν φασματική πυκνότητα όμοια με αυτή της προηγούμενης σχέσης.



Σχήμα 5.2.2. Φάσμα θορύβου υποβάθρου.

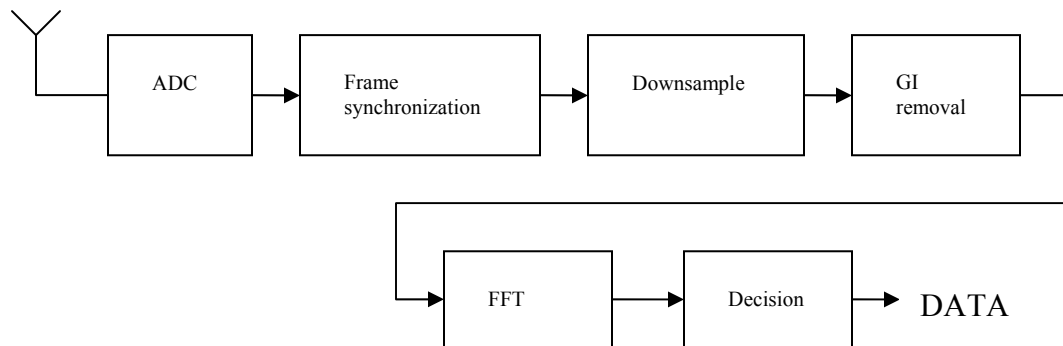
Η περιγραφή του κρουστικού θορύβου δεν γίνεται στο πεδίο της συχνότητας αλλά στο πεδίο του χρόνου στηριζόμενοι σε πιθανοτικά μοντέλα [18].



Σχήμα 5.2.3. Κρουστικοί παλμοί στο πεδίο του χρόνου.

5.3 Δέκτης

Το σχήμα 5.3.1 παρουσιάζει το σχηματικό διάγραμμα του δέκτη.

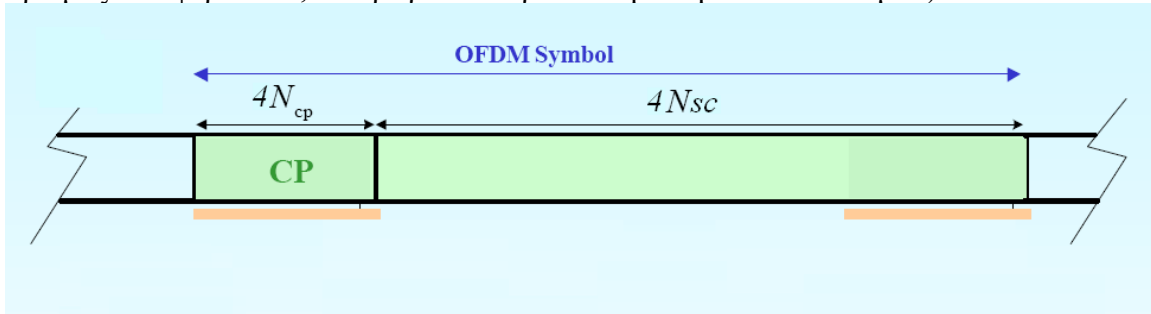


Σχήμα 5.3.1. Σχηματικό διάγραμμα του δέκτη.

Το λαμβανόμενο σήμα δειγματοληπτείται στον ADC με συχνότητα ίση με εκείνη του DAC του πομπού.

Τα δείγματα εισάγονται στο τμήμα συγχρονισμού πλαισίου (frame synchronization). Στόχος ο εντοπισμός του πρώτου pilot symbol ενός νέου πλαισίου. Η αρχή συγχρονισμού είναι πολύ απλή και στηρίζεται στην επανάληψη του πέρατος ενός OFDM συμβόλου στην αρχή ως κυκλικό πρόθεμα. Όταν τα ληφθέντα δείγματα αντιστοιχούν σε δείγματα

του OFDM συμβόλου, τότε η απόσταση μεταξύ ιδίων δειγμάτων είναι $4 \cdot N_{sc}$ (N_{sc} ο αριθμός των φερόντων, ο παράγων 4 λόγω του $upsample*4$ στον πομπό).



Σχήμα 5.3.2. Μορφή OFDM συμβόλου με κυκλικό πρόθεμα.

Θεωρούμε τη συνάρτηση αυτοσυσχέτισης $G(j) = \sum_{m=0}^{4N_{cp}-1} r(j-m) \cdot r(j-m-4 \cdot N_{sc})$.

Η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης αναμένεται να παρουσιάζει μέγιστη τιμή όταν στο άθροισμα $m = 0 - 4 \cdot N_{cp} - 1$ έχουν εισέλθει όλοι οι όροι του κυκλικού προθέματος. Τότε θεωρούμε ότι επήλθε συγχρονισμός, δηλαδή αφίχθηκε ένα νέο πλαίσιο. Αρχίζει πλέον η επεξεργασία των δεδομένων από το αμέσως επόμενο δείγμα, που είναι το πρώτο δείγμα του δεύτερου πιλοτικού συμβόλου του πλαισίου (pilot symbol για channel estimation). Στην πράξη θεωρούμε ότι επέρχεται συγχρονισμός όταν η τιμή της συνάρτησης συσχέτισης υπερβεί μια τιμή κατωφλίου. Η τιμή αυτή προσδιορίζεται εμπειρικά για τους εξής λόγους:

- Η frequency selective φύση του καναλιού αλλοιώνει τμήμα του κυκλικού προθέματος.
- Ο θόρυβος αλλοιώνει τα δείγματα.

Τα υπόλοιπα τμήματα του δέκτη έχουν νόημα μόνο όταν έχει πια επέλθει ο συγχρονισμός.

Το τμήμα downsample ομαδοποιεί ανά 4 δείγματα σε 1. Τα 4 αυτά δείγματα αποστέλλονται από τον πομπό πανομοιότυπα μεταξύ τους. Λόγω όμως των συνθηκών του καναλιού τα δείγματα αλλοιώνονται. Έτσι προσφέρεται μια καλύτερη αντιμετώπιση του θορύβου εξάγοντας ένα μέσο όρο των 4 δειγμάτων.

Το τμήμα GI removal αφαιρεί τον πλεονασμό του κυκλικού προθέματος από το κάθε OFDM σύμβολο.

Το τμήμα FFT εκτελεί τον ευθύ διακριτό Μ/Σ Fourier. Κατ' αυτό τον τρόπο από το μεταδιδόμενο σήμα $s(q)$ επιστρέφουμε στο σήμα πληροφορίας $c(k)$.

Το τμήμα Decision λαμβάνει την απόφαση για το αν το bit πληροφορίας $c(k)$ είναι +1 ή -1. Καταρχήν το τμήμα Decision συγκρίνει τα πιλοτικά δεδομένα που φθάνουν με τα αναμενόμενα και εκτιμά έτσι το κανάλι. Από συνυπολογισμό εκτίμησης καναλιού και

τιμής bit πληροφορίας με βάση κάποιο κατώφλι (>0 για $+1$, <0 για -1) λαμβάνεται η κατάλληλη απόφαση. Επίσης το τμήμα decision αφαιρεί τα πλεονάζοντα δεδομένα που εισήχθησαν για να προκύψει πραγματικό (και όχι μιγαδικό) εκπεμπόμενο σήμα, καθώς και μηδενικά bit για μηδενισμό ορισμένων φερόντων.

5.4 Επιδόσεις –Σχόλια

Για τις προσομοιώσεις μας ακολουθούμε μοντέλο καναλιού με $N=6$ paths και μέγιστη καθυστέρηση $\tau_{\max} = 3.5\mu\text{sec}$. Για να μην έχουμε αλλοίωση του σήματος θα πρέπει το διάστημα φρουρός $\Delta G > \tau_{\max} \Rightarrow \Delta G > 3.5\mu\text{sec}$. Επιλέγω

$$\alpha_G = 0.2 \Rightarrow \Delta G = \alpha_G \cdot T_s > 3.5\mu\text{sec} \Rightarrow T_s > \frac{3.5}{0.2} = 17.5\mu\text{sec} \Rightarrow t_s > \frac{T_s}{(1+\alpha)} = 14\mu\text{sec}$$

Επιλέγοντας $t_{\text{spl}} = 0.01\mu\text{sec} = 10\text{ns}$ $\Rightarrow N_{\text{sc}} > 1400$ εφόσον $N_{\text{sc}} \cdot t_{\text{spl}} = t_s$. Άρα η βέλτιστη τιμή αριθμού φερόντων είναι $N_{\text{sc}} = 2048$. Αν επιλεγεί μεγαλύτερη τιμή για τον αριθμό φερόντων N_{sc} με δεδομένη τη στοιχειώδη περίοδο t_{spl} οδηγούμαστε σε μεγαλύτερη διάρκεια OFDM συμβόλου και άρα περισσότερη ευπάθεια στον τυχαίο θόρυβο.

Παραθέτουμε τα αποτελέσματα για 100 OFDM πλαίσια, όπου κάθε πλαίσιο φέρει $M=2$ σύμβολα ωφέλιμου φορτίου, του ρυθμού λαθών BER συναρτήσει της ισχύος του εκπεμπόμενου σήματος.

	0 dBm	-10 dBm	-20 dBm	-30 dBm	-40 dBm
BER	0.77%	1.61%	1.81%	?	?

Πίνακας 3. Ρυθμός λαθών του συστήματος ως συνάρτηση του σηματοθορυβικού λόγου.

Ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων υπολογίζεται στα 2.5 Mbps.

Τα όποια λάθη αποδίδονται κυρίως στην έλλειψη συγχρονισμού λόγω του κρουστικού θορύβου και λιγότερο σε λάθη που αποδίδονται σε μεμονωμένα λανθασμένα bits. Αν ένας κρουστικός παλμός δεν συμπέσει με την αρχή ενός OFDM πλαισίου πρέπει να είναι αρκετά ισχυρός για να οδηγήσει σε αλλοιώσεις bit καθώς η τεχνολογία OFDM σε συνδυασμό με την εκτίμηση καναλιού αντισταθμίζουν τα όποια σφάλματα. Καθώς μειώνεται η ισχύς εκπομπής, τα λάθη αποδίδονται κατά κύριο λόγο στον θόρυβο υποβάθρου και κατά δεύτερο λόγο στον κρουστικό θόρυβο. Η ισχύς του εκπεμπόμενου σήματος θεωρητικά μπορεί να μειωθεί και πέρα των -20 με -25 dBm. Όμως το σύστημα κάτω των -30 dBm αστοχεί κυρίως λόγω αδυναμίας συγχρονισμού. Ένας καλύτερος αλγόριθμος συγχρονισμού πιθανό να βελτιώνει αισθητά τις επιδόσεις.

Αυξάνοντας τον αριθμό των ωφέλιμων συμβόλων (σύμβολα πληροφορίας) M ανά OFDM πλαίσιο αυξάνουμε το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, όμως μειώνεται η προσαρμοστικότητα του συστήματος στις συνθήκες του καναλιού κι έτσι αυξάνεται ο

ρυθμός λαθών BER. Για $N_{sc} = 2048$ φέροντα και ισχύ -20 dBm προκύπτουν τα εξής αποτελέσματα:

M	BER	Transmission Rate
2	1.81%	2.52 Mbps
5	1.99%	4.21 Mbps
10	2.13%	5.41 Mbps

Πίνακας 4. Ρυθμός λαθών και μετάδοσης ως συνάρτηση του αριθμού συμβόλων του OFDM πλαισίου.

6ο Κεφάλαιο: Υλοποίηση Συστήματος Εκπομπής – Λήψης Δεδομένων σε Ομοαξονικό Κανάλι

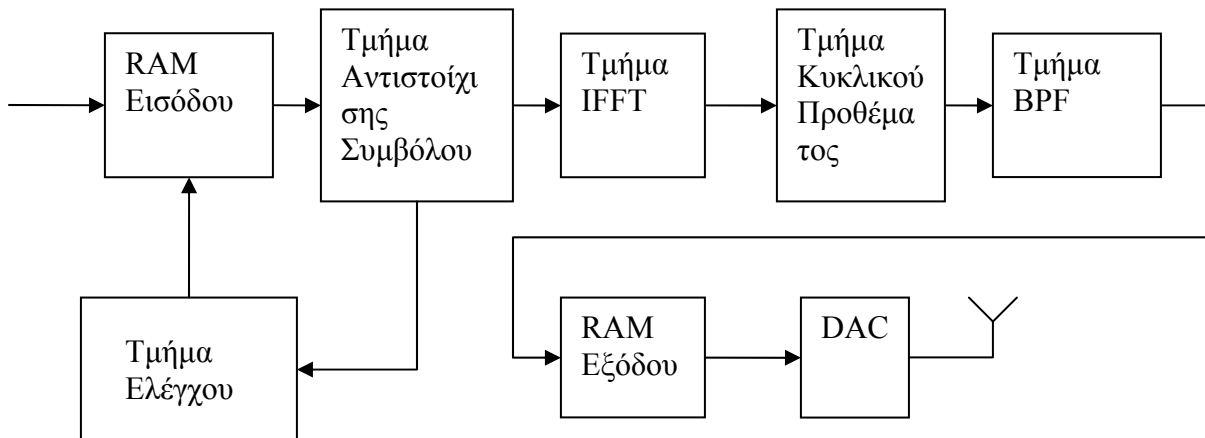
Στο τρέχων κεφάλαιο θα παρουσιάσουμε μια πρώτη υλοποίηση ενός συστήματος εκπομπής – λήψης δεδομένων βασισμένο στην ορθογωνική διαμόρφωση διαίρεσης συχνότητας (OFDM). Η υλοποίηση του συστήματος πραγματοποιείται με την βοήθεια των αναπτυξιακών που περιγράφηκαν στην 4^η ενότητα. Το σύστημα σε πρώτη φάση δοκιμάζεται σε ένα κανάλι που αποτελείται από ομοαξονικό καλώδιο. Ο δίαυλος αυτός διαφέρει ριζικά ως προς τα χαρακτηριστικά με το κανάλι των γραμμών ισχύος, αφού λείπουν οι διακλαδώσεις και ο υψηλής στάθμης κρουστικός θόρυβος. Το ομοαξονικό κανάλι έχει άπειρο εύρος ζώνης, σε αντίθεση με τον δίαυλο των γραμμών ισχύος που είναι ζωνοπεριορισμένος. Ο θόρυβος που εμφανίζεται στο ομοαξονικό καλώδιο είναι εξαιρετικά χαμηλής στάθμης και έχει χαρακτηριστικά λευκού γκαουσιανού θορύβου. Παρόλα αυτά, το ομοαξονικό κανάλι επιλέγεται στην παρούσα φάση ως πεδίο πειραματισμού γιατί αποτελεί ένα πρώτο «πραγματικό» περιβάλλον, αν και αρκετά εξιδανικευμένο, προκειμένου να ελεγχθεί η ορθή λειτουργία του συστήματος και να εντοπιστούν οι όποιες αδυναμίες του.

6.1 Σχεδίαση του συστήματος στα FPGA

Πομπός και δέκτης του συστήματος θα κατασκευαστούν σε δύο πανομοιότυπα μεν αλλά διαφορετικά αναπτυξιακά.

6.1.1 Σχεδίαση του πομπού

Το δομικό διάγραμμα του πομπού εικονίζεται στο σχ. 6.1.1.



Σχήμα 6.1.1 . Δομικό διάγραμμα πομπού.

Στόχος του πομπού είναι να παράγει το OFDM σήμα που περιγράφεται από την (1):

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{ki} \cdot e^{j2\pi f_k(t-i \cdot T_s)} \cdot f(t-i \cdot T_s) \quad (1)$$

όπου c_{ki} το i -οστό OFDM σύμβολο στο k -οστό φέρον, N_{sc} ο συνολικός αριθμός φερόντων, T_s η διάρκεια του OFDM συμβόλου, και $f(t)$ ο μορφοποιητικός παλμός του συμβόλου. Επιλέγοντας ορθογωνικούς μορφοποιητικούς παλμούς, η κυματομορφή $f(t)$ δίνεται από τη σχέση:

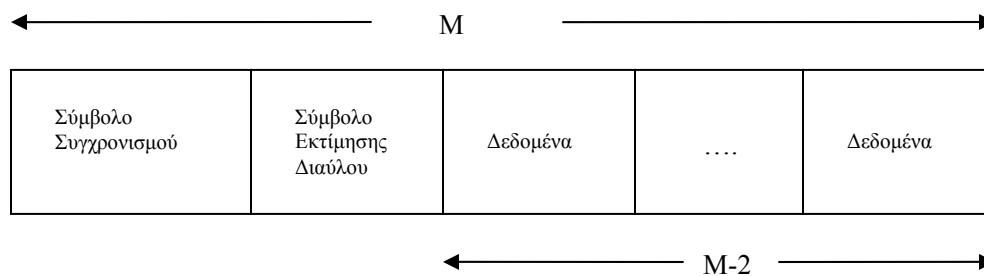
$$f(t) = \begin{cases} 1 & , 0 < t \leq T_s \\ 0 & , t < 0 \quad \text{ή} \quad t > T_s \end{cases}$$

Η μεταβλητή f_k , που δηλώνει τη φέρουσα συχνότητα του k -οστού φέροντος, και η Δf , η συχνοτική απόσταση μεταξύ διαδοχικών φερόντων, περιγράφονται από τις σχέσεις:

$$f_k = \frac{k-1}{T_s} \quad , \quad \Delta f = \frac{1}{T_s}$$

Η είσοδος στο κύκλωμα του συρμού ψηφίων πληροφορίας ελέγχεται από το τμήμα ελέγχου (σχ. 6.1.1). Μια γεννήτρια αναλογικού σήματος παράγει μια τετραγωνική παλμοσειρά μεταβαλλόμενης συχνότητας με την οποία τροφοδοτείται το πρώτο κανάλι εισόδου του αναπτυξιακού. Ο αναλογικό – ψηφιακός μετατροπέας (ADC) του καναλιού ψηφιοποιεί το αναλογικό σήμα παράγοντας μια ψηφιακή ακολουθία στην οποία τα θετικά δείγματα αντιστοιχούν σε bit 1 ενώ τα αρνητικά δείγματα σε bit 0. Το τμήμα ελέγχου ρυθμίζει τον ρυθμό εισόδου δεδομένων εκτελώντας μια απλή διαδικασία υποδειγματοληψίας επιλέγοντας ορισμένα δείγματα ανά τακτά χρονικά διαστήματα ανάμεσα σε εκείνα που παράγει ο ADC. Η στοιχειώδης μονάδα χρόνου στο κύκλωμά μας είναι η περίοδος του κεντρικού ρολογιού του συστήματος στα 9.5ns, όπως αναφέραμε στο 4^ο κεφάλαιο. Το ρολόι του συστήματος παράγει μια περιοδική παλμοσειρά η οποία μέσω του τμήματος ελέγχου του κυκλώματός μας διανέμεται σε όλα τα τμήματα του πομπού. Ο ρυθμός δειγματοληψίας του ADC είναι ταυτόσημος με τη συχνότητα του κεντρικού ρολογιού, επομένως κάθε δείγμα που παράγει ο ADC θα έχει διάρκεια όση η περίοδος του κεντρικού ρολογιού. Τα δείγματα του ADC που επιλέγει το τμήμα ελέγχου γράφονται στη RAM εισόδου (σχ. 6.1.1). Το τμήμα ελέγχου επιλέγει τα δείγματα του ADC με τέτοιο τρόπο ώστε ο ρυθμός εισόδου δεδομένων να ταιριάζει με το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων στην έξοδο του πομπού. Όταν το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου (σχ. 6.1.1) είναι έτοιμο να επεξεργαστεί το επόμενο OFDM σύμβολο που μεταφέρει ψηφία πληροφορίας, το τμήμα ελέγχου λαμβάνει κατάλληλο σήμα από το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου ώστε να ενεργοποιήσει την ανάγνωση δεδομένων από τη μνήμη RAM εισόδου. Τα δεδομένα που θα δημιουργήσουν το OFDM σύμβολο ομαδοποιούνται και μεταφέρονται στο τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου. Δεδομένα μπορούν να γραφούν στη μνήμη και να αναγνωσθούν από τη μνήμη ταυτόχρονα εφόσον πρόκειται για μνήμη δύο θυρών (dual port RAM). Επίσης το τμήμα ελέγχου επιβλέπει τη λειτουργία του κυκλώματος του πομπού αναστέλλοντας την εκπομπή του OFDM σήματος ή επανεκκινώντας τη διαδικασία παραγωγής του εκπεμπόμενου σήματος όποτε είναι επιθυμητό.

Όπως έχουμε προαναφέρει, με c_{ki} υποδηλώνεται η τιμή του i -οστού OFDM συμβόλου στο k -οστό φέρον. Η ακολουθία c_{ki} μπορεί να δημιουργήσει το εκπεμπόμενο OFDM σήμα $s(t)$ αν εφαρμοστεί ο αντίστροφος διακριτός μετασχηματισμός Fourier (IFFT) στην αλληλουχία c_{ki} . Ο IFFT θα δημιουργήσει μια δειγματοληπτημένη εκδοχή $s(q)$ του σήματος $s(t)$. Το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου του πομπού αντιστοιχίζει τα δεδομένα εισόδου στην ακολουθία c_{ki} ακολουθώντας μια μέθοδο αντιστοίχισης της επιλογής μας. Με άλλα λόγια, το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου επιτελεί τη διαμόρφωση του κάθε φέροντος. Οι πλέον δημοφιλείς μέθοδοι διαμόρφωσης είναι η δυαδική μεταλλαγή μετατόπισης φάσης (Binary Phase Shift Keying – BPSK), η διαφορική μεταλλαγή μετατόπισης φάσης (Differential Phase Shift Keying – DPSK) και η ορθογωνική μεταλλαγή μετατόπισης φάσης (Quadrature Phase Shift Keying – QPSK). Στην παρούσα σχεδίαση επιλέγεται η BPSK ως η απλούστερη. Η μετάδοση του OFDM σήματος δεν είναι μια συνεχής διεργασία, καθόσον ορισμένος αριθμός OFDM συμβόλων ομαδοποιείται και αποστέλλεται σε ένα ενιαίο OFDM πλαίσιο. Το σχήμα 6.1.2 απεικονίζει την δομή ενός τυπικού OFDM πλαισίου.



Σχήμα 6.1.2. Δομή OFDM πλαισίου.

Σε κάθε πλαίσιο M OFDM συμβόλων, το πρώτο σύμβολο προορίζεται για τον συγχρονισμό του πλαισίου στον δέκτη και το δεύτερο σύμβολο χρησιμοποιείται από τον δέκτη για σκοπούς εκτίμησης της κατάστασης του διαύλου. Το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου του πομπού καθορίζει το σύμβολο που πρέπει να αποσταλεί κάθε φορά, είτε πιλοτικό σύμβολο για συγχρονισμό πλαισίου ή εκτίμηση διαύλου, είτε σύμβολο που φέρει ωφέλιμο φορτίο. Επίσης το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου ρυθμίζει τον αριθμό M των συμβόλων σε κάθε πλαίσιο και τον αριθμό N_{sc} των φερόντων. Καθόσον ο αριθμός M των συμβόλων σε ένα πλαίσιο μειώνεται, το σύστημα προσαρμόζεται καλύτερα στις συνθήκες του καναλιού, ο ρυθμός μετάδοσης ωφέλιμων δεδομένων ωστόσο μειώνεται. Όσον αφορά τον αριθμό των φερόντων, καθώς ο αριθμός τους αυξάνεται, οδηγεί σε μεγαλύτερη διάρκεια συμβόλου γεγονός που σημαίνει χαμηλότερη ανοχή σε τυχαίο FM θόρυβο. Από την άλλη, μικρός αριθμός φερόντων σημαίνει λιγότερη ανοχή στην επιλεκτική ως προς τη συχνότητα φύση του διαύλου. Η βέλτιστη επιλογή αριθμού OFDM συμβόλων σε ένα πλαίσιο και αριθμού φερόντων εξαρτάται από τις συγκεκριμένες συνθήκες του εκάστοτε διαύλου.

Η εξίσωση (1) δηλώνει ότι η ακολουθία c_{ki} αναπαριστά τη μεταδιδόμενη φασματική πυκνότητα στη συχνοτική περιοχή $f_k \pm \frac{\Delta f}{2}$. Με την κατάλληλη αντιστοίχιση των ψηφίων πληροφορίας στην ακολουθία c_{ki} , το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου ελέγχει, συν τις άλλους, και το φάσμα του μεταδιδόμενου OFDM σήματος. Για παράδειγμα, μηδενίζοντας το c_k στοιχείο της ακολουθίας σημαίνει μηδενική μετάδοση ισχύος στη ζώνη $f_k \pm \frac{\Delta f}{2}$.

Το φάσμα του εκπεμπόμενου σήματος καταλαμβάνει την περιοχή συχνοτήτων μεταξύ 1 – 30MHz. Το OFDM σήμα που παράγεται ύστερα από την εφαρμογή του IFFT είναι μιγαδικό στην γενική περίπτωση. Ωστόσο το γεγονός ότι το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος (30-1=29MHz) είναι πολύ μεγαλύτερο από τη φέρουσα συχνότητα (1 MHz) εισάγει την απαίτηση το μεταδιδόμενο σήμα να εμφανίζει μόνο πραγματική συνιστώσα. Αυτό επιτυγχάνεται όταν το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου αντιστοιχίζει τα δεδομένα εισόδου στην ακολουθία c_{ki} σύμφωνα με τη σχέση:

$$c_k^i = c_{N_{sc}-k}^i \quad \text{για} \quad k = \frac{N_{sc}}{2} + 1 \quad \text{ως} \quad N_{sc} - 1. \quad (2)$$

Εντέλει, όταν το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου έχει προετοιμάσει την κατάλληλη ακολουθία c_{ki} , την φορτώνει στο τμήμα υπολογισμού του IFFT. Το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου παράγει επίσης όλα τα απαραίτητα σήματα που ρυθμίζουν τη λειτουργία του IFFT τμήματος.

Το IFFT τμήμα απλά υπολογίζει τον αντίστροφο διακριτό μετασχηματισμό Fourier ακολουθίας $c(k)$ για το i -οστό OFDM σύμβολο σύμφωνα με τη σχέση:

$$s(q) = \frac{1}{N_{sc}} \cdot \sum_{k=0}^{N_{sc}-1} c(k) \cdot e^{j2\pi \frac{q}{N_{sc}} k} \quad (3)$$

όπου $q = 0, 1, \dots, N_{sc} - 1$, $k = 0, 1, \dots, N_{sc} - 1$, ή

$$s(q) = \frac{1}{N_{sc}} \cdot \sum_{k=1}^{N_{sc}} c(k-1) \cdot e^{j2\pi \frac{q}{N_{sc}} (k-1)} \quad (4)$$

όπου $q = 0, 1, \dots, N_{sc} - 1$, $k = 1, \dots, N_{sc}$.

Αν $f_k = \frac{k-1}{T_s}$, $t = \frac{T_s}{N_{sc}} q$ και $f(t) = 1$ για $0 < t \leq T_s$, η σχέση (4) οδηγεί σε μια

δειγματοληπτημένη εκδοχή της (1) με περίοδο δειγματοληψίας $t_{spl} = \frac{T_s}{N_{sc}}$:

$$s = [s(iT_s), \dots, s(iT_s + q \cdot t_{spl}), \dots, \dots, s(iT_s + (N_{sc} - 1) \cdot t_{spl})] \quad (5)$$

Το IFFT τμήμα παράγει N_{sc} δείγματα του μεταδιδόμενου σήματος για κάθε OFDM σύμβολο:

$$s = [s(0), \dots, s(q), \dots, s(N_{sc} - 1)] \quad (6)$$

Τα παραγόμενα δείγματα εμφανίζουν μόνο πραγματική συνιστώσα εξαιτίας της συμμετρίας της ακολουθίας $c(k)$ που υιοθετεί το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου. Προκειμένου να αντισταθμιστεί η εξάπλωση καθυστέρησης που προκαλείται από την πολύοδη φύση του τηλεπικοινωνιακού διαύλου, προστίθεται κυκλικό πρόθεμα σε κάθε OFDM σύμβολο. Σύμφωνα με αυτή την τεχνική, υιοθετείται ένα διάστημα φρουρός ΔG όπου τμήμα του τέλους της εκπεμπόμενης κυματομορφής επαναλαμβάνεται στην αρχή κάθε συμβόλου. Προκειμένου να αντισταθμιστεί το φαινόμενο της πολύοδου διέλευσης, το μήκος του διαστήματος φρουρού θα πρέπει να είναι μεγαλύτερο της μέγιστης εξάπλωσης καθυστέρησης του μέσου. Όσο μεγαλύτερο το διάστημα φρουρός, τόσο μεγαλύτερη η ανοχή στην εξάπλωση καθυστέρησης, εντούτοις μειώνεται ο ρυθμός μετάδοσης ωφέλιμων δεδομένων. Εφόσον η περίοδος συμβόλου T_s παραμένει σταθερή, η εισαγωγή κυκλικού προθέματος υπονοεί ότι η απόσταση μεταξύ διαδοχικών φερόντων μεγαλώνει κατά t_s , δηλαδή γίνεται $1/t_s$. Έτσι η εξίσωση (1) μετατρέπεται στην:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{ki} \cdot e^{j2\pi f_k(t-iT_s)} \cdot f(t-iT_s) \quad (7)$$

$$f(t) = \begin{cases} 1 & , \quad -\Delta G < t \leq t_s \\ 0 & , \quad t \leq -\Delta G \text{ or } t > t_s \end{cases}$$

$$f_k = \frac{k-1}{t_s} \quad , \quad \Delta f = \frac{1}{t_s} \quad , \quad T_s = \Delta G + t_s .$$

Το τμήμα κυκλικού προθέματος δέχεται τα N_{sc} δείγματα που παράγονται για κάθε OFDM σύμβολο από το τμήμα IFFT σύμφωνα με την (5) και εισάγει ένα κυκλικό πρόθεμα επαναλαμβάνοντας μέρος των τελευταίων δειγμάτων στην αρχή του συμβόλου. Εφόσον τα N_{sc} αρχικά δείγματα του σήματος αντιστοιχούν σε μια περίοδο t_s , η νέα περίοδος δειγματοληψίας για το δειγματοληπτημένο OFDM σήμα θα είναι $t_{scp} = \frac{t_s}{N_{sc}}$.

Έτσι τα τελευταία $\frac{\Delta G}{t_{scp}} = \frac{\Delta G}{t_s} \cdot N_{sc} = \alpha \cdot N_{sc}$ δείγματα του συμβόλου

επαναλαμβάνονται στην αρχή. Ορίζουμε ως $\alpha = \frac{\Delta G}{t_s}$ το λόγο του διαστήματος φρουρού

προς την περίοδο του ωφέλιμου σήματος. Σαν αποτέλεσμα, η ακολουθία των μεταδιδόμενων δειγμάτων του σήματος που δίνεται στην (6) για το i -οστό OFDM σύμβολο, μετατρέπεται στην εξής ακολουθία με την εισαγωγή του κυκλικού προθέματος:

$$s = [s(N_{sc} - \alpha \cdot N_{sc}), \dots, s(N_{sc} - 1), s(0), \dots, \dots, s(q), \dots, s(N_{sc} - 1)] \quad (8)$$

Το τμήμα κυκλικού προθέματος παράγει την ακολουθία (8) από την ακολουθία (6).

Επιπλέον, το τμήμα κυκλικού προθέματος συγκεκριμενοποιεί τη διάρκεια κάθε δείγματος, δηλαδή την περίοδο δειγματοληψίας t_{scp} , σύμφωνα με το εύρος ζώνης που επιθυμούμε να καταλαμβάνει το μεταδιδόμενο σήμα. Σε γενικές γραμμές, ο κύριος λοβός του φασματικού περιεχόμενου του σήματος δίνεται από τη σχέση

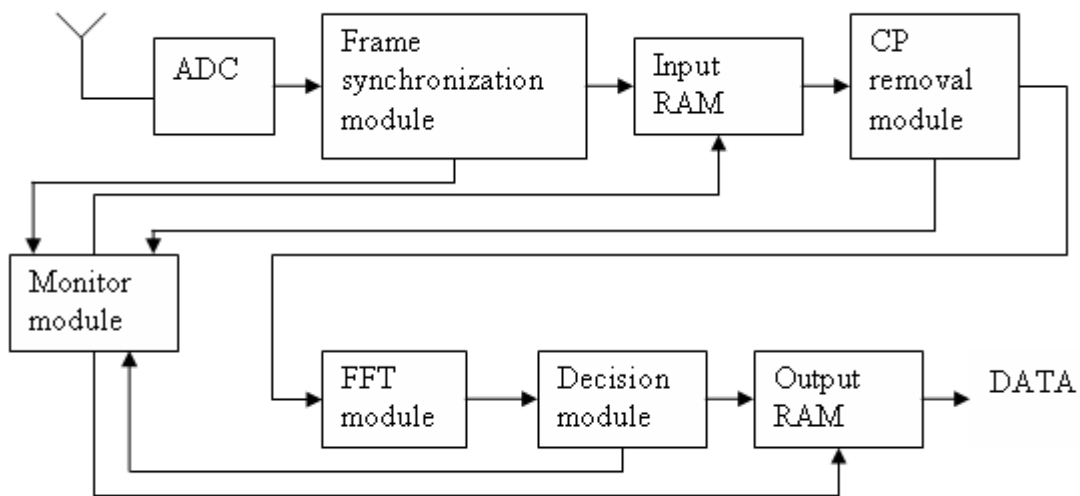
$$B_{OFDM} = \frac{N_{sc}}{t_s} = \frac{1}{t_{scp}}. \text{ Η επιθυμητή περίοδος δειγματοληψίας μπορεί να είναι μόνο}$$

κάποιο ακέραιο πολλαπλάσιο της περιόδου του ρολογιού του συστήματος. Έτσι, ορισμός της περιόδου δειγματοληψίας πρακτικά ισοδυναμεί με επέκταση της διάρκειας κάθε δείγματος για δύο ή περισσότερους κύκλους ρολογιού. Μετά τον ορισμό της περιόδου δειγματοληψίας στην (7), το παραγόμενο σήμα διοχετεύεται στο τμήμα BPF.

Το τμήμα BPF επεξεργάζεται κάθε OFDM σύμβολο έτσι ώστε φασματικό περιεχόμενο εκτός του επιθυμητού εύρους ζώνης B_{OFDM} να καταπιέζεται. Για αυτό το σκοπό χρησιμοποιείται ένα FIR φίλτρο τρίτης τάξης. Κάθε επεξεργασμένο σύμβολο γράφεται στην μνήμη εξόδου. Το τμήμα BPF επιβλέπει την εγγραφή των παραγόμενων OFDM συμβόλων και, όταν όλα τα σύμβολα ενός πλαισίου έχουν παραχθεί, ενεργοποιεί την ανάγνωση από τη μνήμη. Κάθε φορά που εκτελείται ανάγνωση από τη RAM εξόδου, όλα τα δείγματα ενός πλαισίου αποστέλλονται σειριακά στον ψηφιακό – αναλογικό μετατροπέα (DAC) του πρώτου καναλιού. Καθόσον γίνεται ανάγνωση ενός πλαισίου από τη μνήμη εξόδου, σύμβολα του επόμενου πλαισίου μπορούν να εγγράφονται στη μνήμη εφόσον πρόκειται για RAM δύο θυρών. Ο DAC παράγει το επιθυμητό αναλογικό σήμα στην περιοχή 1 – 30 MHz. Το σήμα μπορεί τώρα να μεταδοθεί μέσα από τον τηλεπικοινωνιακό δίαυλο.

6.1.2 Σχεδίαση του δέκτη

Το δομικό διάγραμμα του δέκτη δίνεται στο σχ. 6.1.3.



Σχήμα 6.1.3. Δομικό διάγραμμα του δέκτη.

Το αναλογικό, μεταδιδόμενο OFDM σήμα λαμβάνεται μέσω του πρώτου καναλιού το αναπτυξιακού. Ο ADC μετατρέπει το αναλογικό σήμα σ' ένα 14 – bit ψηφιακό σήμα σε μορφή συμπληρώματος ως προς 2. Το τμήμα ελέγχου καθορίζει το ρυθμό δειγματοληψίας του ADC. Το τμήμα ελέγχου επίσης διανέμει το σήμα του κεντρικού ρολογιού του συστήματος, που είναι μια παλμοσειρά της ίδιας συχνότητας με το ρολόι συστήματος του πομπού. Το σήμα του κεντρικού ρολογιού αποτελεί τη χρονική μονάδα του κυκλώματος του δέκτη. Ο ρυθμός δειγματοληψίας του ADC ισούται με τη συχνότητα του ρολογιού του συστήματος. Το τμήμα ελέγχου οδηγεί κάθε δείγμα προερχόμενο από τον ADC στο τμήμα συγχρονισμού.

Το τμήμα συγχρονισμού (frame synchronization module) αναζητεί ανάμεσα στα δείγματα εισόδου την αρχή ενός νέου πλαισίου. Αυτό το τμήμα καθορίζει την αρχή ενός πλαισίου αναγνωρίζοντας το πρώτο σύμβολο του πλαισίου το οποίο προορίζεται για το συγχρονισμό (βλέπε σχήμα 6.1.2). Όταν ένα νέο πλαίσιο έχει αναγνωριστεί, η αναζήτηση συγχρονισμού αναστέλλεται, το πρώτο σύμβολο αφαιρείται και τα εναπομείναντα M-1 σύμβολα του πλαισίου εγγράφονται στη μνήμη εισόδου. Η αναζήτηση του επόμενου πλαισίου επανενεργοποιείται όταν όλα τα δείγματα του τρέχοντος πλαισίου εγγραφούν στη μνήμη.

Διάφορες τεχνικές μπορούν να εφαρμοστούν προκειμένου να αναγνωριστεί το σύμβολο συγχρονισμού κάθε πλαισίου. Στην παρούσα σχεδίαση υιοθετείται μια υβριδική τεχνική όπου δύο διαφορετικές μέθοδοι, η μία ανεξάρτητη της άλλης, εφαρμόζονται στα δείγματα εισόδου. Θεωρείται ότι επετεύχθη συγχρονισμός όταν και οι δύο μέθοδοι οδηγούν σε αυτό το συμπέρασμα ταυτόχρονα. Ο πυρήνας των δύο μεθόδων περιλαμβάνει ένα ολισθαίνον παράθυρο με μήκος όσο ένα OFDM σύμβολο. Σε κάθε χρονική στιγμή, το παράθυρο ολισθαίνει κατά μια θέση, εξάγοντας το παλιότερο δείγμα και εισάγοντας το νέο δείγμα που φθάνει από τον ADC.

Η πρώτη μέθοδος στηρίζεται στην τεχνική του κυκλικού προθέματος που εφαρμόζεται για κάθε OFDM σύμβολο. Εξαιτίας της εισαγωγής του κυκλικού προθέματος, σε κάθε σύμβολο τα πρώτα $\alpha \cdot N_{sc}$ δείγματα πρέπει να ταυτίζονται με τα τελευταία $\alpha \cdot N_{sc}$ δείγματα. Όσο μεγαλύτερη η ομοιότητα μεταξύ των δειγμάτων, τόσο υψηλότερο θα είναι το αποτέλεσμα της σύγκρισης. Αν το αποτέλεσμα υπερβαίνει ένα κατώφλι που τίθεται από τον σχεδιαστή, θεωρείται ότι επετεύχθη συγχρονισμός. Διαφορετικά, το παράθυρο μετακλύεται κατά ένα δείγμα και η σύγκριση επαναλαμβάνεται για το νέο παράθυρο.

Η δεύτερη μέθοδος υποθέτει ότι ο δέκτης γνωρίζει $\alpha - priori$ την ακολουθία των δειγμάτων που περιλαμβάνεται στο εκπεμπόμενο σύμβολο συγχρονισμού. Τα δείγματα του παραθύρου συγκρίνονται με τα δείγματα του συμβόλου συγχρονισμού που αναμένει ο δέκτης. Αν ο βαθμός ομοιότητας μεταξύ των δειγμάτων υπερβαίνει ένα ορισμένο κατώφλι, τότε θεωρείται ότι βρέθηκε συγχρονισμός.

Η πρώτη μέθοδος μπορεί να αστοχήσει όταν δεν υπάρχει εκπομπή πλαισίων από τον πομπό και ο ADC του δέκτη παράγει παρόμοια δείγματα ομοιόμορφου θορύβου. Επίσης η πρώτη μέθοδος πιθανόν να συγχέει το σύμβολο συγχρονισμού με κάποιο από τα λοιπά σύμβολα ενός πλαισίου, καθόσον όλα τα σύμβολα του πλαισίου φέρουν κυκλικό πρόθεμα. Η δεύτερη μέθοδος μπορεί να αστοχήσει όταν ο βαθμός αλλοίωσης των μεταδιδόμενων δειγμάτων στον διάυλο είναι σημαντικός. Αυτό θα απαιτούσε ένα χαμηλότερο κατώφλι για την διάκριση του συγχρονισμού, που πιθανό να οδηγήσει σε ψευδείς αναγνωρίσεις πλαισίων. Για αυτούς του λόγους, ως καλύτερη λύση προκρίνεται η θεώρηση επίτευξης συγχρονισμού όταν και οι δύο μέθοδοι υπερβαίνουν ταυτόχρονα τα κατώφλια που ετέθησαν.

Όταν βρεθεί συγχρονισμός, τα $M-1$ σύμβολα του πλαισίου που αναγνωρίστηκε εγγράφονται στη μνήμη (input RAM). Το τμήμα ελέγχου επιτηρεί αυτή τη διαδικασία. Ταυτόχρονα, το τμήμα ελέγχου (monitor module) διαβάζει από τη μνήμη το πρώτο εκ των $M-1$ συμβόλων και το μεταφέρει στο τμήμα κυκλικού προθέματος (CP removal module) για περαιτέρω επεξεργασία. Το τμήμα ελέγχου παρακολουθεί τη λειτουργία του τμήματος κυκλικού προθέματος και μεταφέρει σε αυτό το επόμενο σύμβολο όταν ολοκληρωθεί η επεξεργασία του τρέχοντος συμβόλου. Το τμήμα ελέγχου συνεχίζει την αποστολή συμβόλων στο τμήμα κυκλικού προθέματος μέχρις ότου περατωθεί η επεξεργασία όλων των συμβόλων του πλαισίου. Η αποστολή συμβόλων από το τμήμα ελέγχου προς το τμήμα κυκλικού προθέματος επαναλαμβάνεται με την άφιξη του επόμενου πλαισίου.

Όπως έχουμε αναφέρει στην προηγούμενη υποενότητα, ο πομπός θέτει τη διάρκεια κάθε μεταδιδόμενου δείγματος σαν ένα ακέραιο πολλαπλάσιο της περιόδου του κεντρικού ρολογιού, σύμφωνα με το επιθυμητό εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος. Εφόσον η δειγματοληψία στον ADC του δέκτη έχει την ίδια περίοδο με το κεντρικό ρολόι του συστήματος, δύο ή περισσότερα δείγματα θα πρέπει να μοιράζονται την ίδια τιμή. Ο δέκτης χρειάζεται να επεξεργαστεί μόνο μια από αυτές τις τιμές. Έτσι το τμήμα κυκλικού προθέματος επιλέγει ένα δείγμα από κάθε τέτοια «ομάδα» ομοίων δειγμάτων. Εξαιτίας των δυσμενών συνθηκών του διαύλου, ένα ή περισσότερα δείγματα από κάθε τέτοια

ομάδα μπορεί να φθάσουν στον δέκτη αλλοιωμένα. Για αυτό το λόγο, το τμήμα κυκλικού προθέματος κρατά τη μέση τιμή από κάθε ομάδα ομοίων δειγμάτων. Ακολουθώντας αυτή τη διαδικασία υποδειγματοληψίας, το τμήμα κυκλικού προθέματος ανακτά για κάθε σύμβολο μια ακολουθία $(1 + \alpha) \cdot N_{sc}$ δειγμάτων, που αποτελούν μια αλλοιωμένη – εξαιτίας της διάδοσης στο κανάλι – εκδοχή της (8):

$$\hat{s} = [\hat{s}(N_{sc} - \alpha \cdot N_{sc}), \dots, \hat{s}(N_{sc} - 1), \hat{s}(0), \dots, \dots, \hat{s}(q), \dots, \hat{s}(N_{sc} - 1)] \quad (9)$$

Στη συνέχεια το τμήμα κυκλικού προθέματος αφαιρεί το κυκλικό πρόθεμα από την (9) διατηρώντας τα τελευταία N_{sc} δείγματα:

$$\hat{s} = [\hat{s}(0), \dots, \hat{s}(q), \dots, \hat{s}(N_{sc} - 1)] \quad (10)$$

Το τμήμα κυκλικού προθέματος οδηγεί την ακολουθία (10) στο τμήμα υπολογισμού του διακριτού μετασχηματισμού Fourier (FFT) και παράγει τα αναγκαία σήματα για τον έλεγχο της λειτουργίας του τμήματος FFT.

Το τμήμα FFT υπολογίζει τον ευθύ διακριτό μετασχηματισμό Fourier N_{sc} - σημείων της ακολουθίας $\hat{s}(q)$ ως εξής:

$$e(r) = \sum_{q=0}^{N_{sc}-1} \hat{s}(q) \cdot e^{-j2\pi \frac{q}{N_{sc}} r} \quad (11)$$

όπου $q = 0, 1, \dots, N_{sc} - 1$, $k = 0, 1, \dots, N_{sc} - 1$.

Αντικαθιστώντας τη (3) στην (11), η (11) γράφεται:

$$e(r) = \sum_{q=0}^{N_{sc}-1} \left[\frac{1}{N_{sc}} \cdot \sum_{k=0}^{N_{sc}-1} \hat{c}(k) \cdot e^{j2\pi \frac{q}{N_{sc}} k} \right] \cdot e^{-j2\pi \frac{q}{N_{sc}} r} \quad (12)$$

Ανταλλάσσοντας τη σειρά άθροισης, η (12) γίνεται:

$$e(r) = \sum_{k=0}^{N_{sc}-1} \hat{c}(k) \cdot \left[\frac{1}{N_{sc}} \cdot \sum_{q=0}^{N_{sc}-1} e^{j2\pi \frac{q}{N_{sc}} (k-r)} \right] \quad (13)$$

Η ακόλουθη ταυτότητα εκφράζει την ορθογωνιότητα των μιγαδικών εκθετικών συναρτήσεων:

$$\frac{1}{N_{sc}} \cdot \sum_{q=0}^{N_{sc}-1} e^{j2\pi \frac{q}{N_{sc}} (k-r)} = \begin{cases} 1, & k = r \\ 0, & k \neq r \end{cases} \quad (14)$$

Αντικαθιστώντας την (14) στην (13), η (14) γράφεται:

$$e(k) = \hat{c}(k) \quad (15)$$

Έτσι το τμήμα FFT παράγει μια προσέγγιση του αρχικού συρμού πληροφορίας, όπως είχε οργανωθεί από το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου του πομπού. Στη συνέχεια το τμήμα FFT μεταβιβάζει την παραγόμενη ακολουθία στο τμήμα απόφασης.

Το τμήμα απόφασης (decision module) εξάγει μια προσέγγιση του συρμού δεδομένων που εισήχθει στον πομπό μέσα από την ακολουθία $\hat{c}(k)$ για κάθε OFDM σύμβολο. Τα δεδομένα εισόδου ανακτώνται μέσα από μια διαδικασία αντίστροφη της αντιστοίχισης συμβόλου που ακολουθήθηκε από το αρμόδιο τμήμα του πομπού. Μόνο ορισμένα από τα δείγματα της ακολουθίας $\hat{c}(k)$ αντιστοιχούν σε δεδομένα εισόδου. Τα λοιπά δείγματα αντιστοιχούν είτε σε μηδενικές τιμές για λόγους ελέγχου της κατανομής του φάσματος είτε είναι πλεονάζουσες τιμές των δεδομένων εισόδου προκειμένου το παραγόμενο OFDM σήμα να είναι πραγματικό. Εξαιτίας της πολύοδης διάδοσης, μια αλλαγή φάσης μπορεί να συμβεί σε ορισμένα φέροντα οδηγώντας σε λάθη κατά την ανάκτηση των δεδομένων εισόδου. Για αυτό το λόγο, το δεύτερο σύμβολο κάθε πλαισίου (το πρώτο από τα $M-1$ σύμβολα που γράφονται στην μνήμη εισόδου) αφιερώνεται για την εκτίμηση του διαύλου. Μια συγκεκριμένη ακολουθία $c_p(k)$, εκ των προτέρων γνωστή στον δέκτη, διαμορφώνεται και αποστέλλεται μέσω του διαύλου επικοινωνίας. Το τμήμα απόφασης ανακτά μια πιθανώς αλλοιωμένη εκδοχή $\hat{c}_p(k)$, και συγκρίνοντας τις ακολουθίες $c_p(k)$ και $\hat{c}_p(k)$, αποφασίζει σε ποια δείγματα, δηλαδή φέροντα, έχει συμβεί αλλαγή φάσης. Καθώς ανακτώνται τα δεδομένα εισόδου από τα λοιπά σύμβολα του πλαισίου, το τμήμα απόφασης χρησιμοποιεί την πληροφορία κατάστασης του διαύλου για να διορθώσει τη φάση των εξαγόμενων δεδομένων. Στη συνέχεια, αν το ανακτημένο δείγμα φέρει θετική τιμή, το τμήμα απόφασης θεωρεί ότι εστάλη bit 1, διαφορετικά bit 0. Αν ληφθεί απόφαση για bit 1, τότε το τμήμα απόφασης παράγει ένα δείγμα μιας ορισμένης θετικής τιμής. Αν ληφθεί απόφαση για bit 0, τότε παράγεται ένα δείγμα μιας δεδομένης αρνητικής τιμής. Αυτά τα δείγματα αποτελούν την εκδοχή του δέκτη για το συρμό δεδομένων εισόδου του πομπού και εγγράφονται στη μνήμη εξόδου (output RAM).

Το τμήμα ελέγχου ρυθμίζει την εγγραφή των δεδομένων σε διαδοχικές θέσεις της μνήμης εξόδου για κάθε σύμβολο του πλαισίου. Για κάθε πλαίσιο, η εγγραφή στη μνήμη ξεκινά από την πρώτη θέση της μνήμης. Το τμήμα ελέγχου διαβάζει ένα δείγμα από τη μνήμη εξόδου και το οδηγεί στον DAC με τον ίδιο ρυθμό με τον ρυθμό εισόδου δεδομένων στον πομπό. Οι διαδικασίες εγγραφής και ανάγνωσης από τη RAM εξόδου είναι προσεκτικά σχεδιασμένες έτσι ώστε να διατηρείται ένας σταθερός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων και να μην χάνεται κανένα ληφθέν δείγμα.

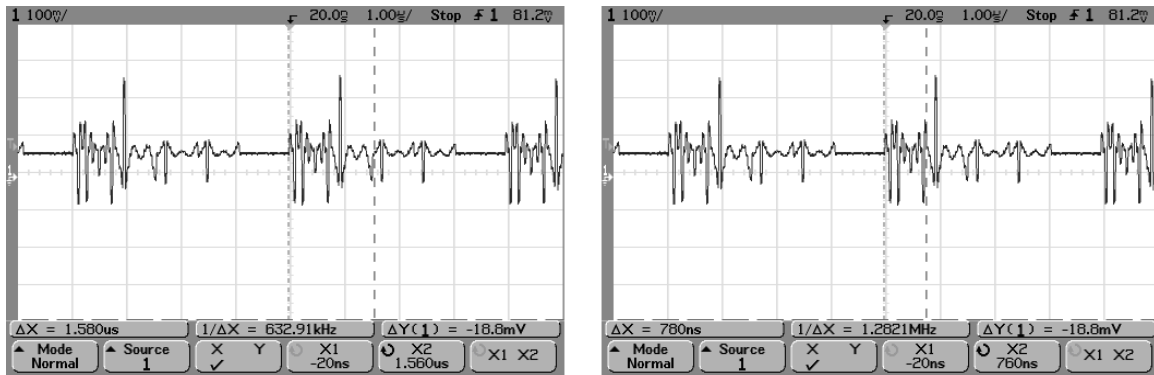
Το τμήμα ελέγχου ρυθμίζει επίσης τη γενική λειτουργία του κυκλώματος του δέκτη αναστέλλοντάς την όποτε είναι επιθυμητό. Όταν η λειτουργία του κυκλώματος επανεκκινεί, ο δέκτης ξεκινά από τη διαδικασία αναζήτησης ανάμεσα στα δείγματα εισόδου για τον προσδιορισμό ενός νέου πλαισίου.

6.2 Υλοποίηση του συστήματος

6.2.1 Πομπός

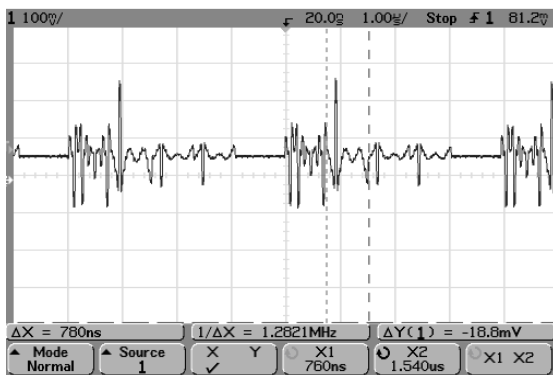
Το κεντρικό ρολόι του κυκλώματος του πομπού έχει συχνότητα 105 MHz, έτσι η χρονική μονάδα του κυκλώματος είναι $t_{clk} = 9.5ns$. Ο ADC δειγματοληπτεί την αλληλουχία δεδομένων εισόδου με μια περίοδο 9.5ns. Το τμήμα ελέγχου εγγράφει ένα δείγμα από τον ADC στην RAM εισόδου κάθε 34 κύκλους ρολογιού, δηλαδή κάθε $34 \times 9.5ns = 323ns$. Έτσι ο ρυθμός εισόδου δεδομένων στον πομπό είναι περίπου 3Mbps.

Κάθε πλαίσιο αποτελείται από 4 OFDM σύμβολα. Το πρώτο σύμβολο προορίζεται για τον συγχρονισμό πλαισίων στον δέκτη, το δεύτερο σύμβολο χρησιμοποιείται για την εκτίμηση της κατάστασης του διαύλου, και τα άλλα δύο σύμβολα φέρουν τα δεδομένα πληροφορίας. Στο σχήμα 6.2.1. φαίνεται ένα μεταδιδόμενο πλαίσιο όπως παρουσιάζεται από έναν ψηφιακό παλμογράφο Agilent 54622A.



(a)

(b)



(c)

Σχήμα 6.2.1. Το μεταδιδόμενο OFDM σήμα. (a) Μήκος των δύο πιλοτικών συμβόλων. Θεωρητική τιμή $2 \times 80 \times 9.5ns = 1520ns$. (b) Μήκος του πρώτου πιλοτικού συμβόλου. Θεωρητική τιμή $80 \times 9.5ns = 760ns$. (c) Μήκος του δεύτερου πιλοτικού συμβόλου. Θεωρητική τιμή $80 \times 9.5ns = 760ns$.

Το διαθέσιμο εύρος ζώνης μοιράζεται σε 16 φέροντα. Έτσι χρησιμοποιείται ένας διακριτός μετασχηματισμός Fourier (FFT) 16 – σημείων. Το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου χρησιμοποιεί 6 δείγματα δεδομένων για να δημιουργήσει την ακολουθία

$c(k)$, $k = 0, \dots, 15$. Ορίζοντας τα δείγματα δεδομένων ως $[x_0 \ x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]$, η ακολουθία $c(k)$ θα είναι η:

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & x_0 & x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 & x_4 & x_3 & x_2 & x_1 & x_0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Τα μηδενικά δείγματα προστίθενται για τον έλεγχο του φάσματος και η συμμετρία της ακολουθίας οδηγεί στην παραγωγή ενός σήματος με μόνο πραγματική συνιστώσα μετά την εφαρμογή του αντίστροφου διακριτού μετασχηματισμού Fourier (IFFT).

Για τη δημιουργία του συμβόλου συγχρονισμού, χρησιμοποιείται η ακολουθία:

$$[x_0 = +500 \ x_1 = +500 \ x_2 = +500 \ x_3 = -500 \ x_4 = -500 \ x_5 = -500]$$

Για τη δημιουργία του συμβόλου εκτίμησης καναλιού, χρησιμοποιείται η ακολουθία:

$$[x_0 = +500 \ x_1 = +500 \ x_2 = +500 \ x_3 = +500 \ x_4 = +500 \ x_5 = +500]$$

Για την παραγωγή των συμβόλων δεδομένων (φορτίου), οι τιμές

$[x_0 \ x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]$ ορίζονται από τα δείγματα που έχουν εγγραφεί στη RAM εισόδου.

Το μήκος του διαστήματος φρουρού στο τμήμα κυκλικού προθέματος επιλέγεται ως

$$\Delta G = \frac{1}{5} \cdot T_s, \text{ όπου } T_s \text{ η διάρκεια συμβόλου. Έτσι } \alpha = \frac{\Delta G}{t_s} = 0.25. \text{ Αυτό σημαίνει ότι}$$

το τμήμα κυκλικού προθέματος επαναλαμβάνει τα τελευταία $\alpha \cdot N_{sc} = 4$ δείγματα της ακολουθίας $s(q)$, που παράγεται από τον IFFT, στην αρχή της αλληλουχίας. Σύμφωνα με την (8), για κάθε σύμβολο το τμήμα κυκλικού προθέματος δημιουργεί μια ακολουθία 20 δειγμάτων:

$$\begin{bmatrix} s(12) & s(13) & s(14) & s(15) & s(0) & s(1) & s(2) & s(3) & s(4) & s(5) \\ s(6) & s(7) & s(8) & s(9) & s(10) & s(11) & s(12) & s(13) & s(14) & s(15) \end{bmatrix} \quad (17)$$

Το τμήμα κυκλικού προθέματος ορίζει την περίοδο δειγματοληψίας του

(δειγματοληπτημένου) OFDM σήματος ως $t_{scp} = 4 \cdot t_{clk} = 38ns$. Αυτό σημαίνει ότι το

τμήμα κυκλικού προθέματος επαναλαμβάνει κάθε δείγμα της (17) 4 φορές. Έτσι κάθε OFDM σύμβολο θα έχει μήκος 80 δειγμάτων. Το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος θα είναι:

$$B_{OFDM} = \frac{1}{t_{scp}} \approx 26.32MHz.$$

Σύμφωνα με την (15), τα πρώτα 3 φέροντα και τα τελευταία 2 είναι μηδενικά. Εφόσον

$$t_s = N_{sc} \cdot t_{scp} = 608ns, \Delta f = \frac{1}{t_s} = 1.64MHz, \text{ δεν θα έχουμε μετάδοση σήματος στις}$$

εξής ζώνες:

$$\begin{aligned} f_1 \pm \frac{\Delta f}{2} & \quad (0, 0.82MHz) \\ f_2 \pm \frac{\Delta f}{2} & \quad (0.82MHz, 2.46MHz) \end{aligned}$$

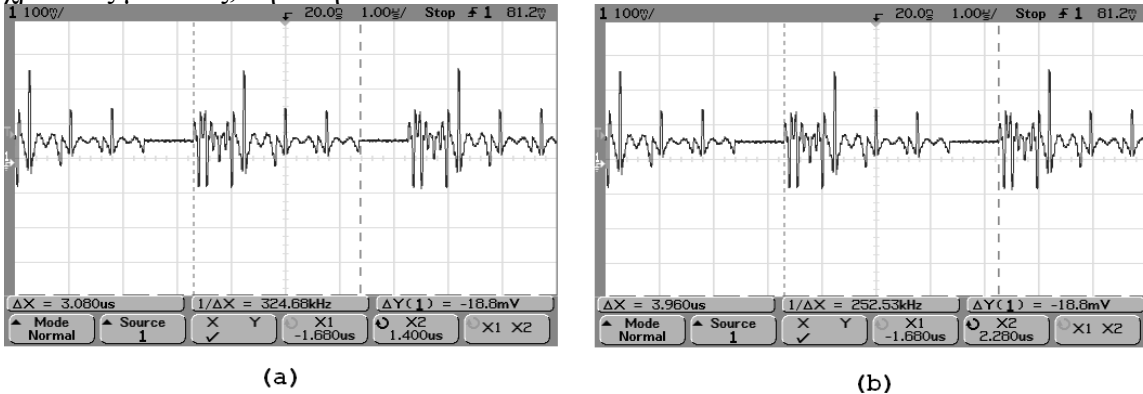
$$f_3 \pm \frac{\Delta f}{2} \quad (2.46\text{MHz}, 4.1\text{MHz})$$

$$f_{15} \pm \frac{\Delta f}{2} \quad (22.14\text{MHz}, 23.78\text{MHz})$$

$$f_{16} \pm \frac{\Delta f}{2} \quad (23.78\text{MHz}, 25.42\text{MHz})$$

Έτσι το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος θα βρίσκεται στην περιοχή 4.1MHz – 22.14MHz. Στην πράξη, σήμα χαμηλότερης ισχύος μπορεί επίσης να βρεθεί στην περιοχή κάτω των 4.1MHz καθώς και άνω των 22.14MHz, αλλά η επίδρασή τους σε σχέση με την ισχύ του σήματος στην περιοχή 4.1MHz – 22.14MHz είναι ασήμαντη. Το τμήμα BPF θα μπορούσε επιπλέον να καταπιέσει φασματικές συνιστώσες εκτός του επιθυμητού εύρους. Στην παρούσα υλοποίηση, όμως, το τμήμα BPF δεν εκτελεί καμία επεξεργασία στο μεταδιδόμενο σήμα.

Εφόσον κάθε πλαίσιο αποτελείται από 4 σύμβολα, ένα πλαίσιο αποτελείται από $4 \times 80 = 320$ δείγματα. Έτσι το μήκος ενός πλαισίου είναι $320 \times 9.5\text{ns} = 3040\text{ns}$. Το σχήμα 6.2.2. επιβεβαιώνει αυτό το αποτέλεσμα. Ένα νέο πλαίσιο παράγεται κάθε 416 χρονικές μονάδες, δηλαδή κάθε $416 \times 9.5\text{ns} = 3952\text{ns}$.



Σχήμα 6.2.2. Το μεταδιδόμενο OFDM σήμα. (a) Μήκος ενός OFDM πλαισίου. (b) Απόσταση μεταξύ διαδοχικών OFDM πλαισίων.

6.2.2 Δέκτης

Το κεντρικό ρολόι του κυκλώματος του δέκτη έχει την ίδια συχνότητα με το κεντρικό ρολόι του πομπού, άρα η χρονική μονάδα του κυκλώματος είναι $t_{\text{clk}} = 9.5\text{ns}$. Ο ADC δειγματοληπτεί το αναλογικό ληφθέν σήμα με μια περίοδο δειγματοληψίας 9.5ns. Το τμήμα συγχρονισμού πλαισίου χρησιμοποιεί ένα παράθυρο 80 δειγμάτων. Η μέθοδος συγχρονισμού που βασίζεται στην τεχνική του κυκλικού προθέματος συγκρίνει τα πρώτα 16 δείγματα του παραθύρου με τα τελευταία 16, δηλαδή από το 65^ο ως το 80^ο δείγμα. Η μέθοδος συγχρονισμού που βασίζεται στην αναγνώριση της πρότυπης ακολουθίας συγκρίνει τα πρώτα 64 δείγματα του παραθύρου με την παραγόμενη από τον IFFT ακολουθία του συμβόλου συγχρονισμού:

$$\begin{bmatrix} 125 & 532 & -906 & 43 & 375 & -148 & 155 & 71 & -375 \\ 71 & 155 & -148 & 375 & 43 & -906 & 532 \end{bmatrix}$$

Η ακολουθία περιλαμβάνει 16 διαφορετικές τιμές. Ωστόσο, εξαιτίας της εισαγωγής του κυκλικού προθέματος, η ακριβώς μεταδιδόμενη ακολουθία θα είναι:

$$\begin{bmatrix} 375 & 43 & -906 & 532 & 125 & 532 & -906 & 43 & 375 & -148 \\ 155 & 71 & -375 & 71 & 155 & -148 & 375 & 43 & -906 & 532 \end{bmatrix}$$

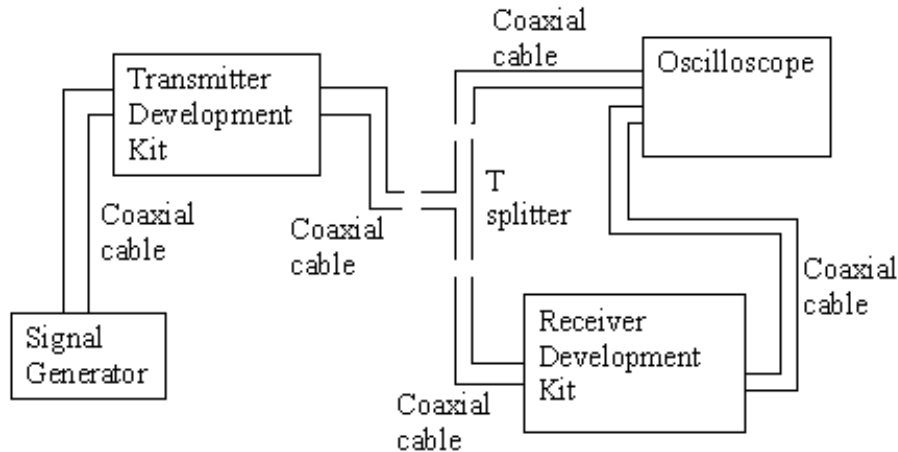
Εφόσον κάθε τιμή της ακολουθίας επαναλαμβάνεται για 4 δείγματα, όταν το ολισθαίνον παράθυρο περιλαμβάνει σύμβολο συγχρονισμού, τα πρώτα 64 δείγματα θα πρέπει να αντιστοιχούν στις τιμές:

$$\begin{bmatrix} 375 & 43 & -906 & 532 & 125 & 532 & -906 & 43 & 375 & -148 \\ 155 & 71 & -375 & 71 & 155 & -148 \end{bmatrix}$$

Όταν βρεθεί συγχρονισμός, το τμήμα ελέγχου εγγράφει τα επόμενα 240 δείγματα που έρχονται από τον ADC στην μνήμη εισόδου. Αυτά τα δείγματα αντιστοιχούν στα 3 υπολειπόμενα σύμβολα του πλαισίου. Όταν το τμήμα κυκλικού προθέματος είναι διαθέσιμο, το τμήμα ελέγχου διοχετεύει κάθε σύμβολο, δηλαδή 80 δείγματα, στο τμήμα κυκλικού προθέματος για περαιτέρω επεξεργασία. Το τμήμα κυκλικού προθέματος εξάγει το μέσο όρο από κάθε 4 δείγματα του συμβόλου και παράγει μια ακολουθία 20 δειγμάτων από τα αρχικά 80. Στη συνέχεια, το τμήμα κυκλικού προθέματος εξάγει το κυκλικό πρόθεμα διατηρώντας τα τελευταία 16 δείγματα από την ακολουθία των 20 δειγμάτων. Αυτά τα 16 δείγματα υφίστανται τον ευθύ διακριτό μετασχηματισμό Fourier (FFT) 16 σημείων παράγοντας μια νέα ακολουθία 16 δειγμάτων. Αυτή η αλληλουχία συνιστά μια προσέγγιση της ακολουθίας $c(k)$, που προετοιμάστηκε από το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου του πομπού για κάθε σύμβολο χρησιμοποιώντας τα δεδομένα πληροφορίας. Όπως υποδεικνύεται από την (16), μόνο τα δείγματα από το 4^ο ως το 9^ο της ακολουθίας 16 δειγμάτων εμπεριέχουν χρήσιμη πληροφορία. Το τμήμα απόφασης διατηρεί μόνο τα συγκεκριμένα δείγματα και διακρίνει ανάμεσα στην πληροφορία της κατάστασης του καναλιού (πρώτο από τα τρία σύμβολα) και δεδομένων εισόδου (τα υπόλοιπα 2 σύμβολα). Το τμήμα απόφασης αποθηκεύει τα δείγματα εκτίμησης του διαύλου και τα χρησιμοποιεί για την εξισορρόπηση (equalization) των δειγμάτων των 2 συμβόλων πληροφορίας. Το τμήμα απόφασης εξάγει μόνο τα εξισορροπημένα δείγματα των συμβόλων πληροφορίας στη RAM εξόδου, συνολικά 12 δείγματα για κάθε πλαίσιο. Το τμήμα ελέγχου διαβάζει δεδομένα από τη RAM εξόδου κάθε 34 κύκλους ρολογιού, δηλαδή $34 \times 9.5\text{ns} = 323\text{ns}$. Με άλλα λόγια, ο ρυθμός δεδομένων εξόδου είναι περίπου 3Mbps.

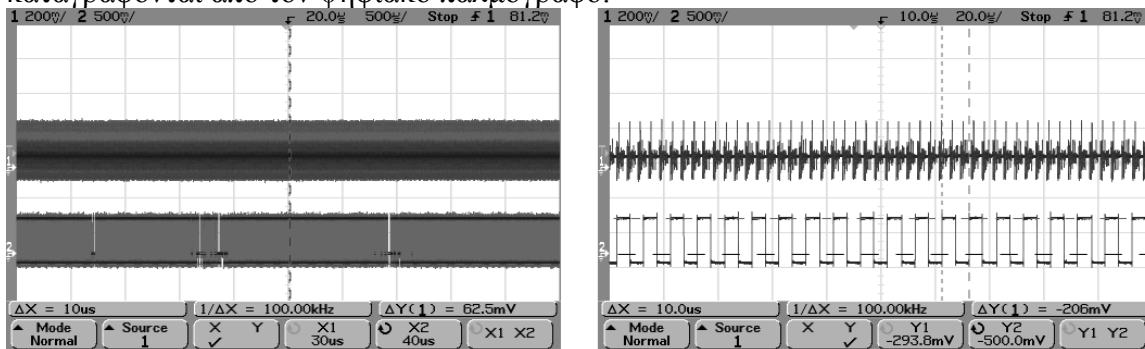
6.2.3 Αποτελέσματα

Τα κυκλώματα του πομπού και του δέκτη αναπτύσσονται σε δύο πανομοιότυπα XtremeDSP αναπτυξιακά της εταιρίας Nallatech που φέρουν FPGA της εταιρίας Xilinx, τα οποία περιγράφηκαν στο 4^ο κεφάλαιο. Μια γεννήτρια Agilent 33250A συνδέεται στο πρώτο κανάλι εισόδου του αναπτυξιακού του πομπού και αποτελεί την πηγή δεδομένων εισόδου, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.2.3 [23].



Σχήμα 6.2.3. Πειραματική συνδεσμολογία πομπού και δέκτη σε διάυλο ομοαξονικού καλωδίου.

Το σήμα των δεδομένων εισόδου είναι μια τετραγωνική κυματομορφή μεταβαλλόμενης συχνότητας. Η γεννήτρια είναι τερματισμένη σε φορτίο 50Ω και συνδέεται σε κονέκτορα τύπου MCX του καναλιού εισόδου μέσω ομοαξονικού καλωδίου. Το πρώτο κανάλι εξόδου του πομπού συνδέεται μέσω ομοαξονικού καλωδίου σε ένα διαχωριστή τύπου T (T splitter). Στον διαχωριστή, το μεταδιδόμενο σήμα διακλαδίζεται σε δύο οδούς. Η πρώτη οδός οδηγεί μέσω ομοαξονικού καλωδίου στο πρώτο κανάλι ενός παλμογράφου Agilent 54622A όπου αναπαριστάται το μεταδιδόμενο σήμα. Η δεύτερη οδός οδηγεί μέσω ομοαξονικού καλωδίου στο κανάλι εισόδου του δέκτη. Το πρώτο κανάλι εξόδου του δέκτη συνδέεται μέσω ομοαξονικού καλωδίου στο δεύτερο κανάλι του παλμογράφου, όπου αναπαρίσταται η αλληλουχία των δεδομένων εξόδου. Τα σχήματα 6.2.4. ως 6.2.6. αναπαριστούν τα αποτελέσματα για διάφορες ακολουθίες εισόδου, όπως αυτά καταγράφονται από τον ψηφιακό παλμογράφο.



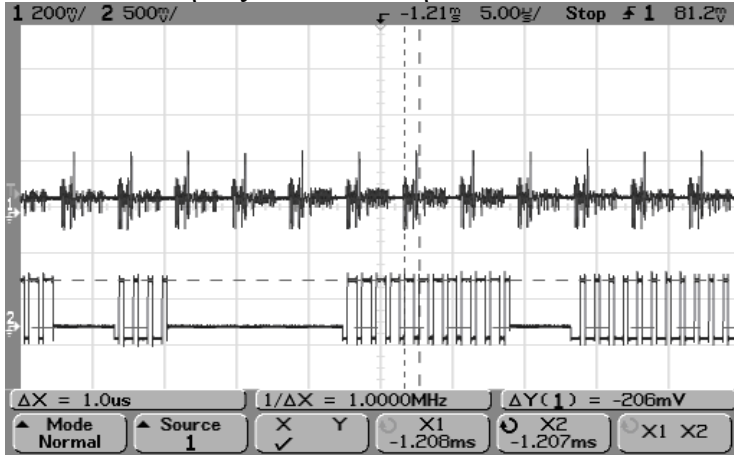
(a)

(b)

Σχήμα 6.2.4. Λαμβανόμενο και αποδιαμορφωμένο σήμα στον δέκτη για σήμα γεννήτριας συχνότητας 100 kHz και πλάτους 500 mV. (a) ευρείας κλίμακας άποψη, (b) μικρής κλίμακας άποψη.

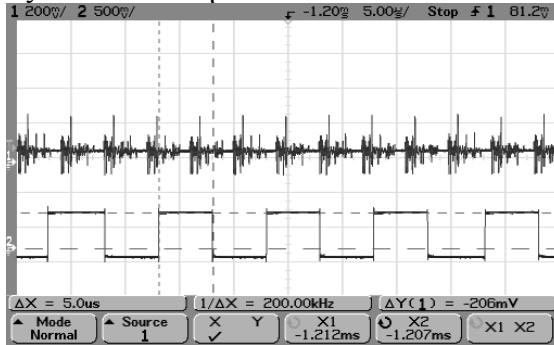
Το σχήμα 6.2.4. παρουσιάζει το σήμα στην είσοδο και στην έξοδο του δέκτη για σήμα εισόδου συχνότητας 100 kHz και πλάτους 500mV σε ευρεία (5ms) και περιορισμένη (200μs) χρονική κλίμακα. Το κανάλι 1 του παλμογράφου αναπαριστά το ληφθέν OFDM σήμα, ενώ το κανάλι 2 του παλμογράφου σκιαγραφεί την ανακτημένη αλληλουχία δεδομένων. Τα κενά διαστήματα στο κανάλι 2 του σχήματος 6.2.4. (a) σημαίνουν μη ανίχνευση πλαισίων στις συγκεκριμένες χρονικές στιγμές, οπότε και δεν υπάρχουν δεδομένα προς εξαγωγή από τον δέκτη.

Το σχήμα 6.2.5. δείχνει το σήμα στον δέκτη για σήμα γεννήτριας συχνότητας 1MHz και πλάτους 500mV σε απεικόνιση περιορισμένης χρονικής κλίμακας (50μs). Το κανάλι 1 του παλμογράφου δείχνει το ληφθέν OFDM σήμα και το κανάλι 2 την ανακτηθείσα ακολουθία στην έξοδο του δέκτη.

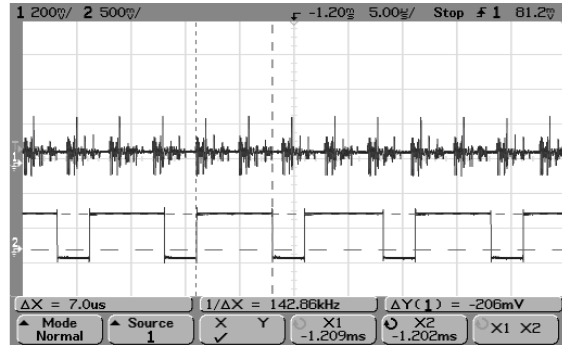


Σχήμα 6.2.5. Ληφθέν και αποδιαμορφωμένο σήμα στο δέκτη για σήμα εισόδου συχνότητας 1 MHz και πλάτους 500 mV.

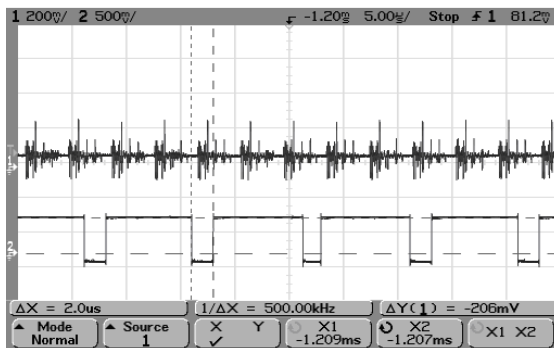
Τα κενά διαστήματα στο κανάλι 2 του σχήματος 6.2.5. αντιστοιχούν σε περιοχές όπου δεν ανιχνεύονται OFDM πλαίσια, άρα δεν υπάρχουν και δεδομένα προς ανάκτηση στην έξοδο του δέκτη.



(a)



(b)



(c)

Σχήμα 6.2.6. Σήμα στην είσοδο (κανάλι 1) και έξοδο (κανάλι 2) του δέκτη για σήμα εισόδου στον πομπό συχνότητας 100 kHz, πλάτους 500 mV και duty cycle (a) 50%, (b) 70%, (c) 80%.

Τα σχήματα 6.2.6. (a) – (c) παρουσιάζουν το σήμα στον δέκτη για σήμα γεννήτριας συχνότητας 100kHz, πλάτους 500mV και duty cycle 50%, 70%, 80% αντίστοιχα.

Όπως προκύπτει από τα σχήματα 6.2.4. – 6.2.6., τα αποτελέσματα είναι αρκετά ικανοποιητικά. Οι περισσότερες αστοχίες οφείλονται στην αδυναμία του δέκτη να αναγνωρίσει όλα τα OFDM πλαίσια που φθάνουν σε αυτόν. Ένας καλύτερος αλγόριθμος συγχρονισμού που υιοθετείται από το τμήμα συγχρονισμού του κυκλώματος του δέκτη θα μπορούσε να βελτιώσει θεαματικά τα αποτελέσματα. Επομένως από τη μελέτη του συστήματος πάνω από ένα δίαυλο που αποτελείται από ομοαξονικό καλώδιο και την όποια εξασθένιση εισάγει ο διαχωριστής T (T splitter), προκύπτει ως βασική αδυναμία του τηλεπικοινωνιακού μας συστήματος η αναγνώριση των πλαισίων του πομπού από τον δέκτη. Με το θέμα αυτό θα ασχοληθούμε διεξοδικά στο 8^ο κεφάλαιο.

7ο Κεφάλαιο: Προσαρμοστική Διάταξη

7.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα περιγράψουμε την προσαρμοστική διάταξη η οποία και θα αναλάβει να εισάγει το τηλεπικοινωνιακό σήμα στις γραμμές ηλεκτροδότησης για την περίπτωση του πομπού ή να εξάγει το τηλεπικοινωνιακό σήμα από τις γραμμές ισχύος και να το οδηγήσει στην είσοδο του κυκλώματος αποδιαμόρφωσης για την περίπτωση του δέκτη. Οι γραμμές ισχύος χαμηλής τάσης (230V) με τις οποίες θα πειραματιστούμε αποτελούν μέρος της εσωτερικής ηλεκτρικής εγκατάστασης ενός κτηρίου. Το σημείο έγχυσης ή εξαγωγής του τηλεπικοινωνιακού σήματος από τις γραμμές τάσης θα είναι κάποιος ρευματοδότης του οικιακού δικτύου, όπως περιγράψαμε στο 3^ο κεφάλαιο. Συγκεκριμένα, ο ρευματοδότης αυτός θα είναι τύπου F (schuko). Για την περίπτωση της προσαρμοστικής διάταξης του πομπού, η προσαρμοστική διάταξη θα πρέπει να συνδέει την έξοδο του πρώτου καναλιού του αναπτυξιακού του πομπού με κατάλληλο καλώδιο τροφοδοσίας για ρευματοδότη F τύπου. Η έξοδος του πρώτου καναλιού είναι τερματισμένη σε κονέκτορα τύπου MCX. Αντίστοιχα, για την περίπτωση του δέκτη, η προσαρμοστική διάταξη πρέπει να αποτελεί την διεπαφή ενός καλωδίου τροφοδοσίας για ρευματοδότη τύπου F και του πρώτου καναλιού εισόδου του δέκτη, η οποία τερματίζεται σε κονέκτορα τύπου MCX.

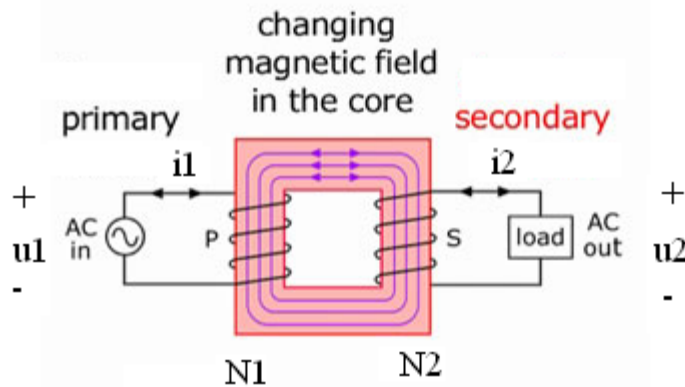
Το κύκλωμα προσαρμογής (ή σύζευξης) θα πρέπει επιπλέον να πληροί και κάποιες συγκεκριμένες προϋποθέσεις. Καταρχήν, θα πρέπει να εξασφαλίζει την ηλεκτρική απομόνωση του δικτύου ηλεκτροδότησης με τα κυκλώματα του πομπού και του δέκτη που υλοποιούν τα αναπτυξιακά. Τόσο οι ADC των καναλιών εισόδου όσο και οι DAC των καναλιών εξόδου λειτουργούν στην περιοχή από -2V ως +2V και μια τάση μόλις μερικών δεκάδων volts είναι αρκετή να τους καταστρέψει [21, 22], πόσο μάλλον η τάση των 230V. Ακόμα όμως και αν εξασφαλιστεί η ηλεκτρική απομόνωση των τηλεπικοινωνιακών κυκλωμάτων από το δίκτυο τάσης, θα πρέπει να υπάρξει μέριμνα για την περίπτωση τυχόν διαρροής ρεύματος από το δίκτυο ηλεκτροδότησης ώστε να εξασφαλίζεται αφενός η αριτιότητα των αναπτυξιακών, αφετέρου να κατοχυρώνεται η ασφάλεια του χρήστη από τον κίνδυνο ηλεκτροπληξίας. Επιπλέον, η διάταξη σύζευξης θα πρέπει να προσφέρει την κυκλωματική προσαρμογή πομπού και δέκτη στο δίκτυο τάσης έτσι ώστε να μεγιστοποιείται η ισχύς που μεταφέρεται από το κύκλωμα του πομπού προς το δίκτυο ή από το δίκτυο προς το κύκλωμα του δέκτη. Με άλλα λόγια, η κυκλωματική προσαρμογή εξασφαλίζει την μικρότερη δυνατή εξασθένιση κατά τη διέλευση του τηλεπικοινωνιακού σήματος από την διάταξη σύζευξης. Χαρακτηριστικά αναφέρουμε ότι όλα τα κανάλια εισόδου – εξόδου των αναπτυξιακών είναι τερματισμένα στα 50Ω, ενώ η εμπέδηση που εμφανίζει το δίκτυο για συχνότητες 1 – 30 MHz είναι της τάξης μερικών Ohms. Τέλος, το κύκλωμα σύζευξης θα πρέπει να εμφανίζει σταθερή απόκριση συχνότητας για τη ζώνη 1 – 30 MHz όπου εμπίπτει το επιθυμητό εύρος ζώνης του σήματος ούτως ώστε το τηλεπικοινωνιακό σήμα να εμφανίζει την ελάχιστη δυνατή παραμόρφωση κατά τη διέλευσή του από τη διάταξη προσαρμογής.

Η σύζευξη του τηλεπικοινωνιακού σήματος στο PLC κανάλι μπορεί να επιτευχθεί με διάφορες «κλειστές» διαδρομές για το ρεύμα. Μια λύση αποτελεί η σύζευξη διαφορικού ρυθμού, κατά την οποία ο αγωγός φάσης χρησιμοποιείται ως ο ένας ακροδέκτης και ο ουδέτερος ως ο έτερος ακροδέκτης. Μια άλλη λύση είναι η σύζευξη κοινού ρυθμού, στην οποία ο ένας ακροδέκτης είναι ο αγωγός φάσης ή ο ουδέτερος και ο άλλος ακροδέκτης η γη (αγωγός γείωσης). Η ζεύξη κοινού ρυθμού θεωρείται ότι δίνει ως και 30dB καλύτερη σύζευξη του σήματος στο κανάλι από ότι η ζεύξη διαφορικού ρυθμού [24]. Ωστόσο η ροή ρεύματος μέσω του αγωγού γείωσης δεν θεωρείται ενδεδειγμένη λύση από άποψη ασφάλειας του πελάτη – χρήστη του τηλεπικοινωνιακού κυκλώματος. Σε τοπολογίες του εσωτερικού δικτύου ηλεκτροδότησης όπου είναι συνδεδεμένοι ηλεκτρονόμοι διαφυγής η διαρροή ρεύματος μέσω του αγωγού γης οδηγεί σε πτώση των ρελέ και το συγκεκριμένο κύκλωμα τίθεται εκτός τάσης. Για αυτούς τους λόγους προκρίνεται η ζεύξη διαφορικού ρυθμού ως η πλέον ενδεδειγμένη για το κύκλωμα σύζευξης που θα υλοποιήσουμε.

Η απαιτούμενη γαλβανική απομόνωση ανάμεσα στο PLC σύστημα και στις γραμμές τάσης επιτυγχάνεται είτε με επαγωγική ζεύξη είτε με χωρητική ζεύξη. Κατά την επαγωγική ζεύξη χρησιμοποιείται κατάλληλος μετασχηματιστής όπου το ένα τύλιγμα συνδέεται στις γραμμές τάσης ενώ το άλλο τύλιγμα συνδέεται στο τηλεπικοινωνιακό κύκλωμα που για την περίπτωση μας είναι οι τερματικοί κονέκτορες του αναπτυξιακού. Κατά την χωρητική ζεύξη το τηλεπικοινωνιακό κύκλωμα συνδέεται κατευθείαν στο δίκτυο τάσης με την παρεμβολή κατάλληλων πυκνωτών. Η επαγωγική σύζευξη δεν είναι τόσο αποδοτική όσο η χωρητική σύζευξη εισάγοντας απώλειες στο τηλεπικοινωνιακό σήμα της τάξης μερικών decibels. Ωστόσο η επαγωγική σύζευξη αποφεύγει τη φυσική επαφή με το δίκτυο τάσης, γεγονός που την καθιστά ασφαλέστερη από τη χωρητική σύζευξη. Από την άλλη, η χωρητική σύζευξη υλοποιεί με εύκολο τρόπο το υπερπαρατό φίλτράρισμα που απαιτείται ούτως ώστε να εξασθενήσει η τάση του δικτύου (50Hz, 230V) και να διέρχονται ανεπηρέαστες οι φασματικές συνιστώσες στην περιοχή 1 – 30 MHz. Η υιοθέτηση χωρητικής σύζευξης συνεπάγεται σύνδεση των αγωγών φάσης – ουδέτερου από τη μία με τους κονέκτορες MCX του αναπτυξιακού από την άλλη, δηλαδή τον εσωτερικό πυρήνα (core) και την ασπίδα (metallic shield) του κονέκτορα. Όμως η ασπίδα του κονέκτορα γειώνεται όπως προκύπτει από την εσωτερική αρχιτεκτονική του αναπτυξιακού. Άρα σε περίπτωση χωρητικής σύζευξης θα είχαμε σύνδεση του αγωγού φάσης ή ουδέτερου με τον αγωγό γείωσης, δηλαδή ροή ρεύματος προς τη γη, κάτι μη επιθυμητό όπως έχουμε ήδη αναφέρει. Για όλους τους παραπάνω λόγους η ιδέα αμιγώς χωρητικής σύζευξης εγκαταλείπεται και προκρίνεται η λύση της επαγωγικής σύζευξης, πιθανώς σε συνδυασμό με χωρητικά στοιχεία.

7.2 Πορεία ανάπτυξης της προσαρμοστικής διάταξης

Ένας μετασχηματιστής αποτελείται από δύο τυλίγματα συνεζευγμένα μέσω ενός κοινού μαγνητικού κυκλώματος, όπως φαίνεται στο σχ. 7.2.1 [25].



Σχήμα 7.2.1. Σχηματική Παράσταση Μετασχηματιστή.

Το μαγνητικό κύκλωμα αποτελείται συνήθως από κάποιο σιδηρομαγνητικό υλικό (όπως φερρίτης) ενώ σπανιότερα είναι κενό (αέρας – αερόβιος μετασχηματιστής). Το ένα τύλιγμα ονομάζεται πρωτεύον και θεωρείται ως η είσοδος της ηλεκτρικής ισχύος ενώ το άλλο τύλιγμα, από το οποίο εξέρχεται η ηλεκτρική ισχύς, καλείται δευτερεύον. Σε μερικές ειδικές περιπτώσεις μετασχηματιστών μπορεί να υπάρχει και τριτεύον τύλιγμα. Οι μετασχηματιστές είναι αμφίδρομα στοιχεία κάτι που σημαίνει ότι η ονοματολογία των τυλιγμάτων είναι εντελώς τυπική, δηλαδή είναι δυνατόν το σήμα να εισέρχεται στο δευτερεύον τύλιγμα και να εξέρχεται από το πρωτεύον.

Τα ηλεκτρικά μεγέθη του πρωτεύοντος συμβολίζονται με το δείκτη 1 και του δευτερεύοντος με τον δείκτη 2. Τόσο το πρωτεύον όσο και το δευτερεύον θεωρούνται τυλιγμένα γύρω από τον σιδερένιο πυρήνα ενός μαγνητικού κυκλώματος, το οποίο διαρρέεται από μαγνητική ροή Φ . Αν με N_1 συμβολιστεί ο αριθμός των ελιγμάτων του πρωτεύοντος και με N_2 ο αριθμός των ελιγμάτων του δευτερεύοντος, ο λόγος των

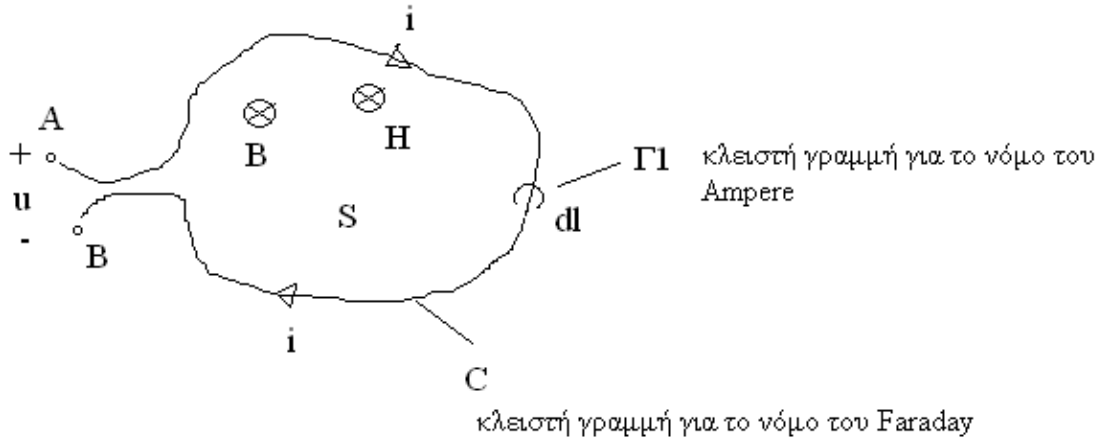
ελιγμάτων n ορίζεται ως $n = \frac{N_1}{N_2}$. Ο λόγος των ελιγμάτων n μπορεί να είναι

μεγαλύτερος ή μικρότερος από τη μονάδα ανάλογα με το αν ο μετασχηματιστής χρησιμοποιείται για να ανυψώσει ή για να υποβιβάσει την τάση του σήματος αντίστοιχα. Όταν ο λόγος των ελιγμάτων είναι ίσος με τη μονάδα τότε ο μετασχηματιστής χρησιμοποιείται για λόγους απομόνωσης του πρωτεύοντος κυκλώματος από το δευτερεύον.

Ο μετασχηματιστής είναι, με άλλα λόγια, μια συσκευή που αποτελείται από δύο τυλίγματα (πηνία) που βρίσκονται κοντά μεταξύ τους, και το καθένα καταλήγει σε δύο ακροδέκτες. Λέμε ότι τα πηνία αυτά είναι μαγνητικά συνεζευγμένα γιατί μαγνητική ροή που παράγεται από το ρεύμα του ενός τυλιγματος εμπλέκει το άλλο [26]. Ως μαγνητική ροή Φ μέσω ενός βρόχου (σχ. 7.2.2.) εννοούμε το επιφανειακό ολοκλήρωμα της

μαγνητικής επαγωγής \vec{B} πάνω σε όλη την επιφάνεια S που ορίζεται από το βρόχο C [27]:

$$\varphi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S}.$$



Σχήμα 7.2.2. Κλειστός βρόχος ή πηνίο ενός ελίσματος.

Δεδομένου ότι για οποιαδήποτε κλειστή γραμμή, όπως η Γ_1 του σχήματος 7.2.2., που περικλείει τον αγωγό του κύκλωματος ισχύει ο νόμος του Ampere

$$\oint_{\Gamma_1} \vec{H} \cdot d\vec{l} = i$$

όπου i είναι το ρεύμα του βρόχου, προκύπτει ότι σε οποιοδήποτε σημείο πάνω στην προηγούμενη επιφάνεια S η ένταση \vec{H} του μαγνητικού πεδίου είναι ανάλογη προς το ρεύμα i του πηνίου. Αν τώρα το υλικό μέσα στο οποίο βρίσκεται το κύκλωμα είναι γραμμικό και ισότροπο, ισχύει η σχέση αναλογίας $\vec{B} = \mu \cdot \vec{H}$ μεταξύ της έντασης του μαγνητικού πεδίου και της μαγνητικής επαγωγής, οπότε η μαγνητική επαγωγή \vec{B} είναι ανάλογη της έντασης του ρεύματος i ($\vec{B} \propto i$). Από τον ορισμό της μαγνητικής ροής προκύπτει επιπλέον ότι η μαγνητική ροή φ είναι ανάλογη της έντασης του ρεύματος i ($\varphi \propto i$). Το συντελεστή αναλογίας μεταξύ της μαγνητικής ροής φ που διαρρέει το κλειστό κύκλωμα και της έντασης του ρεύματος i ονομάζουμε συντελεστή αυτεπαγωγής του πηνίου: $\varphi = L \cdot i$. Ο συντελεστής αυτεπαγωγής L είναι μια πολύπλοκη συνάρτηση του γεωμετρικού σχήματος του πηνίου.

Για πηνίο με N ελίσματα, η επιφάνεια S_1 που ορίζει τη διαδρομή του ρεύματος περιέχει N φορές τη διατομή του πηνίου. Συνεπώς το ολοκλήρωμα

$$\lambda = \int_{S_1} \vec{B} \cdot d\vec{S}_1 = N \cdot \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = N \cdot \varphi$$

ορίζει την πεπλεγμένη ροή με το τύλιγμα που ισούται με N φορές τη μαγνητική ροή που διαρρέει το πηνίο. Για να συσχετίσουμε την τάση και το ρεύμα σε ένα ιδανικό πηνίο, στηριζόμεστε στο νόμο της επαγωγής του Faraday. Κατά το νόμο του Faraday, η τάση μεταξύ των άκρων ενός πηνίου ισούται με την ταχύτητα μεταβολής της πεπλεγμένης με το τύλιγμα μαγνητικής ροής:

$$v(t) = \frac{d\lambda}{dt}.$$

Προκειμένου να παρουσιάσουμε τη λειτουργία του ιδανικού μετασχηματιστή, επιστρέφουμε στη θεώρησή του ως δύο πηνίων μαγνητικά συνεζευγμένων. Σύμφωνα με το νόμο του Faraday, η τάση στα άκρα του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος δίνεται αντίστοιχα από τις σχέσεις:

$$v_1(t) = \frac{d\lambda_1}{dt} \text{ και } v_2(t) = \frac{d\lambda_2}{dt}$$

όπου $\lambda_1(\lambda_2)$ η πεπλεγμένη με το τύλιγμα του πρωτεύοντος (δευτερεύοντος) μαγνητική ροή. Θεωρώντας ότι η μαγνητική ροή Φ του πυρήνα του μετασχηματιστή εμπλέκει εξίσου και τα δύο τυλίγματα, τότε $\lambda_1 = N_1 \cdot \Phi$ και $\lambda_2 = N_2 \cdot \Phi$. Άρα θεωρώντας αμελητέες τις απώλειες του πυρήνα, τις ωμικές αντιστάσεις των τυλιγμάτων και τη μαγνητική αντίσταση του πυρήνα, προκύπτει ότι

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2}$$

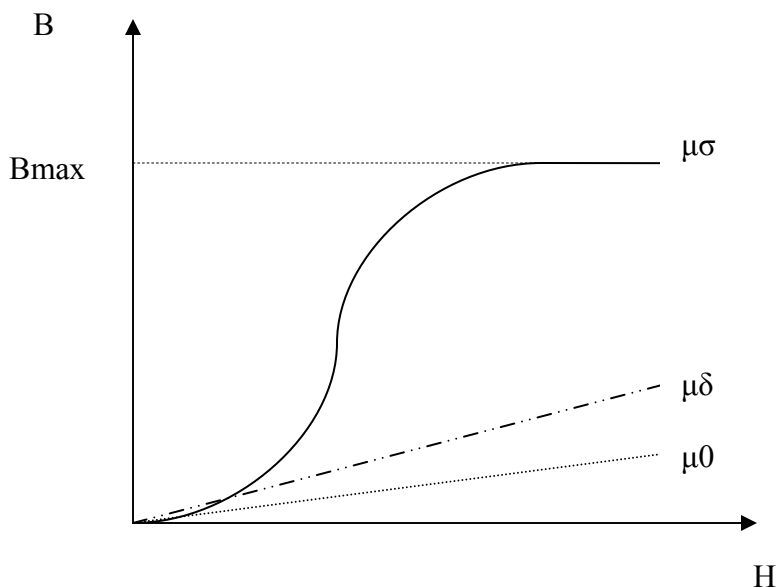
δηλαδή ο λόγος των τάσεων στα άκρα των τυλιγμάτων ισούται με το λόγο των ελιγμάτων.

Στα επόμενα θα ασχοληθούμε με τα υλικά τα οποία είναι κατάλληλα για να χρησιμοποιηθούν ως πυρήνας του μετασχηματιστή και τις ιδιότητές τους. Λέγοντας πυρήνα του μετασχηματιστή εννοούμε το μαγνητικό κύκλωμα γύρω από το οποίο περιελίσσονται τα τυλίγματα του μετασχηματιστή.

Η μαγνητική συμπεριφορά κάθε υλικού χαρακτηρίζεται από το μέγεθος της μαγνητικής διαπερατότητας. Η μαγνητική διαπερατότητα μ συνδέει την μαγνητική επαγωγή B με την ένταση του μαγνητικού πεδίου που εγκαθίσταται στο υλικό ως εξής:

$$B = \mu(H) \cdot H.$$

Στη γενική περίπτωση η μαγνητική διαπερατότητα εξαρτάται από την ένταση του μαγνητικού πεδίου.



Σχήμα 7.2.3. Καμπύλη μαγνητίσεως κενού (μ_0), διαμαγνητικού υλικού (μ_δ), μαλακού σιδηρομαγνητικού (μ_σ).

Στον κενό χώρο, η πυκνότητα της μαγνητικής ροής (B) είναι ανάλογη με την ένταση του μαγνητικού πεδίου (H) το οποίο την προκαλεί. Η γραφική παράσταση της μαγνητικής επαγωγής συναρτήσεως της έντασης του πεδίου, η οποία ονομάζεται καμπύλη μαγνητίσεως, αποτελείται από μια ευθεία γραμμή (σχ. 7.2.3.), η κλίση της οποίας ισούται με την μαγνητική διαπερατότητα του κενού μ_0 .

Παρόμοια μαγνητική συμπεριφορά με το κενό επιδεικνύουν και τα λεγόμενα διαμαγνητικά υλικά, δηλαδή σταθερή μαγνητική διαπερατότητα και πολύ μικρή τιμή μαγνητικής επαγωγής (που αντιστοιχεί σε ασθενή μαγνητική ροή). Η καμπύλη μαγνήτισης ενός τυπικού διαμαγνητικού υλικού (νερό, ξύλο, μέταλλα πλην σιδήρου) εικονίζεται στο σχ. 7.2.3.

Αντίθετα τα λεγόμενα σιδηρομαγνητικά υλικά (σίδηρος ή κράματα του σιδήρου) έχουν πολύ μεγάλες τιμές μαγνητικής διαπερατότητας, η οποία μπορεί να είναι 2000 ως και 80000 φορές μεγαλύτερη από αυτή του κενού. Επιπλέον η μαγνητική διαπερατότητα των σιδηρομαγνητικών υλικών δεν είναι σταθερή, αλλά μεταβάλλεται με την ένταση του μαγνητικού πεδίου. Έτσι η σχέση της μαγνητικής επαγωγής με την ένταση του μαγνητικού πεδίου δεν είναι γραμμική, αλλά χαρακτηρίζεται από το φαινόμενο του μαγνητικού κορεσμού. Ο κορεσμός είναι εμφανής (σχ. 7.2.3.) από το γεγονός πως μετά από κάποιο σημείο η αύξηση της εντάσεως του μαγνητικού πεδίου δεν συνεπάγεται σημαντική αύξηση της μαγνητικής επαγωγής.

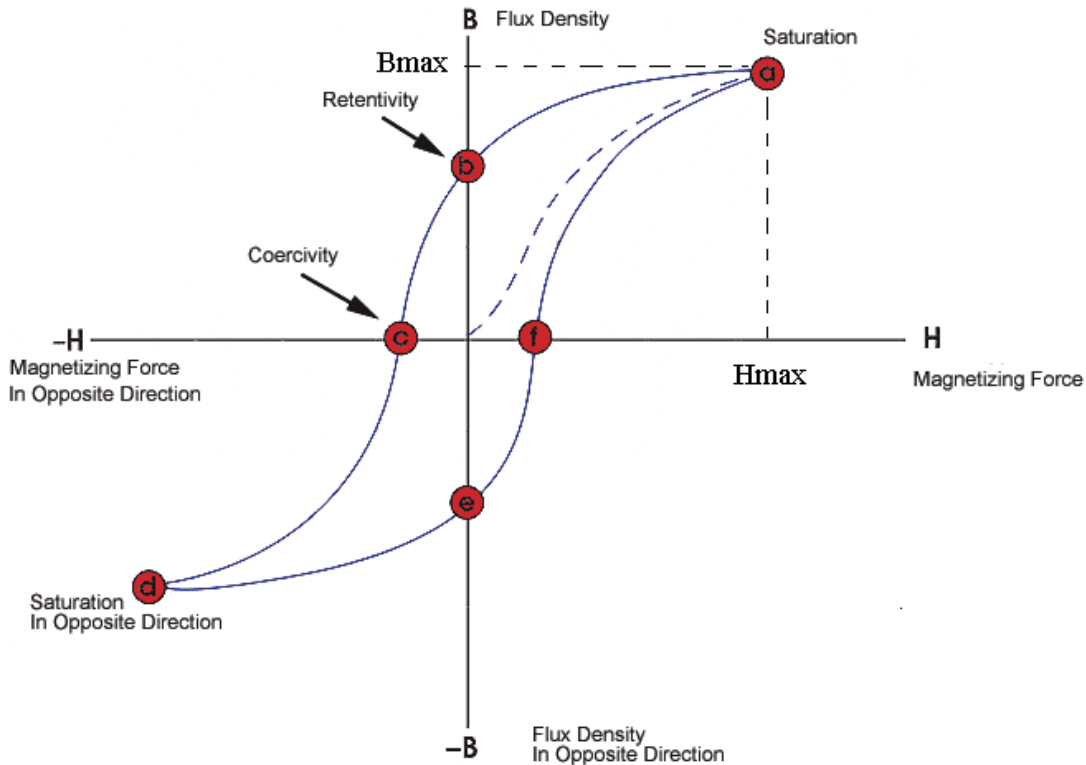
Τα σιδηρομαγνητικά υλικά διακρίνονται σε μαλακά και σκληρά σιδηρομαγνητικά υλικά. Τα μαλακά σιδηρομαγνητικά υλικά, σε αντίθεση με τα σκληρά, δεν έχουν μεγάλες τιμές παραμένουστος μαγνητισμού, δηλαδή όταν πάψουν να μαγνητίζονται ($H = 0$) χάνουν σε

μεγάλο βαθμό την μαγνητική τους ροή ($B \cong 0$). Αντίθετα τα σκληρά σιδηρομαγνητικά υλικά είναι μόνιμοι μαγνήτες. Λόγω των ανωτέρω χαρακτηριστικών τους, για την κατασκευή μετασχηματιστών χρησιμοποιούνται μαλακά σιδηρομαγνητικά υλικά.

Στα σιδηρομαγνητικά υλικά ορίζεται το μέγεθος της μαγνητικής αντίστασης που εκφράζει την αντίσταση που συναντάει η μαγνητική ροή κατά τη διέλευσή της μέσα από κάποιο υλικό. Η μαγνητική αντίσταση για τα μαγνητικά κυκλώματα είναι μέγεθος αντίστοιχο της ωμικής αντίστασης για τα ηλεκτρικά κυκλώματα. Η μαγνητική αντίσταση περιγράφει ουσιαστικά τον λόγο της έντασης του ασκούμενου μαγνητικού πεδίου προς την μαγνητική ροή. Η μαγνητική αντίσταση εξαρτάται από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του μαγνητικού κυκλώματος και είναι αντιστρόφως ανάλογη προς τη μαγνητική διαπερατότητα του υλικού. Υλικά με μεγάλες τιμές μαγνητικής διαπερατότητας και υψηλή μαγνητική ροή χαρακτηρίζονται από μικρές τιμές μαγνητικής αντίστασης.

Από τα ανωτέρω προκύπτει ότι η μαγνητική αντίσταση που εμφανίζει ο πυρήνας ενός μετασχηματιστή είναι τάξεις μεγέθους μικρότερη της μαγνητικής αντίστασης του κενού που περιβάλλει τον μετασχηματιστή. Αυτό έχει σαν συνέπεια η μαγνητική ροή που παράγεται από τα τυλίγματα του μετασχηματιστή να ρέει στον πυρήνα του μετασχηματιστή και μηδαμινή ποσότητα μαγνητικής ροής να διαρρέει στο εξωτερικό. Αυτός είναι και ο λόγος που τα τυλίγματα του μετασχηματιστή περιελίσσονται γύρω από σιδηρομαγνητικό υλικό, έτσι ώστε να έχουμε τη μέγιστη μεταφορά μαγνητικής ροής από το ένα τύλιγμα στο άλλο.

Η καμπύλη μαγνητίσεως των σιδηρομαγνητικών υλικών του σχ. 7.2.3. αναφέρεται σε υλικά αρχικά αμαγνήτιστα. Τα σιδηρομαγνητικά υλικά, όμως, έχουν την ιδιότητα όταν μαγνητίζονται να διατηρούν για κάποιο χρονικό διάστημα έναν παραμένοντα μαγνητισμό. Συνεπώς η καμπύλη μαγνητίσεως ενός σιδηρομαγνητικού υλικού δεν είναι μοναδική, αλλά εξαρτάται από την προϊστορία του υλικού, δηλαδή από το αν αυτό έχει προηγουμένως μαγνητιστεί. Η ιδιότητα αυτή προκαλεί το φαινόμενο της μαγνητικής υστέρησης (σχ. 7.2.4.), το οποίο είναι ιδιαίτερα σημαντικό όταν ένα μαγνητικό κύκλωμα διεγείρεται από εναλλασσόμενα ρεύματα ή ημιτονοειδή σήματα.



Σχήμα 7.2.4. Καμπύλη υστέρησης σιδηρομαγνητικού υλικού.

Το εμβαδόν ανάμεσα στην καμπύλη $H - B$ και τον άξονα της μαγνητικής επαγωγής B του σχ. 7.2.4. αντιστοιχεί στην πυκνότητα μαγνητικής ενέργειας που εισέρχεται στο μαγνητικό πεδίο. Όπως φαίνεται από το σχ. 7.2.4., κατά τη διάρκεια ενός πλήρους κύκλου (ημιτόνου) το μαγνητικό πεδίο απορροφά περισσότερη ενέργεια από όση αποδίδει. Το εμβαδόν του βρόχου υστέρησης εκφράζει ενέργεια που χάνεται με τη μορφή απωλειών (θερμότητα). Η ισχύς των απωλειών υστερήσεως είναι ανάλογη με το εμβαδό του βρόχου υστέρησης και ανάλογη προς τη συχνότητα f του ρεύματος διεγέρσεως, δεδομένου ότι χάνεται ενέργεια f φορές σε κάθε δευτερόλεπτο.

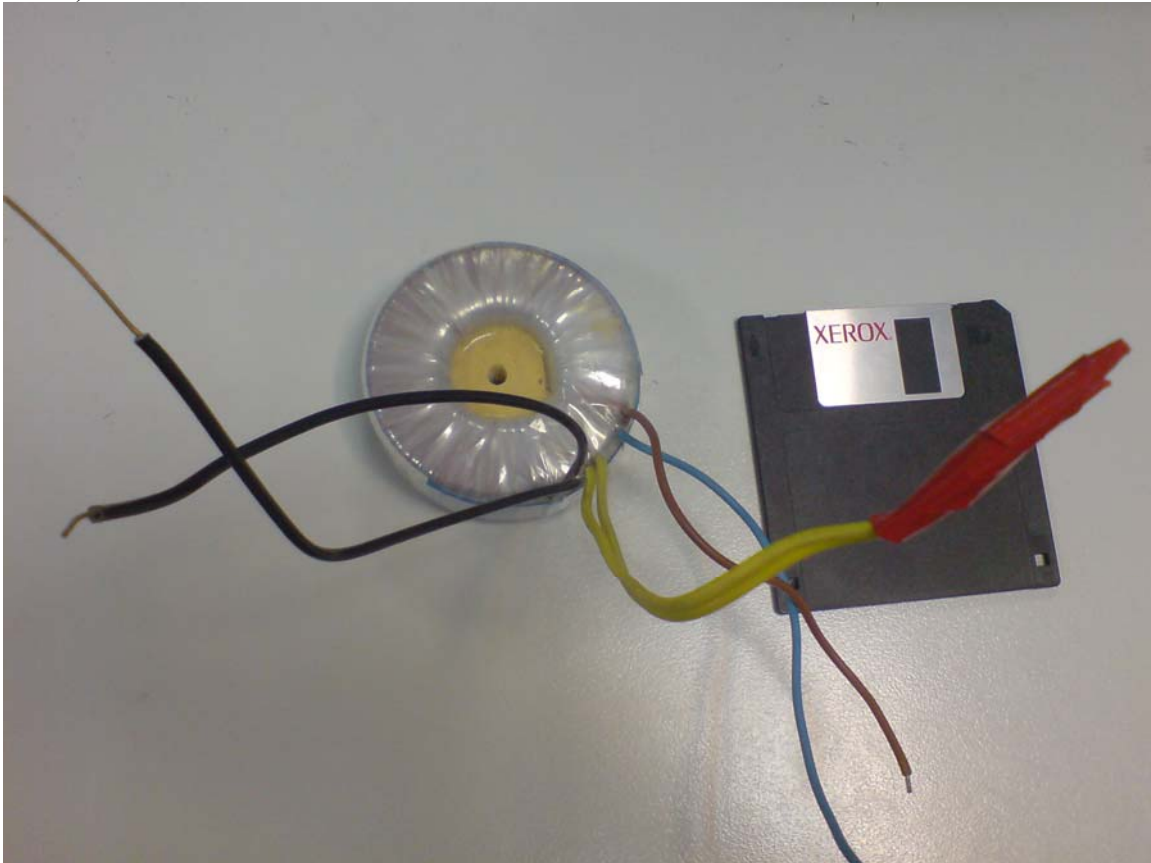
Εκτός από τις απώλειες υστερήσεως, στα μαγνητικά κυκλώματα που διεγείρονται από ημιτονοειδή ρεύματα εμφανίζονται και απώλειες λόγω ανάπτυξης δινορρευμάτων. Όταν μεταβάλλεται περιοδικά η μαγνητική ροή, επάγονται ρεύματα που ρέουν στο εσωτερικό του πυρήνα. Τα ρεύματα αυτά καλούνται δινορρεύματα και θερμαίνουν τη μάζα του σιδήρου. Οι απώλειες λόγω δινορρευμάτων μαζί με τις απώλειες υστέρησης καλούνται απώλειες πυρήνα.

Το ερώτημα που απασχολεί ιδιαίτερα την περίπτωση ενός μετασχηματιστή ευρείας ζώνης, για τη μετάδοση ραδιοσημάτων από 1 – 30 MHz που αφορά την περίπτωση μας, είναι αν υπάρχει σχέση μεταξύ της συχνότητας του σήματος και της ικανότητας του μετασχηματιστή να μεταβιβάζει σήματα από το ένα τύλιγμα στο άλλο.

Η απάντηση είναι ότι η μέγιστη τιμή της μαγνητικής επαγωγής B_{max} της καμπύλης μαγνητίσεως (σχ. 7.2.4.) εξαρτάται από το συγκεκριμένο μαγνητικό υλικό, τη γεωμετρία

του, τον αριθμό των σπειρωμάτων των τυλιγμάτων, αλλά και από τη συχνότητα του σήματος διέγερσης [28]. Μάλιστα η μέγιστη μαγνητική επαγωγή B_{max} είναι αντιστρόφως ανάλογη προς τη συχνότητα του σήματος. Άρα όσο αυξάνεται η συχνότητα του σήματος, η στάθμη κορεσμού B_{max} μειώνεται με αποτέλεσμα σε υψηλές συχνότητες η μαγνητική ροή που διαρρέει τον πυρήνα να τείνει προς μηδενισμό. Επιπλέον, όπως προαναφέραμε, οι απώλειες υστερήσεως αυξάνονται με την άνοδο της συχνότητας του σήματος. Κατά αυτό τον τρόπο ένας μετασχηματιστής δυσχεραίνει τη μεταβίβαση υψίσυχνων σημάτων, υιοθετώντας συμπεριφορά βαθυπερατού φίλτρου. Άρα ένας μετασχηματιστής ευρείας ζώνης αποτελεί προϊόν σχεδίασης όπου θα πρέπει να επιλεγεί η γεωμετρία του και το σιδηρομαγνητικό υλικό του πυρήνα.

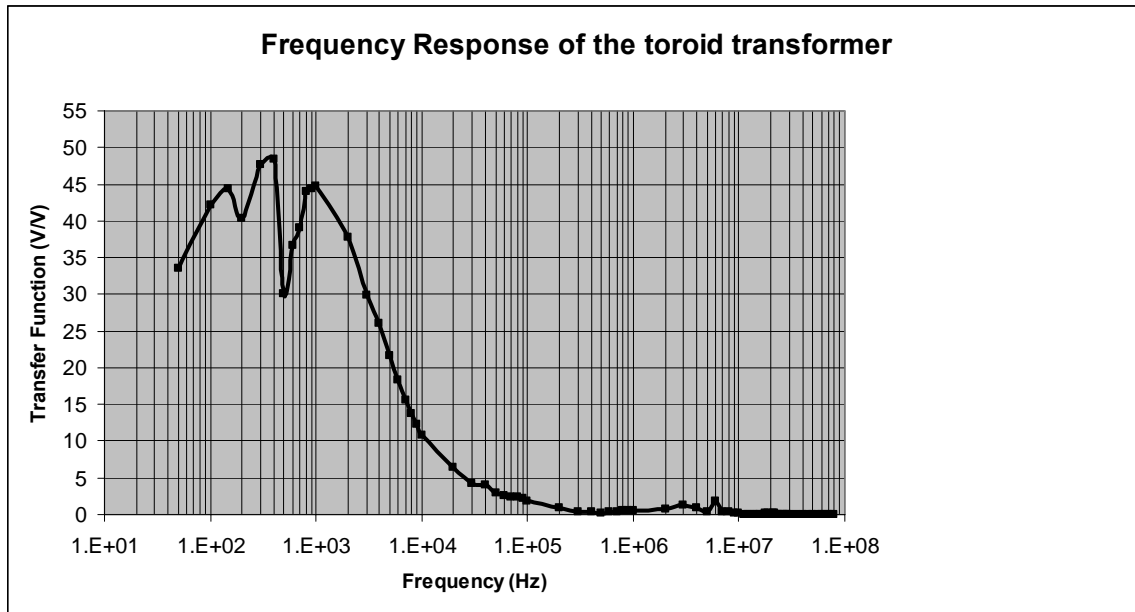
Αρχικά πειραματιζόμαστε με ένα απλό μετασχηματιστή τάσης 230V/ 12V/ 7V του εμπορίου ως προς την απόκριση συχνότητάς του. Ο μετασχηματιστής αυτός έχει κατασκευαστεί για τον υποβιβασμό της τάσης του δικτύου ηλεκτροδότησης των 50Hz σε χαμηλότερες τιμές εναλλασσόμενης τάσης. Ο μετασχηματιστής φέρει τρία τυλίγματα (σχ. 7.2.5.).



Σχήμα 7.2.5. Φωτογραφία τοροειδούς μετασχηματιστή του εμπορίου.

Στο πρωτεύον τύλιγμα διοχετεύεται η εναλλασσόμενη τάση των 230V και στο δευτερεύον τύλιγμα αναμένεται εναλλασσόμενη τάση 12V, ενώ στο τριτεύον αναμένεται εναλλασσόμενη τάση 7V. Η λειτουργία του μετασχηματιστή είναι προφανώς αμφίδρομη.

Έτσι αν εφαρμοστεί τάση 7V στο τριτεύον ή 12V στο δευτερεύον τύλιγμα, τότε στα άκρα του πρωτεύοντος τυλίγματος θα εμφανιστεί εναλλασσόμενη τάση 230V. Προκειμένου να μελετήσουμε τη συμπεριφορά του μετασχηματιστή ως προς τη μεταβίβαση υψίσυχνων σημάτων, συνδέουμε μια γεννήτρια ημιτονοειδών σημάτων στο τριτεύον τύλιγμα και μετράμε την τάση που εμφανίζεται στα άκρα του πρωτεύοντος κυκλώματος. Η μελέτη μας περιλαμβάνει την περιοχή συχνοτήτων από 50Hz ως 80MHz. Η καμπύλη απόκρισης συχνότητας του τοροειδούς μετασχηματιστή εικονίζεται στο σχ. 7.2.6.



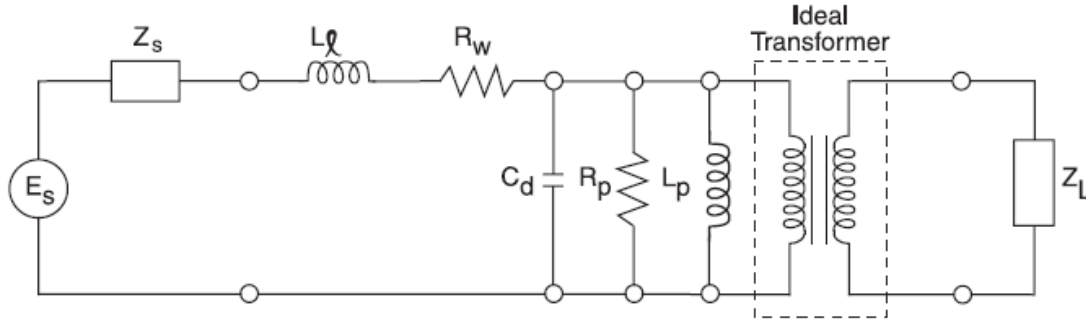
Σχήμα 7.2.6. Καμπύλη απόκρισης συχνότητας του τοροειδούς μετασχηματιστή του εμπορίου. Η συχνότητα δίνεται σε λογαριθμική κλίμακα.

Από την καμπύλη παρατηρούμε καταρχήν ότι επαληθεύεται ο λόγος μετασχηματισμού $\frac{230V}{7V} \approx 33$ για τη συχνότητα των 50Hz. Ως προς την υψίσυχη συμπεριφορά,

παρατηρούμε ότι η απόκριση συχνότητας του μετασχηματιστή σε καμία συχνοτική περιοχή δεν μπορεί να χαρακτηριστεί σταθερή, αλλά εμφανίζει μια φθίνουσα συμπεριφορά με την αύξηση της συχνότητας. Σήματα συχνότητας ως 100kHz μπορούν να μεταβιβαστούν από το ένα τύλιγμα στο άλλο σχετικά ικανοποιητικά, ενώ ο μετασχηματιστής αδυνατεί να μεταβιβάσει σήματα μεγαλύτερης συχνότητας. Ως εκ τούτου η λύση της χρήσης τοροειδούς μετασχηματιστή του εμπορίου, κατασκευασμένου για ανύψωση/ υποβίβαση τάσης συχνότητας 50Hz, εγκαταλείπεται αφού αδυνατεί να μεταβιβάσει με επιτυχία σήματα εντός της επιθυμητής περιοχής συχνοτήτων (1 – 30 MHz).

Όπως έχουμε αναφέρει, η μέγιστη τιμή της μαγνητικής επαγωγής B_{max} που διαρρέει τα τυλίγματα ενός μετασχηματιστή είναι αντιστρόφως ανάλογη της συχνότητας του σήματος και εξαρτάται από το υλικό του πυρήνα, τη γεωμετρία και τον αριθμό των σπειρωμάτων των τυλιγμάτων. Άρα όταν αποτυγχάνει η μεταβίβαση των υψίσυχνων σημάτων μέσα από ένα συγκεκριμένο μετασχηματιστή, όπως στην περίπτωση μας ο

τοροειδής μετασχηματιστής του εμπορίου, θα πρέπει να αλλάξουμε είτε τη γεωμετρία του μετασχηματιστή, είτε τον αριθμό των σπειρωμάτων, είτε το υλικό του πυρήνα. Για τη σχεδίαση ενός μετασχηματιστή ευρείας ζώνης (wideband transformer) θα στηριχτούμε στο ισοδύναμο κύκλωμα [28] του σχ. 7.2.7.



Σχήμα 7.2.7. Ισοδύναμο κύκλωμα μετασχηματιστή ευρείας ζώνης.

Η αυτεπαγωγή L_p συμβολίζει την παράλληλη αυτεπαγωγή που οφείλεται στον περιελιγμένο πυρήνα και η αντίσταση R_p εκφράζει την παράλληλη ωμική αντίσταση του περιελιγμένου πυρήνα. Η αντίσταση R_w εκφράζει την αντίσταση των τυλιγμάτων, η χωρητικότητα C_d την κατανεμημένη χωρητικότητα των τυλιγμάτων, ενώ η αυτεπαγωγή L_ℓ εκφράζει την διαρρέουσα αυτεπαγωγή (leakage inductance) και αντιπροσωπεύει μαγνητική ροή που διαρρέει από τον πυρήνα του μετασχηματιστή. Οι όροι Z_s και Z_L περιγράφουν την σύνθετη αντίσταση της πηγής και του φορτίου αντίστοιχα. Στις χαμηλές συχνότητες, μικρότερες από 1 MHz, η συνεισφορά των όρων L_ℓ και C_d μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα, οπότε από το μοντέλο του σχ. 7.2.7. συνάγουμε το συμπέρασμα ότι ο μετασχηματιστής παρουσιάζει συμπεριφορά υπερατού φίλτρου. Σε υψηλές συχνότητες, της τάξης μερικών MHz, η συνεισφορά του όρου L_p μπορεί να αμεληθεί, οπότε ο μετασχηματιστής εμφανίζει συμπεριφορά

βαθυπερατού φίλτρου δεύτερης τάξης με συντονισμό στη συχνότητα $\omega_0 = \frac{1}{L_\ell \cdot C_d}$.

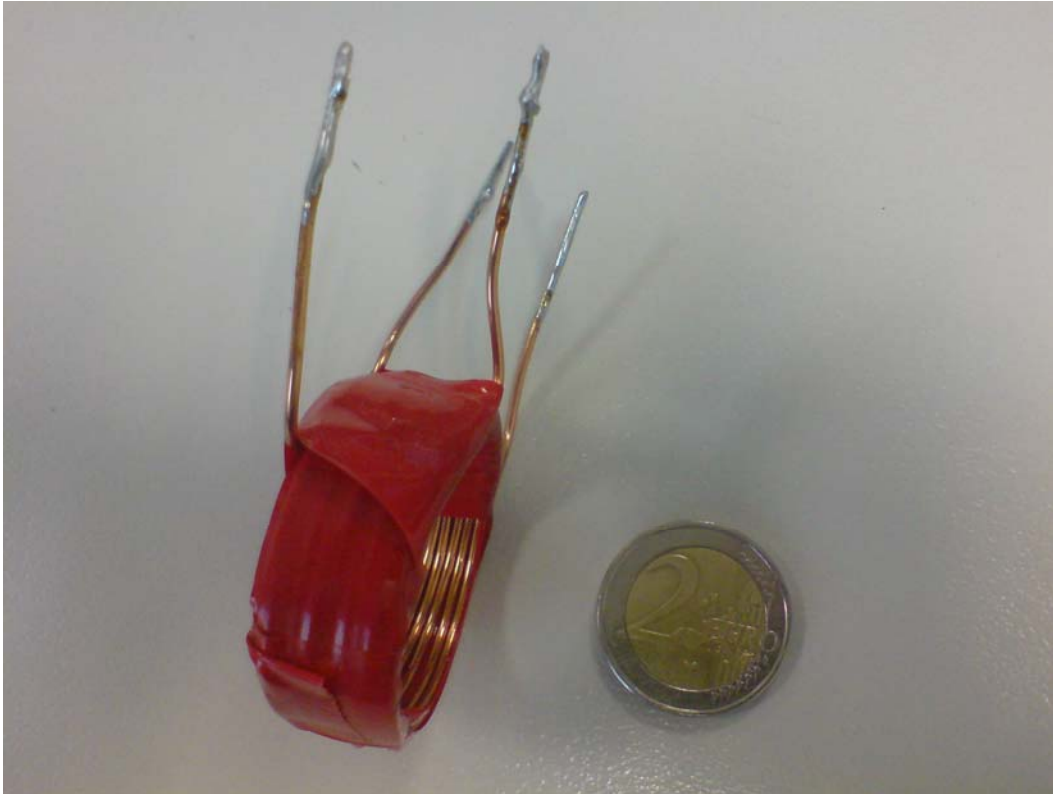
Στόχος της σχεδίασης είναι η συχνότητα συντονισμού ω_0 να είναι μεγαλύτερη από το εύρος ζώνης του σήματος. Οι όροι L_ℓ και C_d εξαρτώνται κυρίως από το τύλιγμα του μετασχηματιστή, και ελαχιστοποιούνται όσο μικραίνει το μήκος του τυλίγματος και ο αριθμός των ελιγμάτων. Η διαρρέουσα μαγνητική ροή (L_ℓ) μπορεί να περιοριστεί με την επιλογή κατάλληλου υλικού για τον πυρήνα του μετασχηματιστή.

Αρχικά πειραματιζόμαστε με την κατασκευή αερόβιων μετασχηματιστών, όπου στον πυρήνα τους δεν υπάρχει μαγνητικό υλικό παρά αέρας. Κατασκευάστηκαν τρεις μετασχηματιστές με πηνιόσυρμα πάχους 1.2mm, τιμή σχετικά υψηλή προκειμένου να διατηρηθεί μικρός ο όρος R_w της αντίστασης των τυλιγμάτων. Όλοι οι

μετασχηματιστές έχουν λόγο τυλιγμάτων 1:1, προκειμένου να έχουμε απλή μεταβίβαση του σήματος, χωρίς ανύψωση ή υποβίβαση της τιμής του. Οι μετασχηματιστές κατασκευάζονται έτσι ώστε το δευτερεύον τύλιγμα να περικλείει το πρωτεύον, όπως φαίνεται στις εικόνες 7.2.8. – 7.2.10.. Τα τυλίγματα είναι ηλεκτρικώς μονωμένα με μονωτική ταινία, ενώ και το πηνιόσυρμα είναι εξωτερικά ψεκασμένο με μονωτική βαφή. Ο πρώτος μετασχηματιστής (σχ. 7.2.8.) φέρει 24 σπείρες σε κάθε τύλιγμα κι έχει διάμετρο 2.5cm. Ο δεύτερος μετασχηματιστής (σχ. 7.2.9.) φέρει 11 σπείρες σε κάθε τύλιγμα και διάμετρο 3.5cm, ενώ ο τρίτος μετασχηματιστής (σχ. 7.2.10.) φέρει 2 σπείρες σε κάθε τύλιγμα και έχει διάμετρο 4cm.



Σχήμα 7.2.8. Πρώτος μετασχηματιστής με 24 σπείρες.

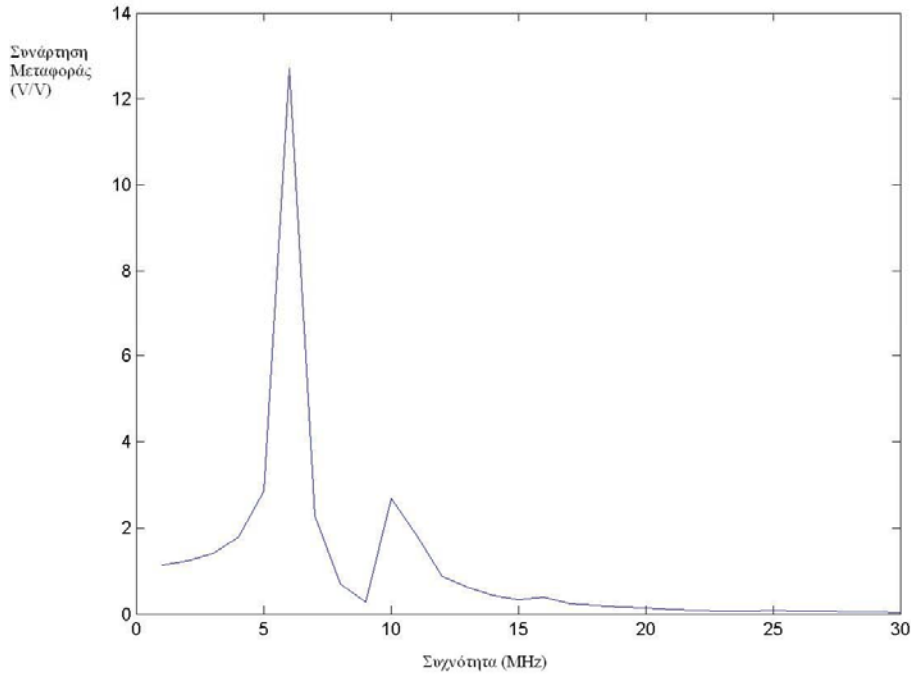


Σχήμα 7.2.9. Δεύτερος μετασχηματιστής με 11 σπείρες.

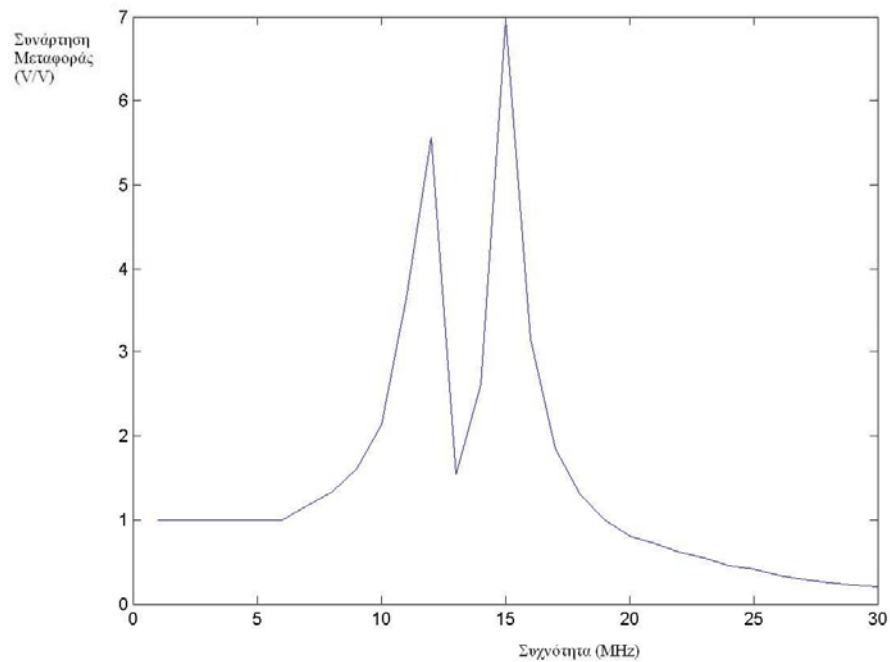


Σχήμα 7.2.10. Τρίτος μετασχηματιστής με 2 σπείρες.

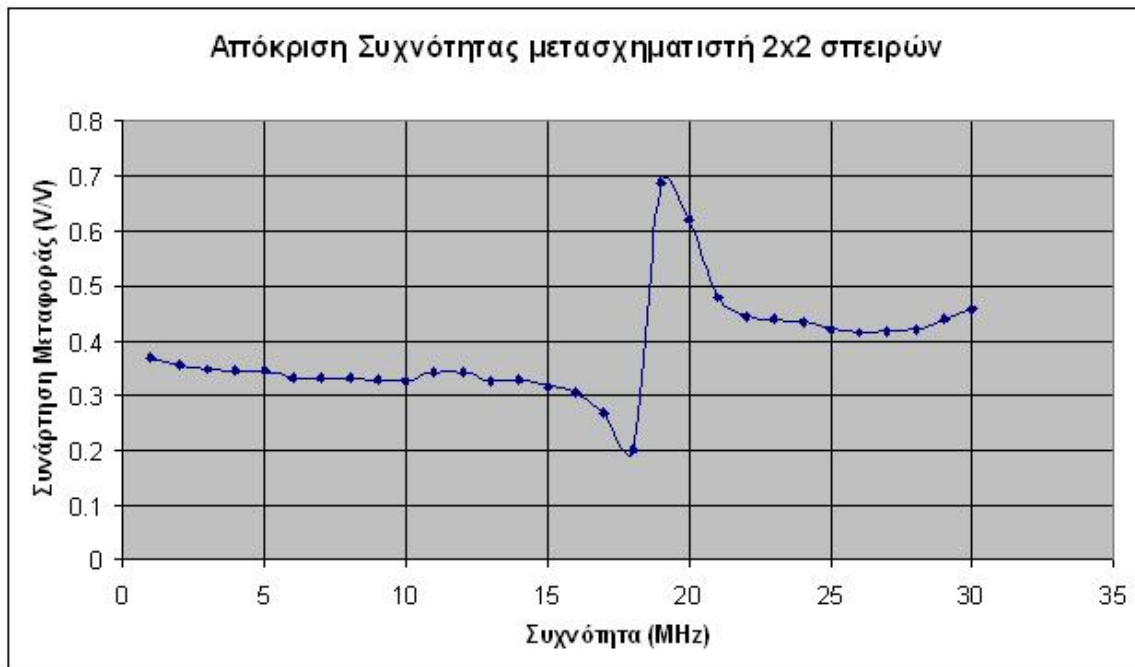
Προκειμένου να εξάγουμε την απόκριση συχνότητας κάθε μετασχηματιστή, συνδέουμε κατά περίπτωση μια γεννήτρια ημιτονικών σημάτων από 1MHz ως 30MHz στο πρωτεύον και παρατηρούμε το σήμα στο δευτερεύον μέσω ψηφιακού παλμογράφου. Οι χαρακτηριστικές των μετασχηματιστών εικονίζονται στα 7.2.11. – 7.2.13.



Σχήμα 7.2.11. Συνάρτηση μεταφοράς μετασχηματιστή 24 σπειρών.



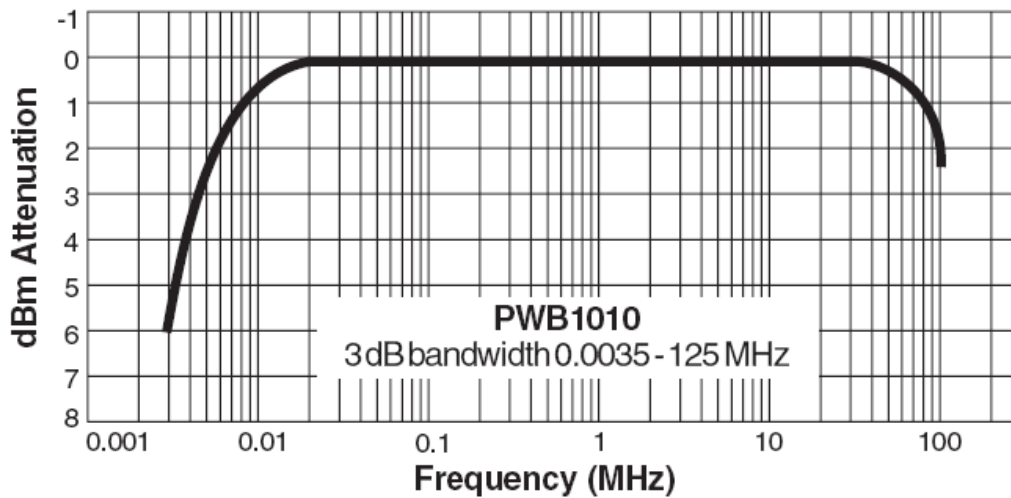
Σχήμα 7.2.12. Συνάρτηση μεταφοράς μετασχηματιστή 11 σπειρών.



Σχήμα 7.2.13. Συνάρτηση μεταφοράς μετασχηματιστή 2 σπειρών.

Παρατηρούμε ότι ο πρώτος μετασχηματιστής εμφανίζει συντονισμούς γύρω στα 5 – 10 MHz και στη συνέχεια το σήμα εξασθενεί ενώ, καθώς ελαττώνονται οι σπείρες, οι συντονισμοί, όπως αναμενόταν, μετατίθενται σε υψηλότερες συχνότητες, αρχικά μεταξύ 10 – 15 MHz και στον τρίτο μετασχηματιστή μεταξύ 15 – 20 MHz. Σε κάθε περίπτωση πάντως η απόκριση των μετασχηματιστών εμφανίζει έντονες διακυμάνσεις που αλλοιώνουν σημαντικά την μεταβίβαση του όποιου ευρυζωνικού σήματος, καθιστώντας κάτι τέτοιο αδύνατο με τους συγκεκριμένους μετασχηματιστές. Μόνο με τη χρήση κατάλληλου μαγνητικού υλικού στον πυρήνα του μετασχηματιστή είναι δυνατό να αυξηθεί η μαγνητική ροή που διαρρέει τα τυλίγματα του μετασχηματιστή, οι συντονισμοί να μετακινηθούν σε υψηλότερες συχνότητες κι έτσι να σταθεροποιηθεί η απόκριση του μετασχηματιστή στην επιθυμητή περιοχή των 1 – 30 MHz.

Για τούτο χρησιμοποιείται κατάλληλος μετασχηματιστής ευρείας ζώνης (wideband RF transformer) με πυρήνα από κατάλληλο σιδηρομαγνητικό υλικό (φερρίτη – ferrite). Συγκεκριμένα επιλέγεται το μοντέλο PWB1010LB της εταιρίας Coilcraft Inc. [29]. Ο μετασχηματιστής είναι διαστάσεων $7.20\text{mm} \times 6.48\text{mm} \times 4.45\text{mm}$ και βάρους $250 - 270\text{mg}$. Ο λόγος των σπειρωμάτων του πρωτεύοντος προς τα σπειρώματα του δευτερεύοντος είναι 1:1, γεγονός που σημαίνει ότι ο μετασχηματιστής μεταβιβάζει αυτούσια σήματα εντός του εύρους ζώνης λειτουργία του χωρίς να τα ενισχύει ή να τα εξασθενεί. Το εύρος ζώνης λειτουργίας του μετασχηματιστή, όπως ορίζεται στις προδιαγραφές του [29], εικονίζεται στο σχ. 7.2.14.

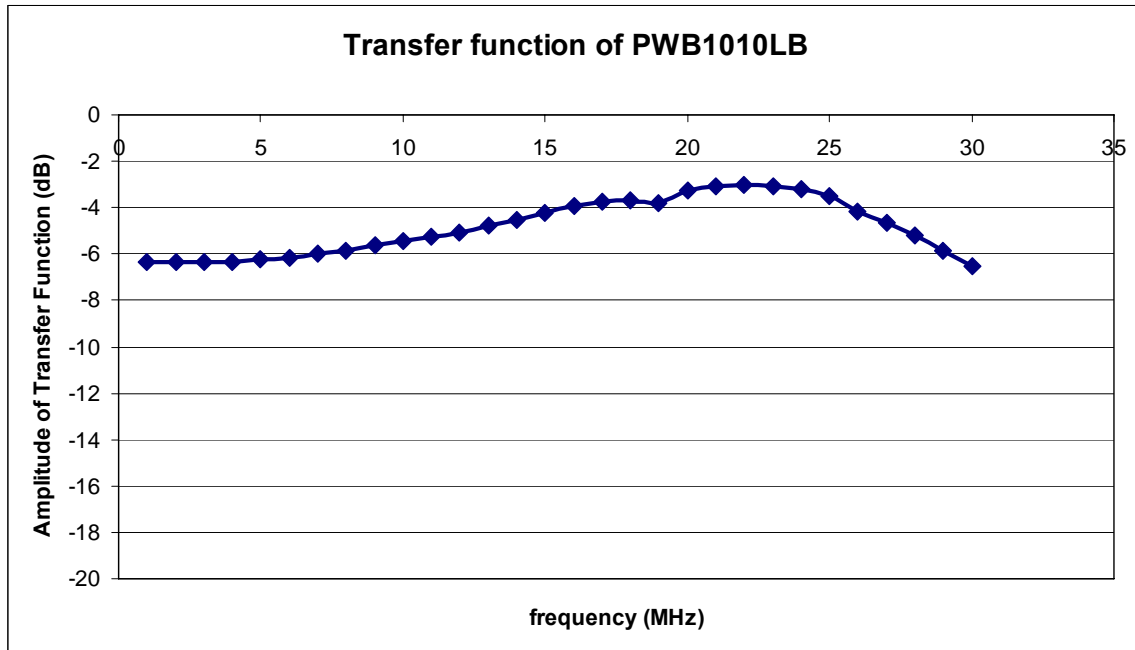


Σχήμα 7.2.14. Εύρος ζώνης του μετασχηματιστή PWB1010LB.

Όπως φαίνεται στο σχ. 7.2.14., ο μετασχηματιστής παρουσιάζει συμπεριφορά ζωνοπερατού φίλτρου εμφανίζοντας σταθερή απόκριση και μηδενική εξασθένηση στη ζώνη διέλευσης, ενώ η εξασθένηση μεγαλώνει σταδιακά σε μεγαλύτερες και σε μικρότερες συχνότητες. Το εύρος ζώνης, όπως οριοθετείται από τα σημεία εξασθένησης 3dB (3dB bandwidth), είναι μεταξύ 3.5kHz και 125MHz. Το 2dB εύρος ζώνης του μετασχηματιστή οριοθετείται στην περιοχή 4.5kHz – 100MHz, ενώ το 1dB εύρος ζώνης στην περιοχή 7kHz – 80MHz. Επομένως, το εκπεμπόμενο/ λαμβανόμενο σήμα του τηλεπικοινωνιακού μας συστήματος στην περιοχή 1 – 30MHz πρέπει να μεταβιβάζεται από το ένα τύλιγμα του μετασχηματιστή στο άλλο με εξασθένηση λιγότερη από 1dB. Στο σημείο αυτό θα πρέπει να τονίσουμε ότι η δεδομένη απόκριση συχνότητας του μετασχηματιστή προκύπτει υπό την προϋπόθεση ότι πρωτεύον και δευτερεύον τύλιγμα τερματίζονται με 50Ω φορτία. Ο μετασχηματιστής μπορεί να μεταβιβάσει από το ένα τύλιγμα στο άλλο σήμα μέγιστης ισχύος ¼ Watt. Επιπλέον, ο μετασχηματιστής παρέχει 400V ac απομόνωση μεταξύ των τυλιγμάτων (interwinding isolation), πράγμα που σημαίνει ότι η τάση του δικτύου (230V) δεν μεταβιβάζεται από το ένα τύλιγμα στο άλλο. Έτσι εξασφαλίζεται η επιθυμητή απομόνωση του δικτύου τάσης από τα τηλεπικοινωνιακά κυκλώματα.

Προκειμένου να επαληθεύσουμε την ορθή συμπεριφορά του μετασχηματιστή στην επιθυμητή περιοχή 1 – 30MHz, θα πρέπει η ισοδύναμη αντίσταση του κυκλώματος μέτρησης, που συνδέεται στο πρωτεύον και στο δευτερεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή, να είναι 50Ω. Έτσι στο πρωτεύον τύλιγμα συνδέεται γεννήτρια ημιτονικών κυματομορφών εσωτερικής αντίστασης 50Ω. Η έξοδος της γεννήτριας συνδέεται στο πρωτεύον τύλιγμα μέσω ομοαξονικού καλωδίου χαρακτηριστικής αντίστασης 50Ω. Στο δευτερεύον τύλιγμα συνδέεται ομοαξονικό καλώδιο χαρακτηριστικής αντίστασης 50Ω που καταλήγει σε φορτίο 50Ω. Η γεννήτρια παράγει ημιτονικές κυματομορφές συχνότητας 1 – 30MHz. Με τη βοήθεια probe μετράμε σε ψηφιακό παλμογράφο την τάση στα άκρα του πρωτεύοντος και την τάση στα άκρα του δευτερεύοντος για κάθε κυματομορφή από 1MHz ως 30MHz με βήμα 1MHz. Από το λόγο της τάσης του

δευτερεύοντος προς την τάση του πρωτεύοντος για κάθε περίπτωση προκύπτει η χαρακτηριστική του μετασχηματιστή, που παρουσιάζεται στο σχ. 7.2.15.

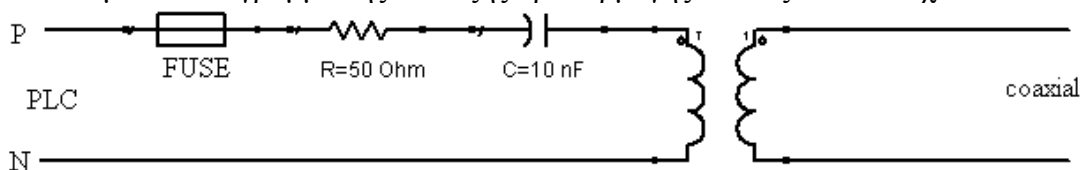


Σχήμα 7.2.15. Πειραματική χαρακτηριστική του μετασχηματιστή PWB1010LB.

Παρατηρούμε ότι παρά τις όποιες μικροαποκλίσεις στο πλάτος της συνάρτησης μεταφοράς που φτάνουν ακόμα και τα 3dB , η απόκριση συχνότητας του μετασχηματιστή ακολουθεί σε γενικές γραμμές την αναμενόμενη από τις προδιαγραφές (σχ. 7.2.14). Ως εκ τούτου, ο συγκεκριμένος RF μετασχηματιστής προκρίνεται για χρήση στην διάταξη προσαρμογής των τηλεπικοινωνιακών κυκλωμάτων στο δίκτυο τάσης.

7.3 Περιγραφή προσαρμοστικής διάταξης

Το κυκλωματικό διάγραμμα της διάταξης προσαρμογής εικονίζεται στο σχ. 7.3.1.



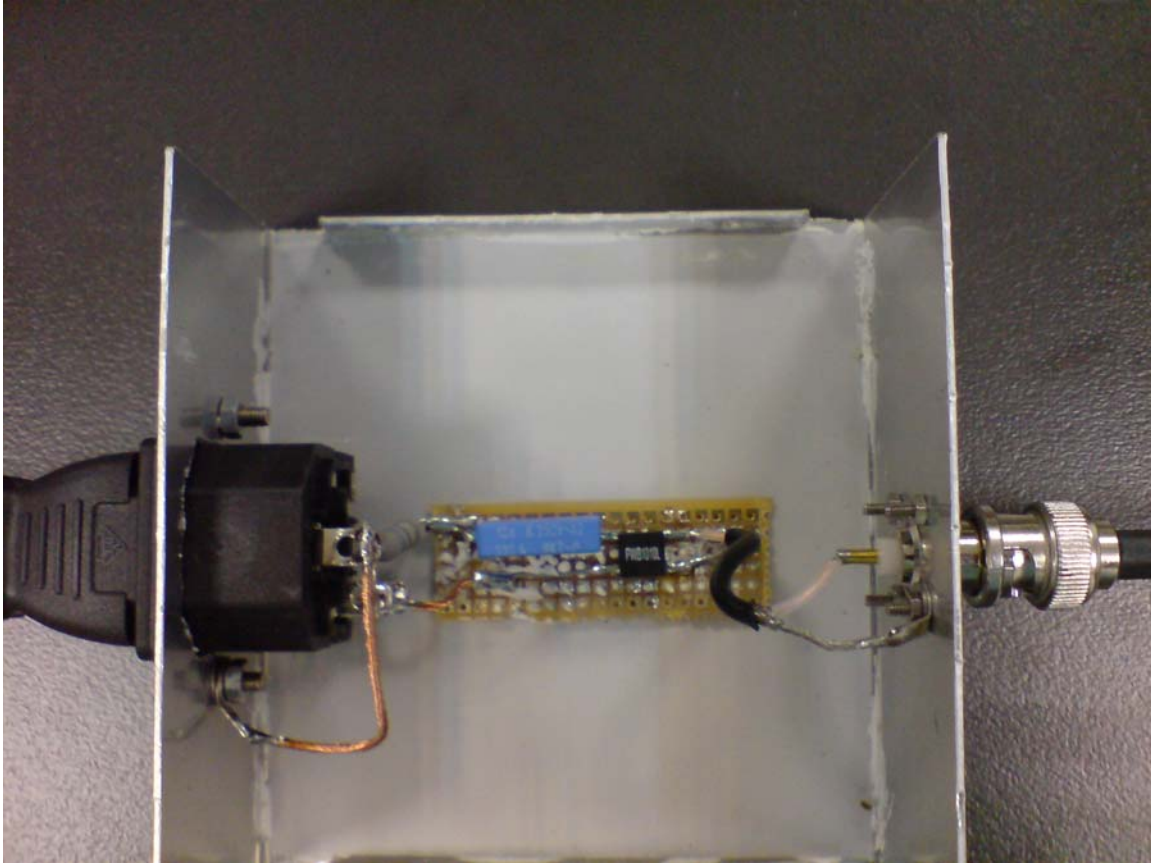
Σχήμα 7.3.1. Διάγραμμα διάταξης προσαρμογής.

Πανομοιότυπη διάταξη προσαρμογής χρησιμοποιείται τόσο κατά την εκπομπή, για την έγχυση του σήματος στις γραμμές τάσης, όσο και κατά τη λήψη, για την εξαγωγή του σήματος από το ηλεκτρικό δίκτυο. Σε κάθε περίπτωση, το πρωτεύον του μετασχηματιστή συνδέεται στην πλευρά του δικτύου τάσης, ενώ το δευτερεύον στην πλευρά του αναπτυξιακού, είτε αυτό υλοποιεί το κύκλωμα πομπού είτε το κύκλωμα του δέκτη. Προκειμένου να εξασφαλιστεί η ορθή απόκριση συχνότητας του μετασχηματιστή, θα πρέπει, όπως αναφέραμε στην προηγούμενη ενότητα, το κάθε τύλιγμα να «βλέπει»

φορτίο 50Ω . Για την περίπτωση του δευτερεύοντος τυλίγματος, που συνδέεται στο αναπτυξιακό, κάτι τέτοιο ισχύει πάντοτε. Αν το αναπτυξιακό λειτουργεί ως πομπός, τότε το δευτερεύον συνδέεται σε κάποιο από τα κανάλια εξόδου του αναπτυξιακού, που είναι τερματισμένα στα 50Ω . Αν το αναπτυξιακό λειτουργεί ως δέκτης, τότε το δευτερεύον συνδέεται σε κάποιο από τα κανάλια εισόδου, που επίσης είναι τερματισμένα στα 50Ω . Όσον αφορά την περίπτωση του πρωτεύοντος τυλίγματος, που συνδέεται στις γραμμές τάσης, η τιμή του φορτίου που βλέπει δεν είναι σταθερή αλλά παρουσιάζει διακυμάνσεις που εξαρτώνται από τις συσκευές που συνδέονται στο δίκτυο καθώς και από τη γενικότερη τοπολογία του δικτύου. Λόγω της ακανόνιστης δομής ενός οικιακού δικτύου, η ακριβής τιμή του φορτίου που συνδέεται στο πρωτεύον είναι δύσκολο να προσδιοριστεί, συνήθως όμως είναι της τάξης μερικών Ohms. Προκειμένου να εξασφαλιστεί η ορθή απόκριση του μετασχηματιστή, στο πρωτεύον συνδέεται σε σειρά αντίσταση 50Ω ώστε η σύνθετη αντίσταση του πρωτεύοντος να κυμαίνεται γύρω στα 50Ω και σε κάθε περίπτωση να μην πέφτει κάτω από 50Ω .

Η μέγιστη ισχύς του RF σήματος που μπορεί να μεταβιβάσει ο μετασχηματιστής είναι $\frac{1}{4}$ Watt. Εφόσον η ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση κάθε τυλίγματος μπορεί να θεωρηθεί γύρω στα 50Ω , ο μετασχηματιστής μπορεί να μεταβιβάσει σήμα μεγίστου πλάτους $3.5V$. Από τις προδιαγραφές των καναλιών εισόδου – εξόδου της αναπτυξιακής πλατφόρμας, όπως περιγράφηκαν στο 4^ο κεφάλαιο, προκύπτει ότι το αναπτυξιακό μπορεί να δεχθεί ή να εκπέμψει σήματα μεγίστου πλάτους $2V$. Άρα ο μετασχηματιστής μπορεί με επιτυχία να μεταβιβάσει τα σήματα που είναι δυνατό να εκπέμψει ο πομπός και να λάβει ο δέκτης.

Όπως προαναφέρθηκε, ο μετασχηματιστής δεν επιτρέπει τη διέλευση της εναλλασσόμενης τάσης των $50Hz$ από το πρωτεύον στο δευτερεύον. Ως επιπλέον ασφαλιστική δικλείδα, τοποθετείται σε σειρά στο πρωτεύον πυκνωτής χωρητικότητας $10nF$, που αποκόπτει τη συχνότητα των $50Hz$. Επιπλέον ο πυκνωτής αυτός εξασθενεί και θόρυβο των γραμμών τάσης με φασματικό περιεχόμενο μικρότερο του $1MHz$, ώστε ο θόρυβος να επηρεάζει κατά το δυνατό λιγότερο τη λειτουργία των κυκλωμάτων πομπού και δέκτη. Τέλος, στο πρωτεύον συνδέεται και ασφάλεια $0.5A$ ώστε να προστατεύει την διάταξη προσαρμογής και τα αναπτυξιακά από τυχόν διαρροές. Να σημειώσουμε ότι δεδομένου του μεγίστου πλάτους $2V$ των σημάτων που μπορούν να εκπεμφθούν/ληφθούν, η φυσιολογική λειτουργία του κυκλώματος προϋποθέτει ρεύματα έντασης όχι μεγαλύτερης από $100mA$.



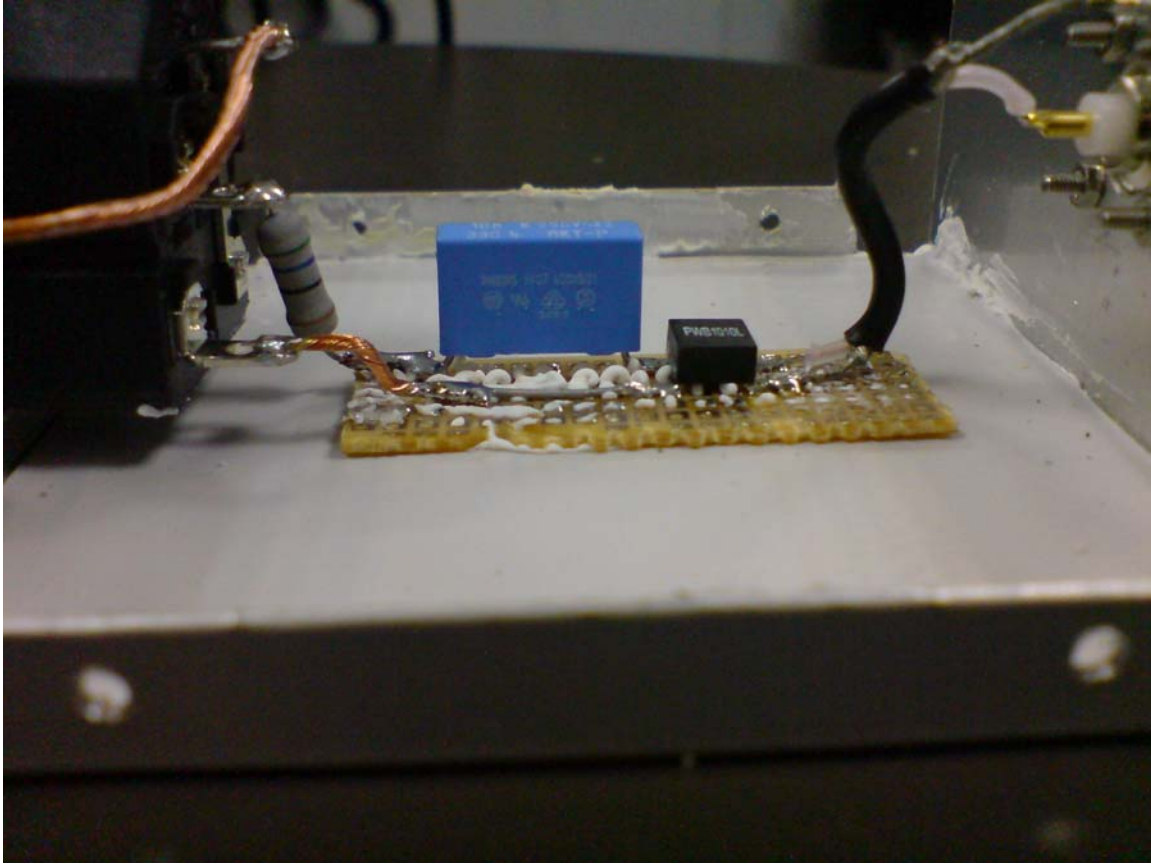
Σχήμα 7.3.2. Η πειραματική προσαρμοστική διάταξη.

Το σχ. 7.3.2. παρουσιάζει μια φωτογραφία της προσαρμοστικής διάταξης που κατασκευάσαμε. Πάνω σε τμήμα διάτρητης πλακέτας κολλήσαμε τον μετασχηματιστή και στο πρωτεύον του συνδέθηκαν ο πυκνωτής 10nF και ο αντιστάτης 50Ω. Η διάτρητη πλακέτα τοποθετήθηκε εντός μεταλλικού πλαισίου και στερεώθηκε στον πυθμένα του πλαισίου με μονωτική κόλλα. Κατάλληλο κάλυμμα βιδώνει στο μεταλλικό πλαίσιο καθιστώντας δυσπρόσιτο το κύκλωμα της πλακέτας στον όποιο χρήστη, πάντοτε για λόγους ασφαλείας (σχ. 7.3.3.). Στο μεταλλικό πλαίσιο έχουν τοποθετηθεί δύο βύσματα, ένα βύσμα BNC για σασί στη μία πλευρά του πλαισίου και ένα βύσμα για καλώδιο τροφοδοσίας τύπου C14 για σασί με θέση για ασφάλεια (C14 chassis socket with fuse holder) στην άλλη πλευρά. Το βύσμα BNC φέρει δύο ακροδέκτες, ένα ακροδέκτη για το ωφέλιμο σήμα και ένα ακροδέκτη γης. Οι δύο ακροδέκτες του BNC βύσματος συνδέονται με τους ακροδέκτες του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή μέσω τμήματος ομοαξονικού καλωδίου χαρακτηριστικής αντίστασης 50Ω, όπως φαίνεται στο σχ. 7.3.2.. Το βύσμα BNC εξωτερικά επιτρέπει τη σύνδεση ομοαξονικού καλωδίου που καταλήγει στα κανάλια εισόδου – εξόδου των αναπτυξιακών.



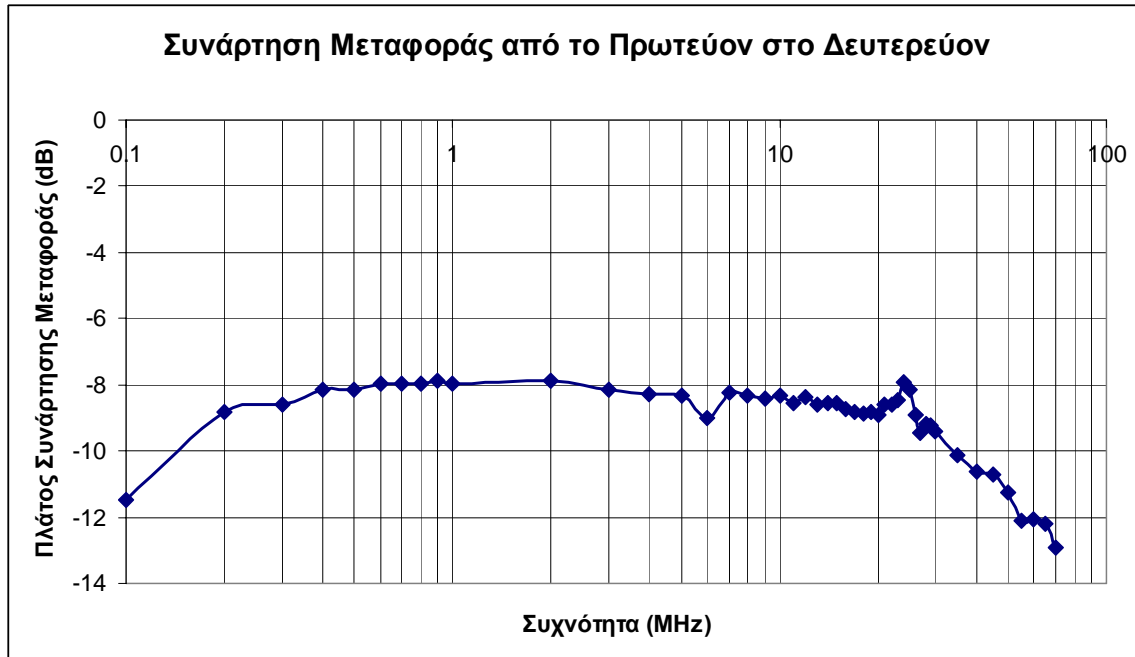
Σχήμα 7.3.3. Άποψη της πειραματικής προσαρμοστικής διάταξης.

Το βύσμα C14 φέρει τρεις ακροδέκτες, τον ακροδέκτη φάσης, ουδέτερου και γης. Οι ακροδέκτες αυτοί επιτρέπουν εξωτερικά τη σύνδεση καλωδίου τροφοδοσίας που καταλήγει σε ρευματοδότη τύπου F μιας οικιακής ηλεκτρικής εγκατάστασης. Οι τρεις ακροδέκτες του βύσματος επεκτείνονται εσωτερικά του πλαισίου με την ιδιαιτερότητα ότι μεταξύ του εξωτερικού και του εσωτερικού ακροδέκτη φάσης παρεμβάλλεται κενός χώρος που επιτρέπει την τοποθέτηση ασφάλειας (fuse). Μόνο όταν είναι τοποθετημένη ασφάλεια υπάρχει αγωγή διαδρομή μεταξύ του εξωτερικού και εσωτερικού ακροδέκτη φάσης. Ο εσωτερικός ακροδέκτης φάσης συνδέεται με τον αντιστάτη του κυκλώματος του πρωτεύοντος, ενώ ο ουδέτερος συνδέεται στον ελεύθερο ακροδέκτη του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή (σχ. 7.3.4.). Ο ακροδέκτης γης γειώνεται στο μεταλλικό κουτί για λόγους ασφαλείας.



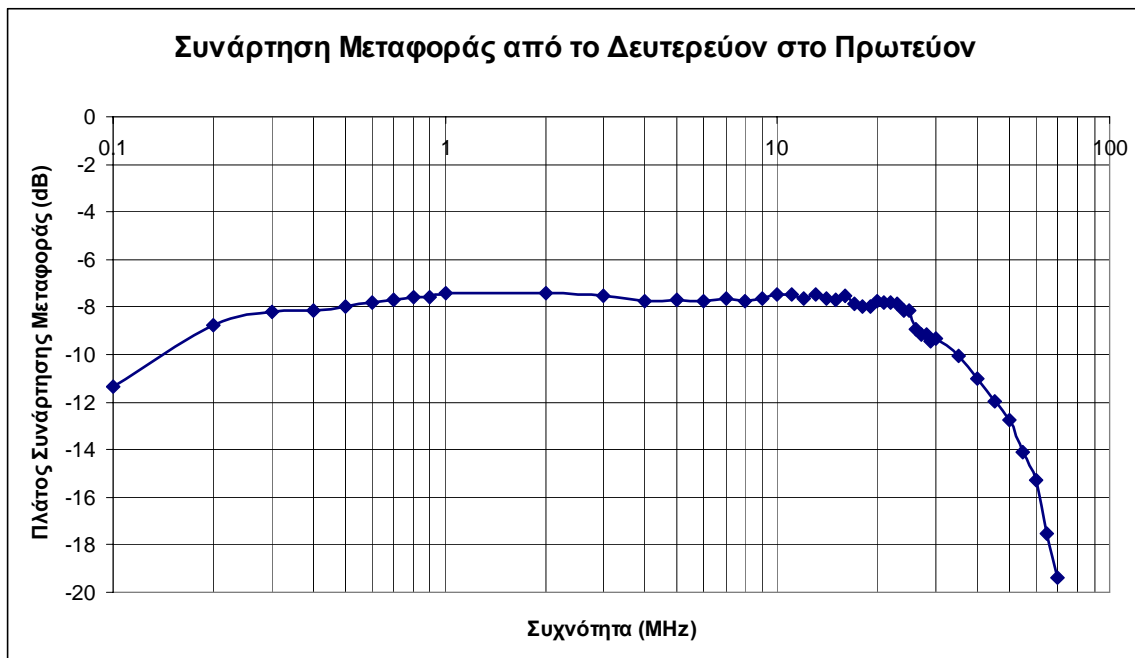
Σχήμα 7.3.4. Εσωτερική άποψη της προσαρμοστικής διάταξης.

Προκειμένου να προσδιορίσουμε τη συνάρτηση μεταφοράς της τελικής προσαρμοστικής διάταξης, συνδέουμε μια γεννήτρια ημιτονικών κυματομορφών στον ένα ακροδέκτη, και ένα φορτίο 50Ω στον άλλο ακροδέκτη. Με τη βοήθεια probe μετράμε την τάση στους ακροδέκτες εισόδου και εξόδου της διάταξης προσαρμογής και υπολογίζουμε την εξασθένηση προσδιορίζοντας το λόγο τάσης. Η διαδικασία μέτρησης επαναλαμβάνεται για ημιτονικές κυματομορφές από 100kHz ως 70MHz . Αρχικά συνδέουμε τη γεννήτρια εσωτερικής αντίστασης 50Ω στους ακροδέκτες φάσης και ουδετέρου του βύσματος C14 με τη βοήθεια ομοαξονικού καλωδίου. Στο BNC βύσμα συνδέουμε φορτίο 50Ω και προσδιορίζουμε τους λόγους της τάσης στους ακροδέκτες του βύσματος BNC προς την τάση στους ακροδέκτες του C14 βύσματος. Η συνάρτηση μεταφοράς της διάταξης φαίνεται στο σχ. 7.3.5..



Σχήμα 7.3.5. Συνάρτηση Μεταφοράς της Προσαρμοστικής Διάταξης για μεταβίβαση σήματος από το C14 βύσμα στο BNC βύσμα.

Στη συνέχεια συνδέουμε τη γεννήτρια στο BNC βύσμα και φορτίο 50Ω μεταξύ των ακροδεκτών φάσης – ουδετέρου του C14 βύσματος. Ακολουθώντας παρόμοια διαδικασία, προσδιορίζουμε την απόκριση συχνότητας της διάταξης προσαρμογής από την πλευρά του τηλεπικοινωνιακού κυκλώματος προς το κύκλωμα τάσης (σχ. 7.3.6.).

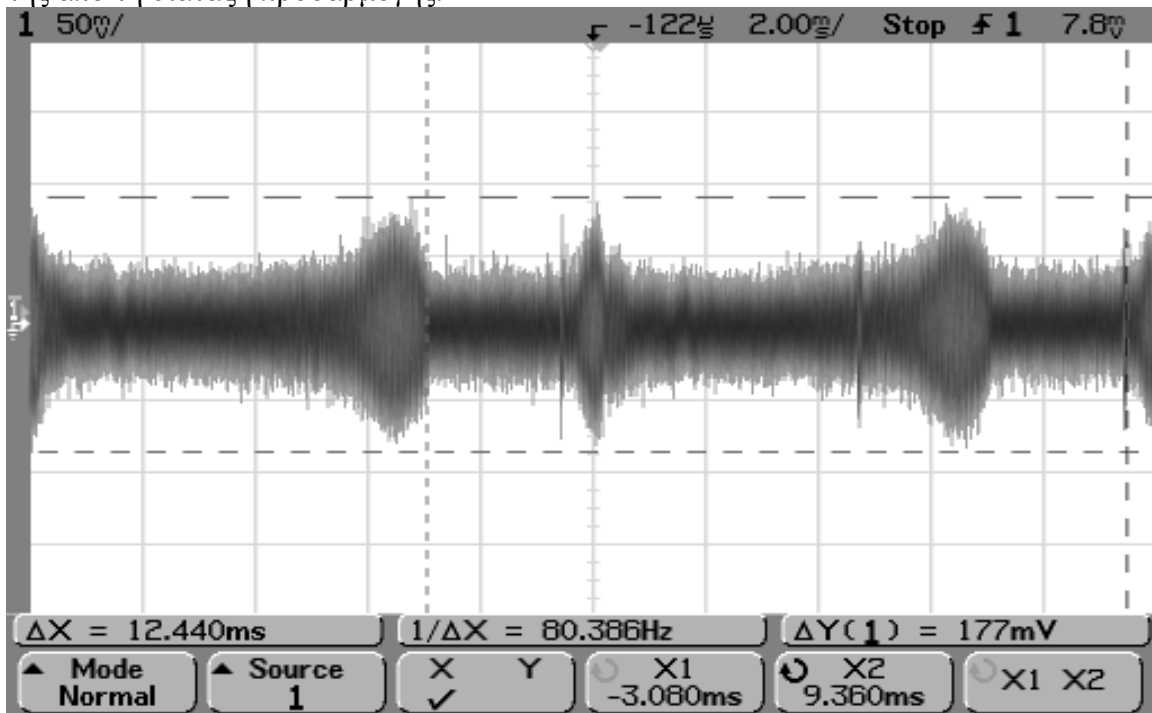


Σχήμα 7.3.6. Συνάρτηση Μεταφοράς της Προσαρμοστικής Διάταξης για μεταβίβαση σήματος από το BNC βύσμα στο C14 βύσμα.

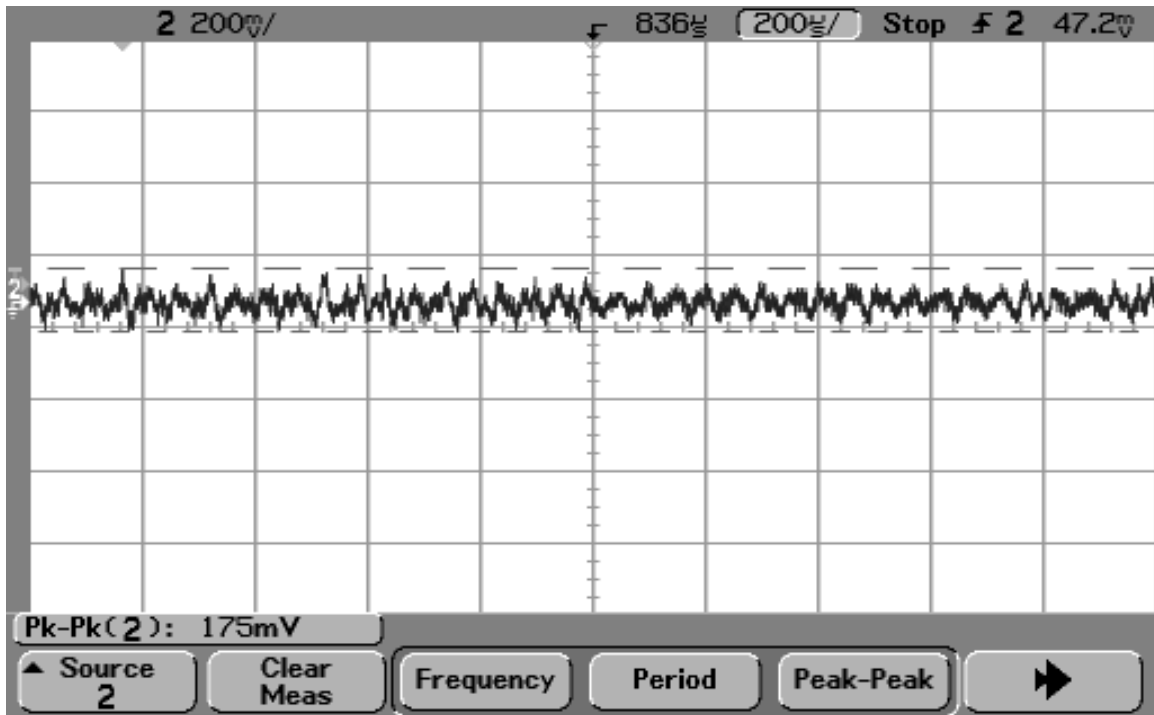
7.4 Λειτουργία της διάταξης προσαρμογής στο ηλεκτρικό δίκτυο

Για να προσδιορίσουμε την ορθή λειτουργία της διάταξης προσαρμογής, την συνδέουμε με κατάλληλο καλώδιο τροφοδοσίας στο ηλεκτρικό δίκτυο και συνδέουμε στο BNC βύσμα φορτίο 50Ω. Μετράμε την τάση με τη βοήθεια παλμογράφου στα άκρα του φορτίου. Στόχος μας είναι να επιβεβαιώσουμε ότι η τάση των 230V/ 50Hz δεν διέρχεται μέσα από τη διάταξη προσαρμογής. Παράλληλα προσδιορίζουμε τη μορφή και το ύψος του θορύβου που συναντάμε στο οικιακό δίκτυο και υπεισέρχεται ως αιτία σφαλμάτων στο τηλεπικοινωνιακό μας σύστημα. Να σημειωθεί ότι ένα σημαντικό μέρος του θορύβου κάτω των 100kHz εξασθενεί κατά τη διέλευσή του μέσα από τη διάταξη προσαρμογής.

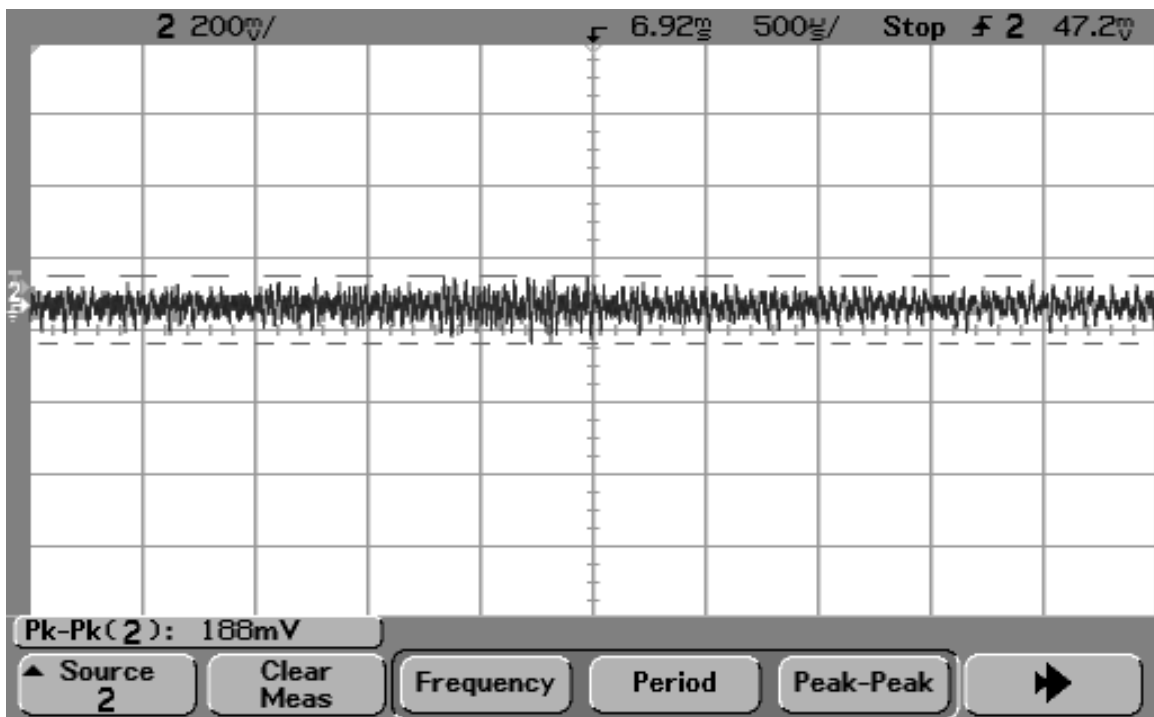
Τα σχήματα 7.4.1. – 7.4.13. παρουσιάζουν την εικόνα του θορύβου όπως καταγράφηκε στον ψηφιακό παλμογράφο σε διάφορες χρονικές στιγμές. Στις μετρήσεις δεν εμφανίζεται καθόλου η τάση των 230V/ 50Hz, γεγονός που επιβεβαιώνει την αποκοπή της από τη διάταξη προσαρμογής.



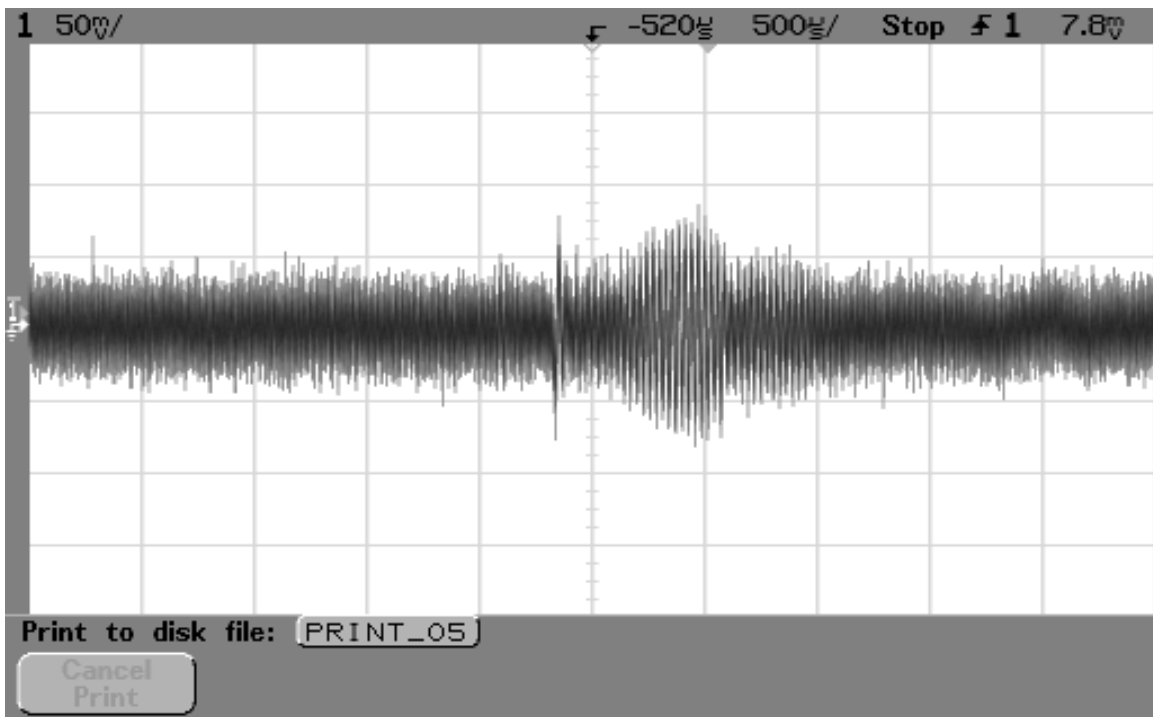
Σχήμα 7.4.1. Εικόνα PLC θορύβου σε χρόνο 20ms.



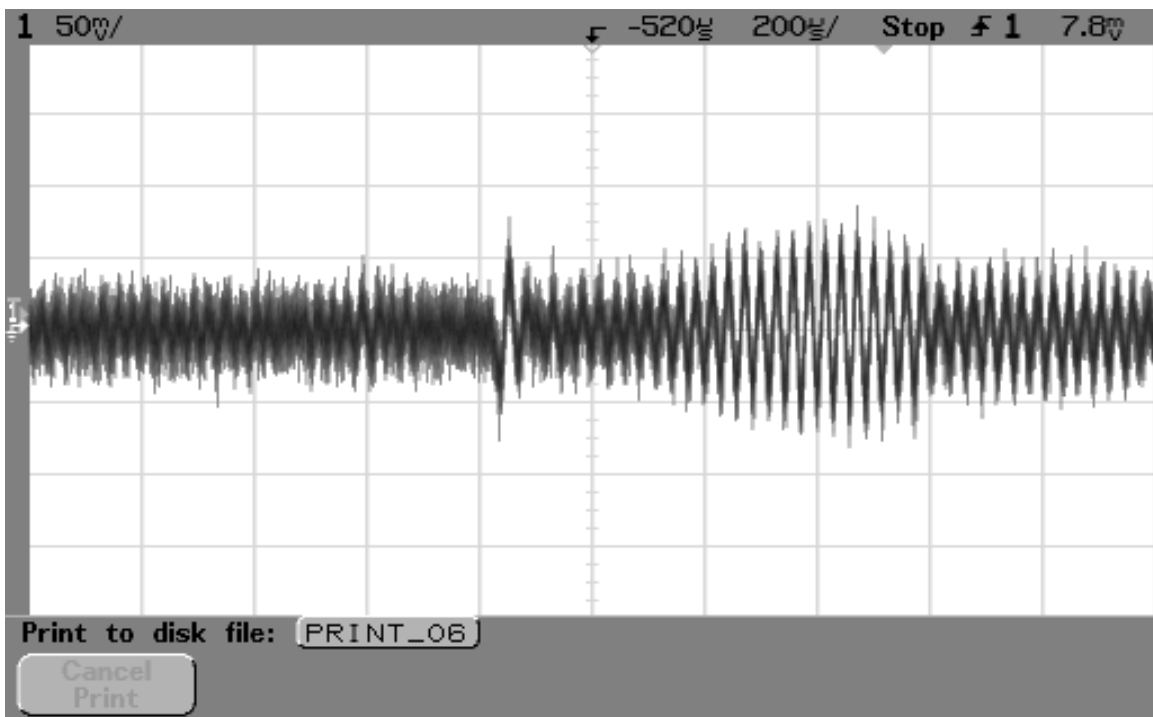
Σχήμα 7.4.2. Εικόνα PLC θορύβου υποβάθρου.



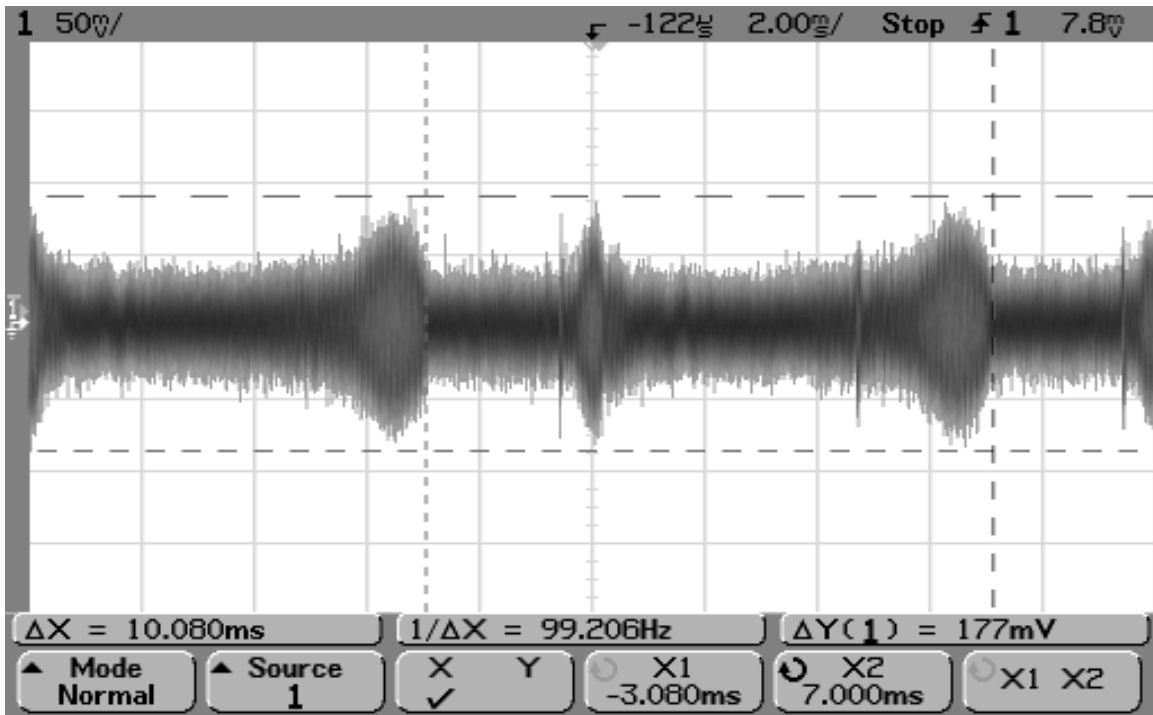
Σχήμα 7.4.3. Εικόνα PLC θορύβου υποβάθρου.



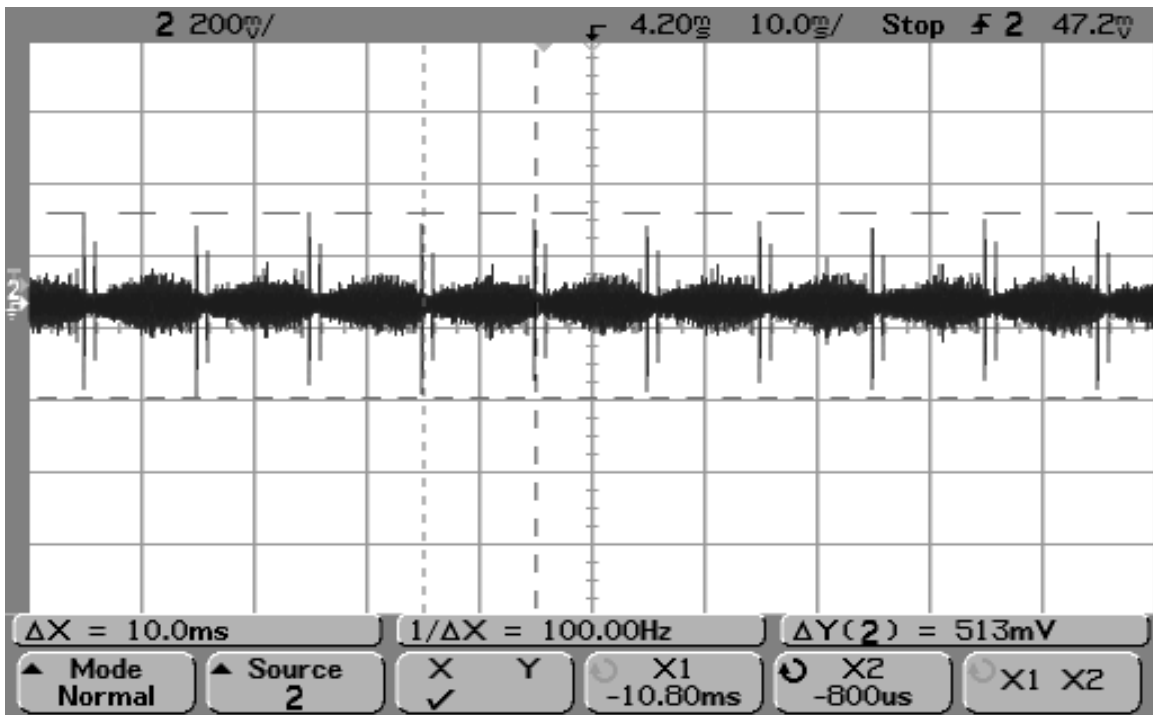
Σχήμα 7.4.4. Κρουστικός θόρυβος.



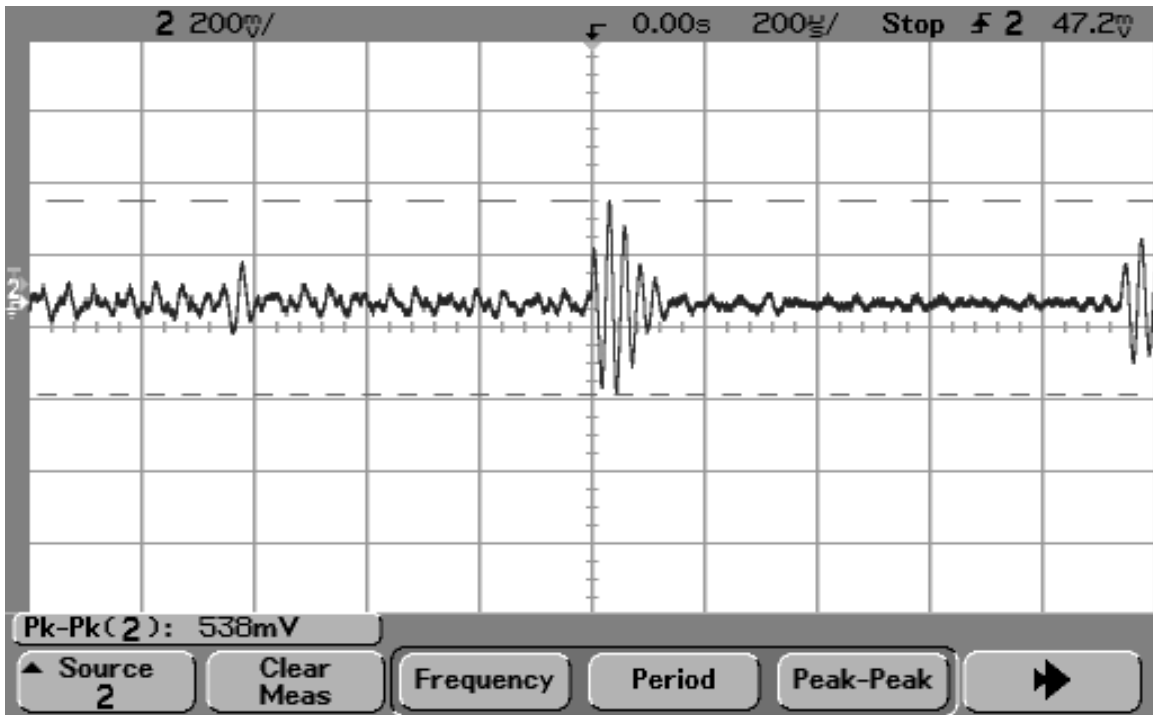
Σχήμα 7.4.5. Κρουστικός θόρυβος σε μεγέθυνση.



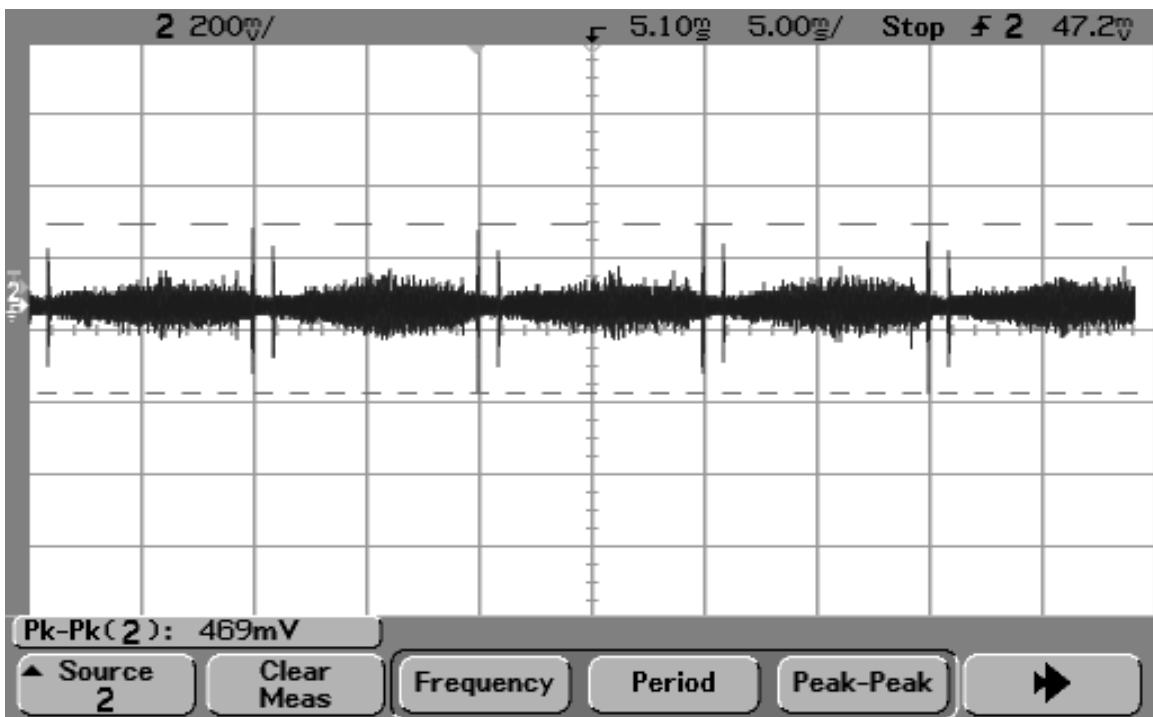
Σχήμα 7.4.6. Περιοδικός και τυχαίος κρουστικός θόρυβος.



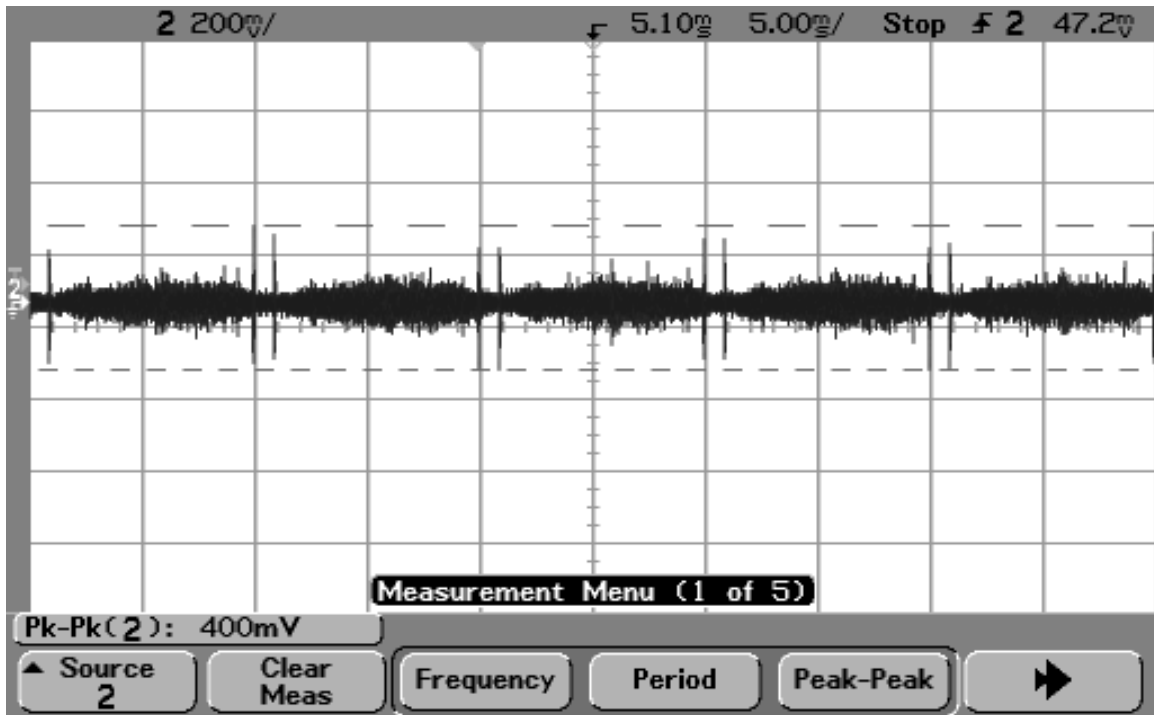
Σχήμα 7.4.7. Εικόνα μεγίστου πλάτους κρουστικών παλμών.



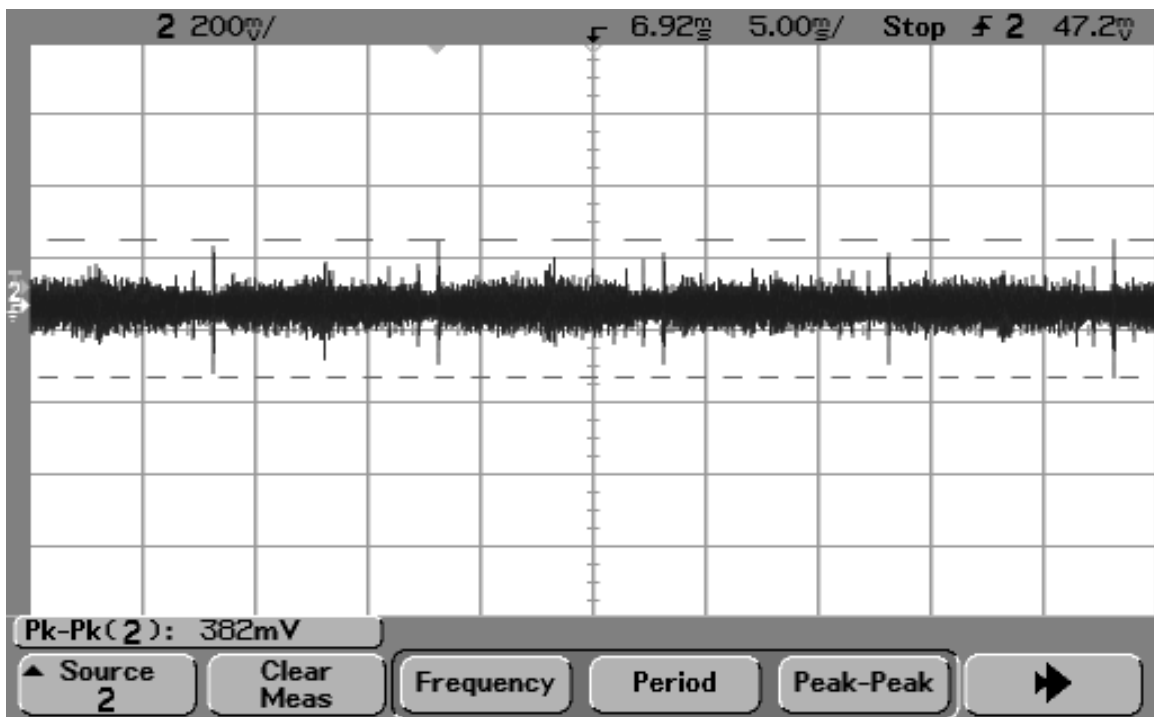
Σχήμα 7.4.8. Μεγέθυνση κρουστικού περιοδικού παλμού.



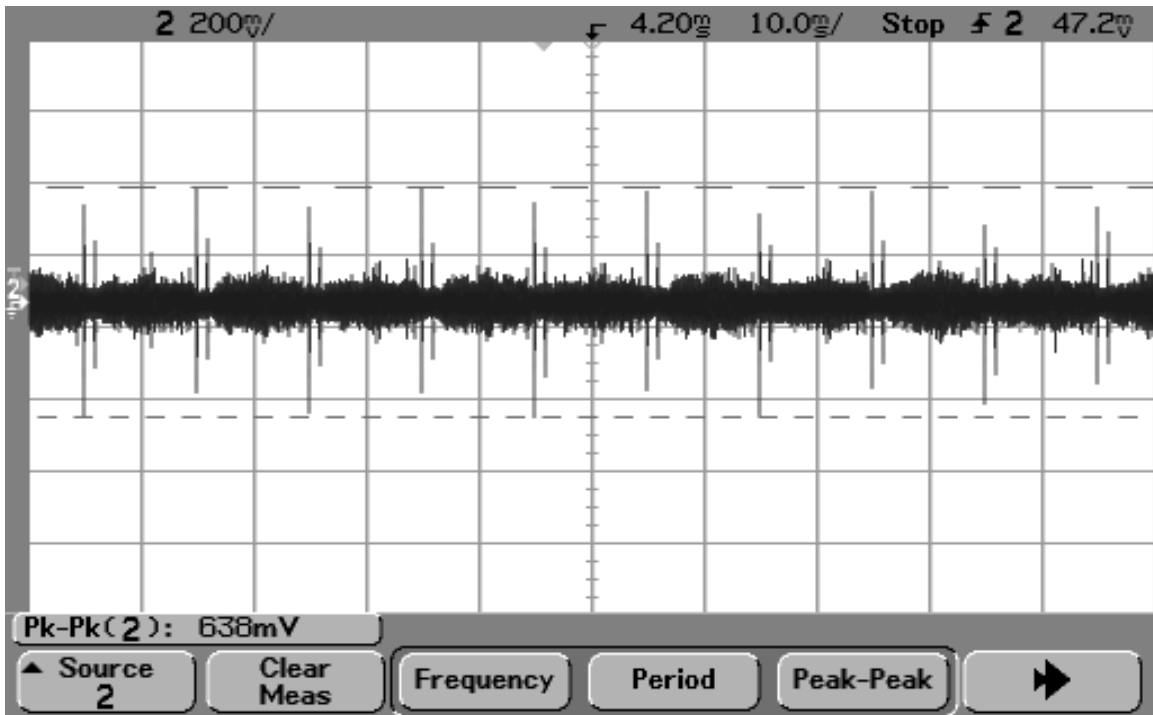
Σχήμα 7.4.9. Εικόνα PLC θορύβου με έμφαση στη μέγιστη τιμή του θορύβου.



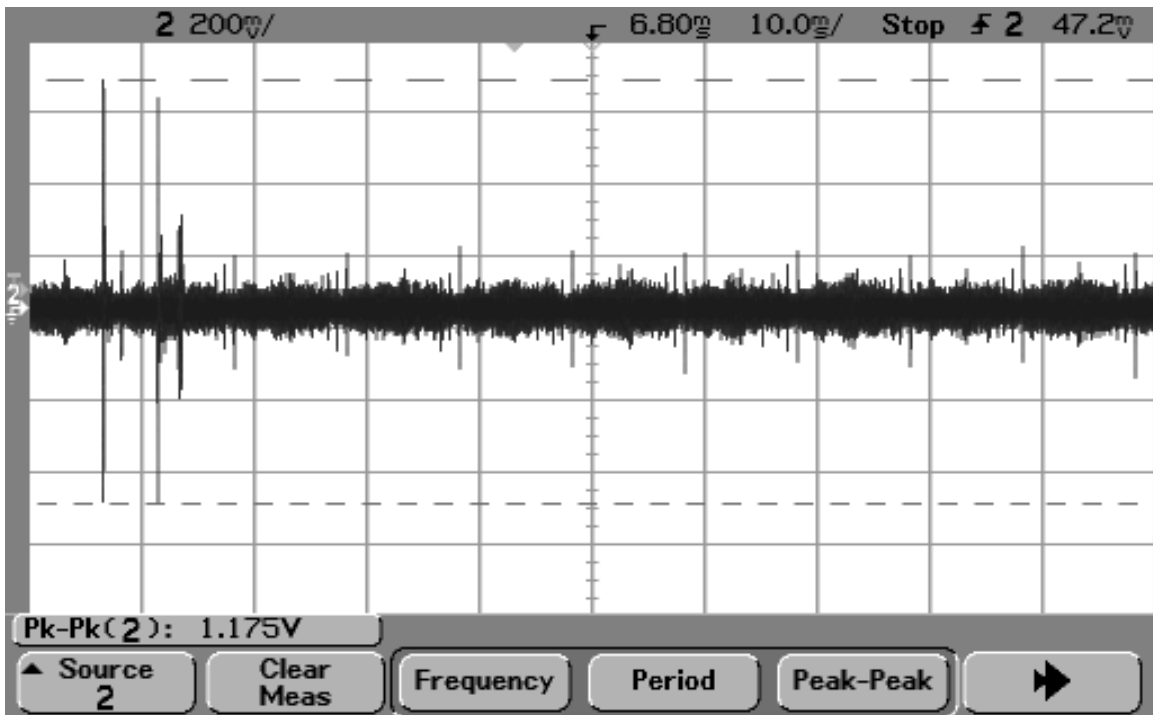
Σχήμα 7.4.10. Εικόνα PLC θορύβου με έμφαση στη μέγιστη τιμή του θορύβου.



Σχήμα 7.4.11. Εικόνα PLC θορύβου με έμφαση στη μέγιστη τιμή του θορύβου.



Σχήμα 7.4.12. Σπάνιες μέγιστες τιμές PLC θορύβου.



Σχήμα 7.4.13. Σπάνιες μέγιστες τιμές PLC θορύβου.

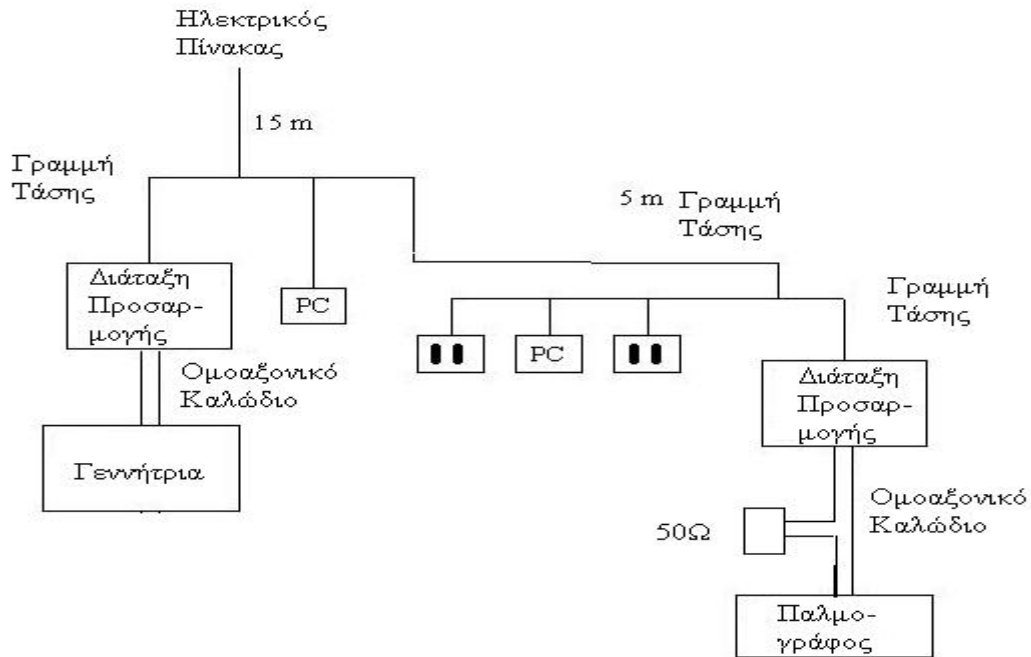
Ο παρατηρούμενος θόρυβος εμφανίζει κάποια διακριτά χαρακτηριστικά που επιτρέπουν την κατάταξή του σε δύο μεγάλες κατηγορίες. Καταρχήν διακρίνουμε ένα σταθερό θόρυβο υποβάθρου (background noise) του οποίου η ισχύς κυμαίνεται μεταξύ 80 – 100mV από κορυφή σε κορυφή(σχ. 7.4.1) ως 150 – 200mV (σχ. 7.4.2, 7.4.3) από κορυφή

σε κορυφή (p – p, peak – to – peak amplitude). Η άλλη κατηγορία αφορά κρουστικούς παλμούς που καταφθάνουν άλλοι με τυχαίο τρόπο και άλλοι με κάποια περιοδικότητα. Οι τυχαίοι παλμοί έχουν διάρκεια από 50μs ως και 500μs και πλάτος γύρω στα 200mV p – p (σχ. 7.4.4, 7.4.5). Οι περιοδικοί παλμοί έχουν περίοδο γύρω στα 10ms (σχ. 7.4.6, 7.4.7) και διάρκεια από 100μs – 200μs (σχ. 7.4.8.), ενίοτε όμως φθάνουν και το 1ms (σχ.7.4.6). Τυπικά το πλάτος των περιοδικών παλμών κυμαίνεται μεταξύ 300 – 550mV p – p (σχ. 7.4.7, 7.4.9 – 7.4.11), σπανιότερα όμως υπερβαίνουν και τα 600mV p – p (σχ. 7.4.12). Σε εξαιρετικά σπάνιες περιπτώσεις φθάνουν και παλμοί ως και 1 – 1.5V p – p (σχ. 7.4.13). Κατά μέσο όρο το ύψος των παλμών μπορεί να θεωρηθεί γύρω στα 400mV p – p. Δεδομένου ότι το ύψος αυτό υπερτερεί του ύψους του θορύβου υποβάθρου, στα επόμενα η τιμή των 400mV p – p θα θεωρείται ως το επίπεδο θορύβου (noise level) του τηλεπικοινωνιακού συστήματος.

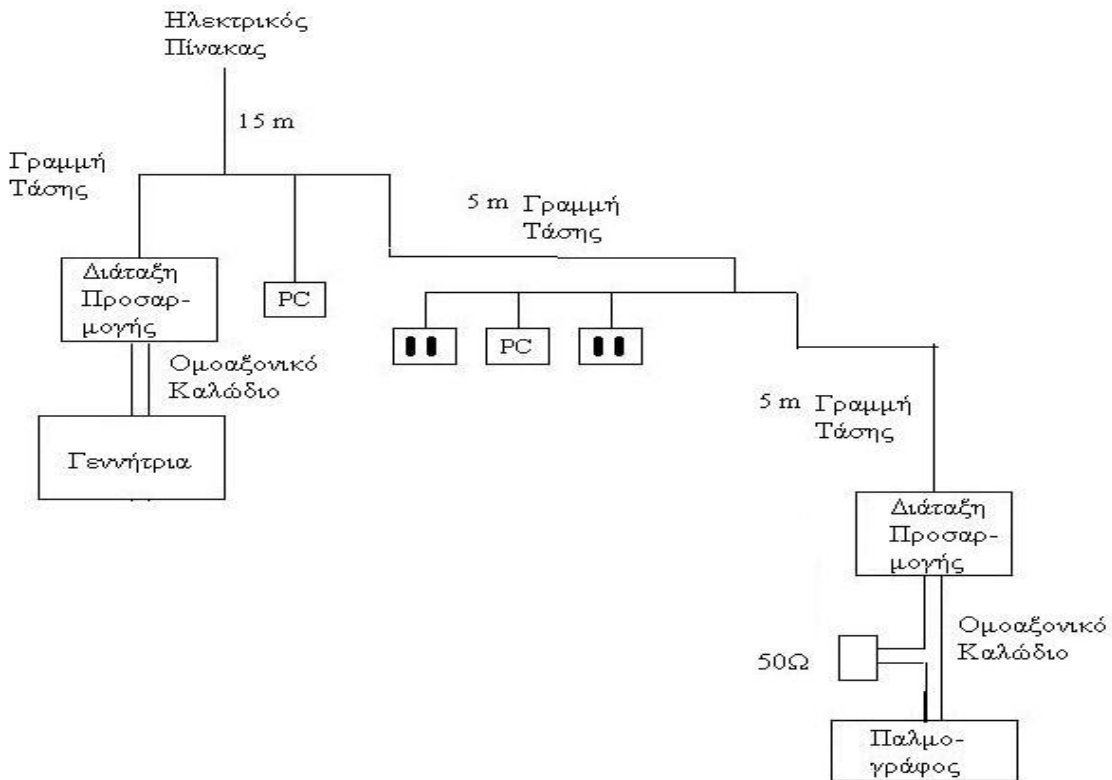
Προκειμένου να επαληθεύσουμε την ορθή λειτουργία της προσαρμοστικής διάταξης, δοκιμάζουμε την αποστολή ημιτονικών κυματομορφών από ένα σημείο του δικτύου και αξιολογούμε τη λήψη τους σε κάποιο άλλο σημείο του οικιακού δικτύου.

Χρησιμοποιούμε δύο προσαρμοστικές διατάξεις. Στο βύσμα BNC της πρώτης διάταξης, που λειτουργεί ως πομπός, συνδέουμε γεννήτρια που παράγει ημιτονικές κυματομορφές από 100kHz ως 50MHz εσωτερικής αντίστασης 50Ω. Στο βύσμα C14 συνδέεται καλώδιο τροφοδοσίας που τοποθετείται σε ρευματοδότη του δικτύου. Η δεύτερη προσαρμοστική διάταξη, που λειτουργεί ως δέκτης, συνδέεται μέσω καλωδίου τροφοδοσίας σε άλλο ρευματοδότη της εγκατάστασης. Το βύσμα BNC της δεύτερης διάταξης καταλήγει σε φορτίο 50Ω. Με τη βοήθεια παλμογράφου μετριέται η τάση στα άκρα του φορτίου στο δέκτη και η τάση στους ακροδέκτες του BNC βύσματος στον πομπό. Επαναλαμβάνοντας τη διαδικασία αυτή για διάφορες συχνότητες χαράσσουμε τη συνάρτηση μεταφοράς του συγκεκριμένου διαύλου.

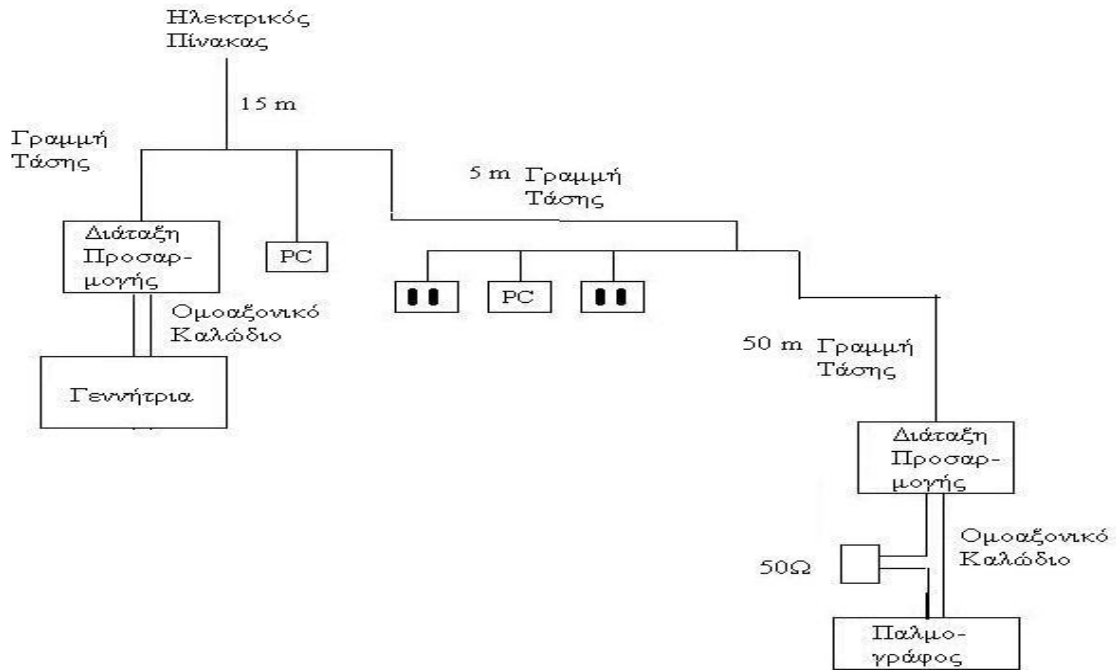
Προσδιορίζουμε τη συνάρτηση μεταφοράς τριών διαφορετικών τοπολογιών του οικιακού δικτύου. Στην πρώτη τοπολογία (σχ. 7.4.14) πομπός και δέκτης συνδέονται σε ρευματοδότες πολύμπριζων που βρίσκονται πάνω σε γραμμή μήκους 5m. Στη δεύτερη τοπολογία (σχ. 7.4.15) ο δέκτης τοποθετείται στο ίδιο σημείο με την πρώτη τοπολογία, με τη διαφορά ότι παρεμβάλλεται γραμμή μήκους 5m, άρα πομπός και δέκτης απέχουν συνολικά 10m. Στην τρίτη τοπολογία (σχ. 7.4.16) ο δέκτης συνδέεται στο ίδιο σημείο με την πρώτη τοπολογία, μόνο που τώρα παρεμβάλλεται μπαλαντέζα μήκους 50m, άρα πομπός και δέκτης απέχουν περί τα 55m. Τα σχ. 7.4.17 – 7.4.19 παρουσιάζουν τη χαρακτηριστική του διαύλου για την πρώτη, τη δεύτερη και την τρίτη τοπολογία αντιστοίχως.



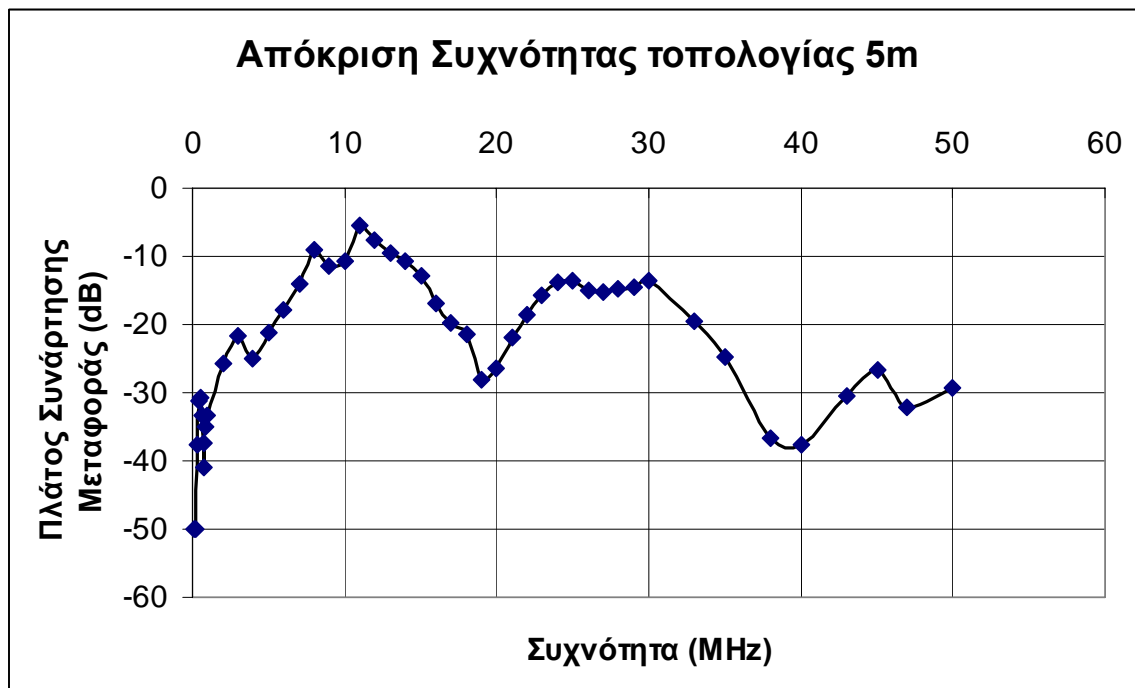
Σχήμα 7.4.14. Τοπολογία 5m μεταξύ πομπού – δέκτη στο ηλεκτρικό δίκτυο.



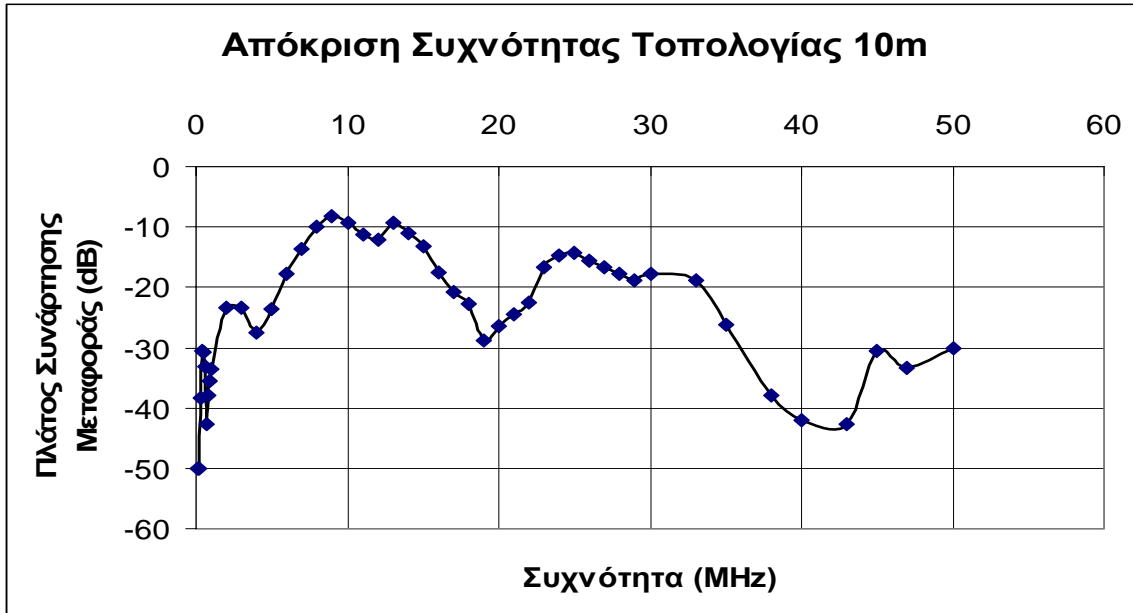
Σχήμα 7.4.15. Τοπολογία 10m μεταξύ πομπού – δέκτη στο ηλεκτρικό δίκτυο.



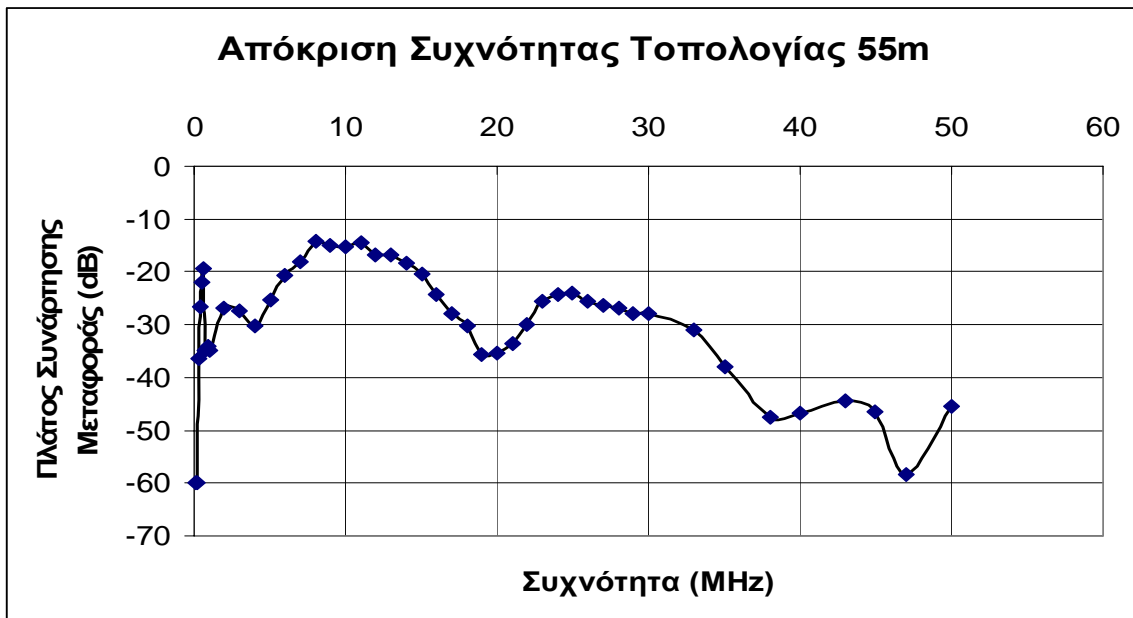
Σχήμα 7.4.16. Τοπολογία 55m μεταξύ πομπού – δέκτη στο ηλεκτρικό δίκτυο.



Σχήμα 7.4.17. Απόκριση συχνότητας τοπολογίας 5m.



Σχήμα 7.4.18. Απόκριση συχνότητας τοπολογίας 10m.



Σχήμα 7.4.19. Απόκριση συχνότητας τοπολογίας 55m.

Και στις τρεις τοπολογίες δικτύου η εξασθένιση παρουσιάζει μια αύξουσα συμπεριφορά καθώς αυξάνει η συχνότητα, όπως άλλωστε αναμενόταν. Επίσης η συνάρτηση μεταφοράς παρουσιάζει βυθίσματα σε ορισμένες συχνότητες που αποδίδονται στο φαινόμενο των πολλαπλών διοδεύσεων λόγω των ανακλάσεων του σήματος στις ασυνέχειες των γραμμών τάσης.

8ο Κεφάλαιο: Συγχρονισμός Πλαισίων

Ο συγχρονισμός είναι μια από τις σημαντικότερες λειτουργίες του δέκτη ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Ο συγχρονισμός είναι η λειτουργία που πρέπει να εκτελεστεί πρώτη από το δέκτη κατά τη λήψη δεδομένων πληροφορίας. Σε ένα OFDM σύστημα ο συγχρονισμός μπορεί να διαιρεθεί σε τρεις διαφορετικές κατηγορίες, στο συγχρονισμό φέρουσας συχνότητας (carrier frequency synchronization), στο συγχρονισμό ρολογιών (clock synchronization) και στο συγχρονισμό πλαισίων (frame synchronization / time synchronization).

Λόγω ατελειών των τοπικών ταλαντωτών πομπού – δέκτη, καθώς και εξαιτίας της επίδρασης του διαύλου, είναι δυνατό να εισαχθεί μια διαφορά ως προς την τιμή της φέρουσας συχνότητας του OFDM σήματος όπως αυτή αναμένεται από τον δέκτη σε σχέση με την πραγματικά λαμβανόμενη. Έτσι στα OFDM συστήματα απαιτείται διόρθωση της απόκλισης αυτής της φέρουσας συχνότητας. Η λειτουργία αυτή καλείται συγχρονισμός φέρουσας συχνότητας. Στο προτεινόμενο τηλεπικοινωνιακό σύστημα δεν υπάρχει φέρουσα συχνότητα εφόσον λειτουργεί στη βασική ζώνη. Θυμίζουμε ότι το φάσμα στην περιοχή 1 – 30 MHz προκύπτει με μηδενισμό των φερόντων σε συχνότητα μικρότερη του 1MHz και μεγαλύτερη των 30MHz. Επομένως ο συγχρονισμός φέρουσας συχνότητας είναι περιττός για την περίπτωση μας.

Τα ρολόγια συστήματος (systems clocks) πομπού και δέκτη προέρχονται από ταλαντωτές με διακυμάνσεις στη βασική τους συχνότητα εξαιτίας κατασκευαστικών ατελειών. Αυτό οδηγεί σε αποκλίσεις του ρολογιού συστήματος του πομπού από το ρολόι συστήματος του δέκτη τόσο ως προς τη φάση όσο και ως προς τη συχνότητα. Αυτές οι αποκλίσεις συνεπάγονται μικροδιαφορές στη διάρκεια των ψηφιακών δειγμάτων του πομπού και του δέκτη. Για το τηλεπικοινωνιακό μας σύστημα, τόσο το ρολόι του πομπού όσο και του δέκτη έχουν περίοδο 9.5ns με μια διακύμανση $\pm 1ps$. Η μεθοδολογία διόρθωσης αυτών των αποκλίσεων καλείται συγχρονισμός ρολογιών. Γενικά είναι μια επίπονη διαδικασία που απαιτεί σύνθετα κυκλώματα διόρθωσης φάσης μέσω βρόγχων κλειδώματος φάσης (PLL – phase locked loops). Στα επόμενα θα παραλείψουμε το συγχρονισμό ρολογιών θεωρώντας την επίδρασή του αμελητέα στην επίδοση του συστήματος.

Ο συγχρονισμός πλαισίων είναι απαραίτητος προκειμένου ο δέκτης να αντιλαμβάνεται την αρχή και το πέρας κάθε λαμβανόμενου OFDM πλαισίου. Στο OFDM ο ακριβής προσδιορισμός των ορίων του πλαισίου έχει ιδιαίτερη σημασία γιατί έτσι προσδιορίζονται ορθά τα όρια κάθε συμβόλου, άρα και η ακολουθία που θα οδηγηθεί στον FFT ώστε να ανακτήσουμε τα δεδομένα πληροφορίας. Η εισαγωγή του κυκλικού προθέματος σε κάθε σύμβολο έχει τη δική της ιδιαίτερη σημασία. Σε περίπτωση σφάλματος συγχρονισμού μήκους d εντός του κυκλικού προθέματος, ο k όρος της ανακτημένης από τον FFT ακολουθίας παρουσιάζει ολίσθηση φάσης $-\frac{2\pi}{N} \cdot k \cdot d$,

σύμφωνα με την ιδιότητα της κυκλικής ολίσθησης του DFT (circular shift property of DFT). Σε περίπτωση σφάλματος συγχρονισμού εκτός του κυκλικού προθέματος, παρουσιάζεται ολίσθηση φάσης στην ανακτημένη αλληλουχία, επιπροσθέτως δε και διασυμβολική παρεμβολή (inter – symbol interference) καθώς το προσδιορισθέν σύμβολο περιλαμβάνει και μέρος του κυκλικού προθέματος του επόμενου συμβόλου.

Στα επόμενα θα ασχοληθούμε διεξοδικά με διαφόρους αλγορίθμους συγχρονισμού πλαισίων, θα υλοποιήσουμε αρκετούς από αυτούς με τις αναγκαίες τροποποιήσεις σύμφωνα με τις δυνατότητες και απαιτήσεις του συστήματός μας, και θα παρουσιάσουμε τις επιδόσεις τους τόσο σε ομοαξονικό κανάλι όσο και στον PLC διάυλο.

8.1 Αλγόριθμοι Συγχρονισμού

Στην παρούσα ενότητα θα αναλύσουμε τη λειτουργία των αλγορίθμων που θα υλοποιήσουμε προκειμένου να προσδιορίσουμε την αρχή και το τέλος κάθε OFDM πλαισίου. Όλοι οι αλγόριθμοι στηρίζονται στην αναγνώριση του πιλοτικού συμβόλου συγχρονισμού, του πρώτου συμβόλου σε κάθε εκπεμπόμενο πλαίσιο. Το μήκος κάθε πλαισίου είναι σταθερό και $a - \text{prigri}$ γνωστό στον δέκτη. Έτσι ο κάθε αλγόριθμος χρειάζεται να προσδιορίσει μόνο την αρχή του κάθε OFDM πλαισίου.

Η επιλογή της κυματομορφής του συμβόλου συγχρονισμού αποτελεί κρίσιμο μέγεθος στην επιτυχία ή αποτυχία ενός αλγορίθμου. Ως πλέον ενδεδειγμένη λύση προκρίνεται η χρήση ημιτονικής κυματομορφής. Το ημίτονο αντιστοιχεί ιδανικά σε μια συχνότητα, πρακτικά δε καταλαμβάνει μια στενή περιοχή συχνοτήτων. Λόγω του στενού εύρους συνιστωσών συχνοτήτων που καταλαμβάνει το ημιτονικό σήμα, κατά τη διέλευσή του από ένα διάυλο με εξασθένηση επιλεκτική ως προς τη συχνότητα, όλες οι συχνοτικές του συνιστώσες υφίστανται χονδρικά την ίδια εξασθένηση. Ως εκ τούτου, το ημίτονο υφίσταται την ελάχιστη δυνατή παραμόρφωση κατά τη διέλευσή του μέσα από το κανάλι των γραμμών ηλεκτροδότησης. Επιπλέον οι εναλλαγές από μέγιστο σε ελάχιστο και από ελάχιστο σε μέγιστο του ημιτόνου επιτρέπουν τη χρήση αλγορίθμων ανίχνευσης μηδενισμών (zero – crossings detection) για τον προσδιορισμό της άφιξης κάθε πλαισίου, όπως θα δούμε στη συνέχεια.

Για να αξιολογήσουμε την επίδοση του κάθε αλγορίθμου, το FPGA του πομπού υλοποιεί το κύκλωμα εκπομπής που περιγράφηκε στο 6^ο κεφάλαιο ενώ το FPGA του δέκτη υλοποιεί ένα κύκλωμα λήψης κατά το οποίο διαβάζονται διαρκώς δείγματα από τον ADC, εφαρμόζεται στα δεδομένα εισόδου ο εκάστοτε αλγόριθμος συγχρονισμού και όταν ανιχνευθεί η αρχή ενός πλαισίου, αποκόπτεται το πρώτο σύμβολο (σύμβολο συγχρονισμού) κάθε πλαισίου και τα επόμενα δείγματα του πλαισίου (ο αριθμός τους $a - \text{prigri}$ γνωστός στον δέκτη) προωθούνται στο επόμενο στάδιο του δέκτη. Στην τρέχουσα εφαρμογή τα υπόλοιπα σύμβολα του πλαισίου οδηγούνται αυτούσια στον DAC του πρώτου καναλιού εξόδου του αναπτυξιακού.

Πιο συγκεκριμένα, ο πομπός εκπέμπει πλαίσια των 4 συμβόλων. Κάθε σύμβολο αποτελείται από 80 δείγματα των 9.5ns, άρα συνολικά κάθε πλαίσιο φέρει 320 δείγματα.

Η διάρκεια κάθε πλαισίου είναι 3.04μs και ένα νέο πλαίσιο εκπέμπεται κάθε 3.96μs. Ο δέκτης οφείλει να αναγνωρίζει την αρχή κάθε πλαισίου, να αφαιρεί το σύμβολο συγχρονισμού και να εξάγει τα επόμενα 240 δείγματα (80 δείγματα × 3 σύμβολα) που παράγει ο ADC στον DAC του πρώτου καναλιού εξόδου.

Ο πρώτος αλγόριθμος συγχρονισμού στηρίζεται στον πλεονασμό που εισάγει το κυκλικό πρόθεμα σε κάθε OFDM σύμβολο [30]. Έτσι κατά τη μετάδοση ενός συμβόλου $N + L$ δειγμάτων (N τα δείγματα του συμβόλου και L τα δείγματα του κυκλικού προθέματος), τα πρώτα L δείγματα με τα τελευταία L δείγματα του συμβόλου θα είναι συσχετισμένα μεταξύ τους, σε αντίθεση με τα υπόλοιπα δείγματα του συμβόλου που θα είναι τυχαία, άρα ασυσχέτιστα. Επομένως εφαρμόζοντας μια συνάρτηση συσχέτισης σε ένα παράθυρο L δειγμάτων, δηλαδή

$$g(d) = \sum_{k=0}^{L-1} r(d+k) \cdot r^*(d+k+N)$$

όπου $r(d)$ το δείγμα του ληφθέντος σήματος κατά την d χρονική στιγμή, μπορούμε να προσδιορίσουμε την αρχή ενός συμβόλου ως τη στιγμή όπου μεγιστοποιείται η συσχέτιση.

Ο αλγόριθμος συσχέτισης κυκλικού προθέματος (cyclic prefix correlation – CPC) που υλοποιήσαμε λαμβάνει από τον ADC σε κάθε κτύπο ρολογιού (9.5ns) δείγματα του ληφθέντος σήματος σε μορφή ακεραίων αριθμών, ακρίβειας 14 – bit και αναπαράστασης συμπληρώματος ως προς 2. Ο αλγόριθμος χρησιμοποιεί ένα παράθυρο 80 δειγμάτων. Σε κάθε κτύπο ρολογιού, το παράθυρο ολισθαίνει κατά μία θέση έτσι ώστε το παλιότερο των 80 δειγμάτων να εξέρχεται του παραθύρου και στην 80^η θέση να εισέρχεται το νέο δείγμα από τον ADC. Σε κάθε κτύπο ρολογιού πραγματοποιείται η συσχέτιση των 16 πρώτων δειγμάτων (16 δείγματα μήκος των 9.5ns έχει το κυκλικό πρόθεμα κάθε συμβόλου) με τα τελευταία 16 δείγματα του παραθύρου, δηλαδή το 65^ο ως το 80^ο. Η υλοποίηση της συσχέτισης με πολλαπλασιασμό έχει υψηλή πολυπλοκότητα γεγονός που καθιστά αδύνατη την υλοποίησή της σε FPGA. Εναλλακτικά χρησιμοποιείται μια συνάρτηση συσχέτισης που αντί για πολλαπλασιασμό υιοθετεί μια πράξη αποκλειστικού – ή και αντιστροφής (nxor, inverse exclusive – or) ανάμεσα στα δείγματα του παραθύρου. Συγκεκριμένα, συγκρίνονται το 1^ο δείγμα με το 65^ο, το 2^ο με το 66^ο, το 3^ο με το 67^ο και ούτω καθεξής. Τα 14 bits του ενός δείγματος υλοποιούν μια πράξη αποκλειστικού – ή (xor, exclusive – or) με τα 14 bit του άλλου δείγματος. Στον προκύπτον 14 – bit αριθμό εφαρμόζεται μια πράξη αντιστροφής (not), όπου κάθε ένα από τα 14 bit του παίρνει

αντίστροφη τιμή $\left(0 \rightarrow 1, 1 \rightarrow 0 \right)$. Όταν υπάρχει συσχέτιση μεταξύ δύο δειγμάτων, θα

πρέπει τα πιο σημαντικά ψηφία (most significant bits – MSBs) των αριθμών να είναι ίδια. Η πράξη nxor μεταξύ δύο τέτοιων αριθμών θα πρέπει να δώσει έναν αρκετά μεγάλο αριθμό ως αποτέλεσμα, εφόσον nxor μεταξύ ομοίων bits δίνει αποτέλεσμα 1. Το αποτέλεσμα της πράξης nxor θα είναι κάποιος αριθμός από 0 ως 16383 ($= 2^{14} - 1$). Το αποτέλεσμα του nxor θα αντιμετωπίζεται στη συνέχεια ως ένα θετικός αριθμός χωρίς

πρόσημο. Η πράξη nχορ όμως θα δώσει υψηλή συσχέτιση ακόμα και στην περίπτωση που συγκρίνουμε μηδενικά δείγματα, όταν δηλαδή δεν ανιχνεύεται OFDM σήμα. Κάτι τέτοιο είναι μη επιθυμητό. Επομένως, για να μην συγχέεται ο αλγόριθμος με μηδενικό σήμα ή ομοιόμορφο θόρυβο, θέτουμε κάποια κατώφλια τα οποία πρέπει να υπερβαίνουν οι τιμές των δειγμάτων για να υποστούν nχορ συσχέτιση. Στη συνέχεια, τα αποτελέσματα των 16 nχορ πράξεων αθροίζονται σε κάθε κύκλο ρολογιού. Όταν βρεθεί εντός του παραθύρου το σύμβολο συγχρονισμού, τότε το άθροισμα θα πρέπει να μεγιστοποιείται. Στην πράξη θεωρείται ότι έχει βρεθεί συγχρονισμός όταν η συσχέτιση υπερβαίνει κάποιο κατώφλι που προσδιορίζεται πειραματικά. Θα πρέπει να τονίσουμε ότι ο υπολογισμός της συσχέτισης για κάθε παράθυρο οφείλει να γίνεται για κάθε κύκλο ρολογιού, η ολοκλήρωση όμως του κάθε υπολογισμού απαιτεί περισσότερους κύκλους ρολογιού. Έτσι, η απόφαση για την εύρεση συγχρονισμού έπεται κατά μερικούς κύκλους της άφιξης του τελευταίου δείγματος του συμβόλου στο παράθυρο συσχέτισης. Επομένως το ορθά συγχρονισμένο σήμα που οδηγείται στον DAC παρουσιάζει κάποια χρονική καθυστέρηση (καθυστέρηση επεξεργασίας) σε σχέση με το αφικνούμενο στον ADC σήμα.

Ο δεύτερος αλγόριθμος συγχρονισμού βασίζεται στην εκπομπή πιλοτικών συμβόλων συγχρονισμού από τον πομπό, τα οποία ο δέκτης γνωρίζει εκ των προτέρων και προσπαθεί να αναγνωρίσει [31]. Ο αλγόριθμος αναγνώρισης της πρότυπης αλληλουχίας (pattern recognition – PR) που υλοποιήσαμε χρησιμοποιεί, όπως και ο πρώτος αλγόριθμος, ένα ολισθαίνον παράθυρο 80 δειγμάτων, όπου σε κάθε κτύπο εισέρχεται ένα νέο δείγμα και εξέρχεται το παλιότερο. Ο αλγόριθμος πραγματοποιεί μια συνάρτηση συσχέτισης μεταξύ των δειγμάτων του παραθύρου και a – priori γνωστών δειγμάτων της πιλοτικής κυματομορφής, δηλαδή του ημιτόνου. Η συσχέτιση και σε αυτή την περίπτωση υλοποιείται μέσω nχορ πράξης μεταξύ των δειγμάτων. Συγκεκριμένα, τα 64 πρώτα δείγματα του παραθύρου συγκρίνονται με nχορ με τα 64 πρώτα δείγματα της ημιτονικής κυματομορφής, όπως αυτή εκπέμπεται από τον πομπό. Τα δείγματα συγκρίνονται σε μορφή συμπληρώματος ως προς 2 και το αποτέλεσμα κάθε nχορ είναι ένας αριθμός από 0 ως $16383 \left(= 2^{14} - 1 \right)$. Όσο μεγαλύτερη η συσχέτιση μεταξύ των δειγμάτων, τόσο μεγαλύτερο το αποτέλεσμα κάθε nχορ. Στη συνέχεια τα 64 αποτελέσματα των nχορ αθροίζονται και το άθροισμα θα είναι ένας 20 – bit αριθμός από 0 ως $1048512 \left(= 64 \cdot \left(2^{14} - 1 \right) \right)$. Όταν το σύμβολο συγχρονισμού βρεθεί εντός του ολισθαίνοντος παραθύρου, τότε το άθροισμα θα πρέπει να λαμβάνει την μέγιστη τιμή του, η οποία ανιχνεύεται όταν ο αλγόριθμος υπερβεί κάποιο κατώφλι που προσδιορίζεται πειραματικά. Ο υπολογισμός της συσχέτισης πρέπει να πραγματοποιείται για κάθε κύκλο ρολογιού, όμως η ολοκλήρωσή του απαιτεί περισσότερους κύκλους ρολογιού που εισάγουν κάποια καθυστέρηση επεξεργασίας. Συγκεκριμένα, ο υπολογισμός των nχορ πραγματοποιείται σε ένα κύκλο ρολογιού. Τα αποτελέσματα των nχορ προστίθενται ανά τετράδες σε κάθε κύκλο ρολογιού, άρα το τελικό άθροισμα (συσχέτιση) υπολογίζεται σε τρεις κύκλους ρολογιού. Η σύγκριση με το κατώφλι για την ανεύρεση συγχρονισμού πραγματοποιείται στον επόμενο κύκλο ρολογιού.

Ο τρίτος αλγόριθμος υιοθετεί την ανίχνευση μηδενισμών του πιλοτικού σήματος συγχρονισμού προκειμένου να αναγνωρίσει την αρχή ενός νέου πλαισίου. Η ανίχνευση

μηδενισμών έχει υλοποιηθεί κατά το παρελθόν τόσο με αναλογικά κυκλώματα [32] όσο και ψηφιακά [33]. Ο αλγόριθμος ανίχνευσης μηδενισμών (zero crossing detection – ZCD) που υλοποιήσαμε υιοθετεί επίσης ένα ολισθαίνον παράθυρο 80 δειγμάτων που ανανεώνεται σε κάθε ωρολογιακό κτύπο. Σε κάθε κύκλο ρολογιού υπολογίζεται η διαφορά του $80^{\text{ου}}$ δείγματος από το $79^{\text{ο}}$ δείγμα. Τα δείγματα είναι 14 – bit ακέραιοι αριθμοί σε συμπλήρωμα ως προς 2. Το αποτέλεσμα της αφαίρεσης μπορεί να είναι ένας θετικός ή αρνητικός αριθμός με απόλυτη τιμή από 0 έως $16383 (= 2^{14} - 1)$ και φυλάσσεται σε ένα 14 – bit καταχωρητή που φέρει κι ένα επιπλέον bit προσήμου. Σε κάθε κύκλο ρολογιού εξετάζεται η τιμή του 15 – bit καταχωρητή. Αν η τιμή του υπερβαίνει ένα θετικό κατώφλι τότε σε ένα 80 – bit καταχωρητή ολίσθησης γράφεται στην πρώτη θέση (bit 0) η τιμή 0, θεωρώντας ότι έγινε μετάβαση από θετική σε αρνητική κορυφή του ημιτονοειδούς σήματος συγχρονισμού. Αν η τιμή του 15 – bit καταχωρητή είναι μικρότερη ενός αρνητικού κατωφλίου, τότε στον 80 – bit καταχωρητή ολίσθησης γράφεται στην πρώτη θέση η τιμή 1, θεωρώντας μετάβαση από αρνητική σε θετική κορυφή του ημιτονοειδούς σήματος. Αν η τιμή του 15 – bit καταχωρητή ολίσθησης βρεθεί μεταξύ του αρνητικού και του θετικού κατωφλίου, τότε το bit 0 του 80 – bit καταχωρητή ολίσθησης διατηρεί την τιμή που είχε στον προηγούμενο ωρολογιακό κύκλο. Οι στάθμες του αρνητικού και θετικού κατωφλίου προσδιορίζονται πειραματικά. Η χρησιμοποίηση της διαφοράς των δειγμάτων για την ανίχνευση του μηδενισμού προσφέρει σχετική ανεξάρτηση του αλγορίθμου από την τιμή του πλάτους του σήματος στην είσοδο του δέκτη. Σε κάθε κύκλο ρολογιού ο 80 – bit καταχωρητής ολισθαίνει κατά μία θέση αντιγράφοντας το περιεχόμενο των ψηφίων 1 ως 79 στα ψηφία 2 ως 80. Σε κάθε κύκλο η τιμή του 80 – bit καταχωρητή ελέγχεται με ένα αναμενόμενο πρότυπο όπου είναι καταγεγραμμένες οι εναλλαγές του ημιτόνου με μορφή ψηφίων 0 (θετική σε αρνητική κορυφή) και 1 (αρνητική σε θετική κορυφή). Όταν η τιμή του 80 – bit καταχωρητή ταυτιστεί με την τιμή του προτύπου, τότε θεωρείται ότι ανιχνεύτηκε συγχρονισμός. Όπως είναι προφανές η καταγραφή της διαφοράς δύο συγκεκριμένων δειγμάτων του παραθύρου στον 80 – bit καταχωρητή απαιτεί μερικούς κύκλους ρολογιού που αντιστοιχούν σε καθυστέρηση επεξεργασίας των δειγμάτων.

Η τέταρτη μέθοδος υιοθετεί τον αλγόριθμο του Schmidl [34] για τον προσδιορισμό της αρχής ενός πλαισίου. Ο αλγόριθμος στηρίζεται στην αποστολή ενός συμβόλου συγχρονισμού όπου το πρώτο μισό του συμβόλου είναι ίδιο με το άλλο μισό. Για την ανίχνευση συγχρονισμού ελέγχεται κάθε χρονική στιγμή η μεγιστοποίηση μιας συνάρτησης συσχέτισης

$$g(d) = \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} r(d+k) \cdot r^* \left(d+k + \frac{N}{2} \right)$$

όπου $r(d)$ το ληφθέν σήμα κατά την d χρονική στιγμή. Προφανώς η μέθοδος Schmidl αποτελεί παραλλαγή του αλγορίθμου CPC με χρήση περισσότερων δειγμάτων. Το ημίτονο αποτελεί μια κυματομορφή που πληροί την ιδιότητα το πρώτο μισό του συμβόλου να είναι όμοιο με το έτερο μισό. Η υλοποίηση της μεθόδου Schmidl (SCHM) ακολουθεί πορεία ανάλογη της μεθόδου CPC. Χρησιμοποιείται ολισθαίνον παράθυρο 80 δειγμάτων που ανανεώνεται σε κάθε κτύπο ρολογιού. Συγκρίνονται σε κάθε κύκλο

ρολογιού τα 32 πρώτα δείγματα του παραθύρου με τα επόμενα 32 δείγματα (33° ως 64°) μέσω πράξεων ηχογ. Το ηχογ πραγματοποιείται μόνο όταν και τα δύο σήματα υπερβαίνουν κατά απόλυτο τιμή ένα δεδομένο κατώφλι θορύβου, άλλως το αποτέλεσμα του ηχογ είναι μηδενικό. Τα αποτελέσματα των 32 ηχογ πράξεων αθροίζονται σε διαδοχικούς κύκλους ρολογιού και το αποτέλεσμα της άθροισης συγκρίνεται με ένα πειραματικά οριζόμενο κατώφλι. Αν η τιμή του αθροίσματος υπερβαίνει το κατώφλι, τότε θεωρείται ότι επετεύχθη συγχρονισμός.

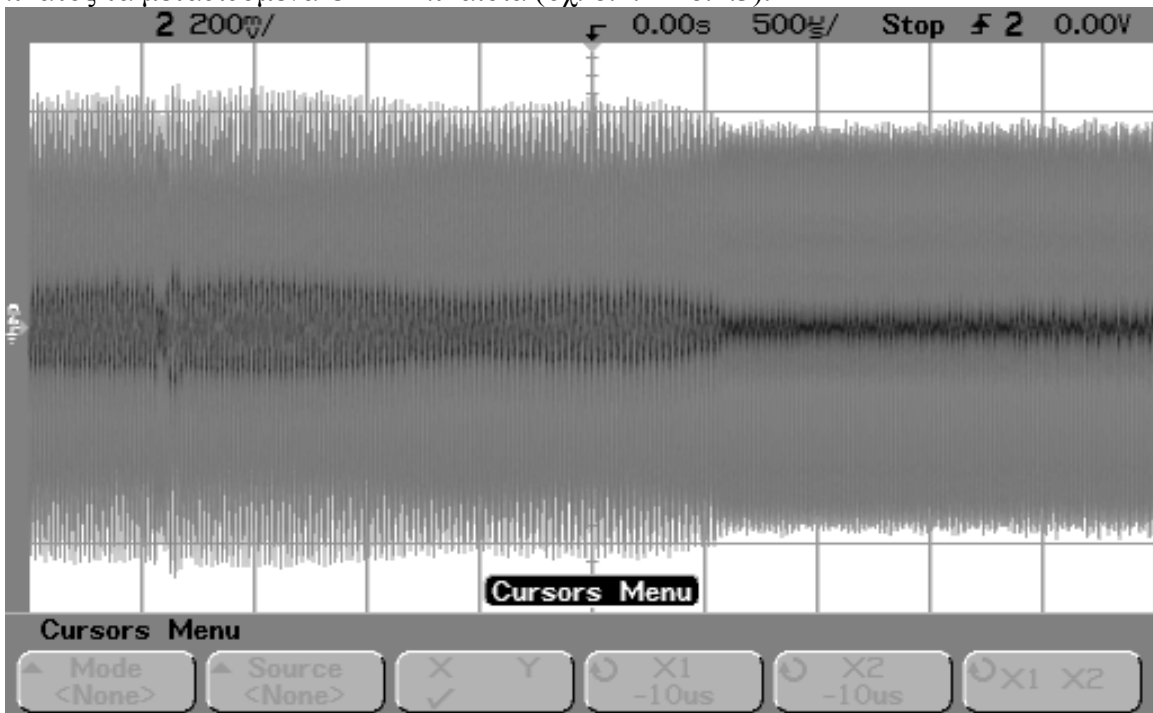
Ο πέμπτος αλγόριθμος συνδυάζει τη μέθοδο ανίχνευσης με βάση τη μεγιστοποίηση της συσχέτισης του κυκλικού προθέματος (CPC) με τη μέθοδο αναγνώρισης προτύπου αλληλουχίας (PR). Ο νέος αλγόριθμος (CPCPR) χρησιμοποιεί επίσης ένα ολισθαίνον παράθυρο 80 δειγμάτων. Ο αλγόριθμος CPC υλοποιείται ανεξάρτητα υπολογίζοντας τη συσχέτιση των 16 πρώτων με τα 16 τελευταία δείγματα του παραθύρου για κάθε κύκλο ρολογιού. Ο αλγόριθμος PR υλοποιείται επίσης ανεξάρτητα και υπολογίζει τη συσχέτιση των 64 πρώτων δειγμάτων του παραθύρου με γνωστή αλληλουχία δειγμάτων. Η μέθοδος CPCPR ανιχνεύει συγχρονισμό όταν η συσχέτιση που υπολογίζει η CPC μέθοδος και η συσχέτιση μέσω της PR μεθόδου μεγιστοποιούνται ταυτόχρονα, δηλαδή υπερβαίνουν στον ίδιο κύκλο ρολογιού τα αντίστοιχα κατώφλια. Η μόνη διαφοροποίηση στον υπολογισμό της CPC μεθόδου είναι η απόλειψη της σύγκρισης του κάθε δείγματος με το κατώφλι θορύβου κατά την εκτέλεση κάθε ηχογ πράξης. Κάτι τέτοιο είναι πλέον περιττό αφού η απαίτηση για ταυτόχρονη μεγιστοποίηση τόσο της μεθόδου CPC όσο και της PR εξασφαλίζει ότι όταν μεγιστοποιείται η CPC εξαιτίας μηδενικού σήματος ή θορύβου (εσφαλμένα) δεν θα μεγιστοποιείται η PR συσχέτιση, άρα δεν θα ανιχνεύεται συγχρονισμός.

Ο έκτος αλγόριθμος αποτελεί μια μίξη της μεθόδου Schmidl όπως υλοποιήθηκε στον τέταρτο αλγόριθμο (SCHM) και της μεθόδου PR. Ο νέος αλγόριθμος (SCHMPR) χρησιμοποιεί και πάλι ένα ολισθαίνον παράθυρο 80 δειγμάτων. Οι αλγόριθμοι SCHM και PR υλοποιούνται ανεξάρτητα. Η μέθοδος SCHM συσχετίζει τα 32 πρώτα με τα 32 επόμενα δείγματα του παραθύρου μέσω ηχογ πράξεων, ενώ η μέθοδος PR συσχετίζει τα 64 πρώτα δείγματα του παραθύρου με γνωστή αλληλουχία 64 δειγμάτων. Συγχρονισμός ανιχνεύεται όταν η συσχέτιση της SCHM και η συσχέτιση της PR μεγιστοποιούνται ταυτόχρονα, δηλαδή υπερβαίνουν κατά τον ίδιο ωρολογιακό κύκλο τα αντίστοιχα κατώφλια. Η σύγκριση με το κατώφλι θορύβου κατά τον υπολογισμό των ηχογ πράξεων της SCHM μεθόδου είναι περιττή και απαλείφεται λόγω της απαίτησης για ταυτόχρονη μεγιστοποίηση τόσο της SCHM συσχέτισης όσο και της PR συσχέτισης.

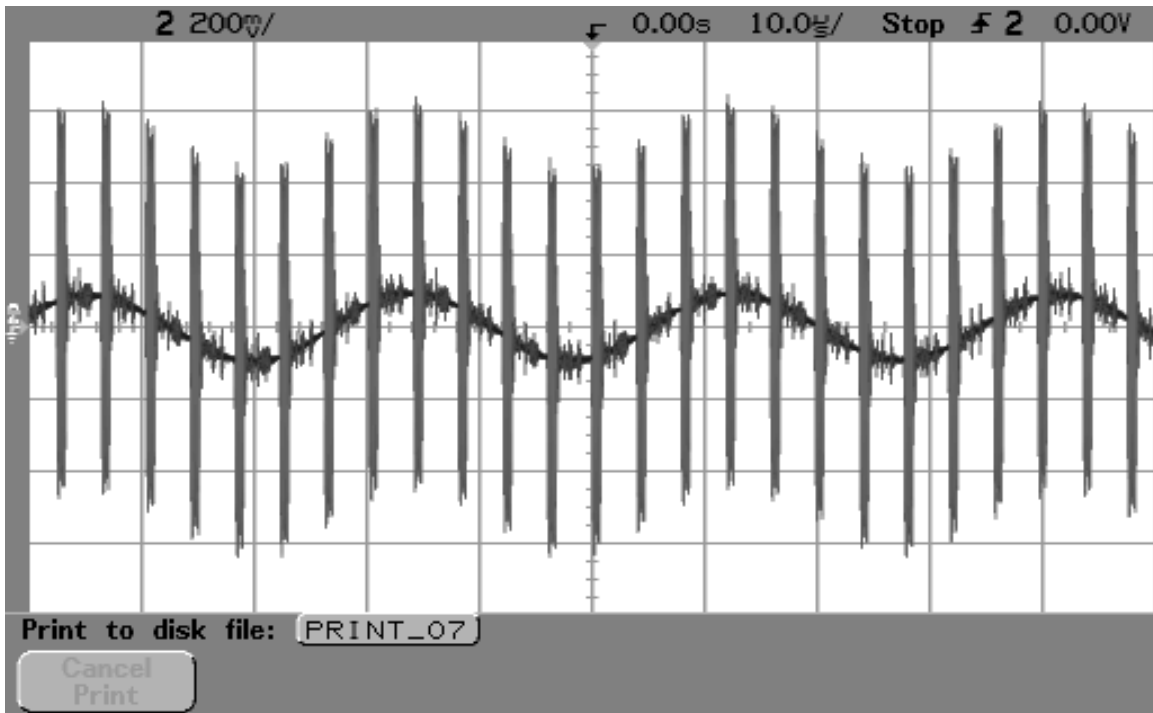
Ο έβδομος αλγόριθμος συνδυάζει τη μέθοδο μεγιστοποίησης της συσχέτισης του κυκλικού προθέματος (CPC) με τη μέθοδο ανίχνευσης μηδενισμών (ZCD). Ο τρέχων αλγόριθμος (CPCZCD) χρησιμοποιεί ένα ολισθαίνον παράθυρο 80 δειγμάτων όπου υλοποιούνται ανεξάρτητα οι μέθοδοι CPC και ZCD όπως περιγράφηκαν στην πρώτη και στην τρίτη υλοποίηση. Ανίχνευση συγχρονισμού προκύπτει όταν κάτι τέτοιο επισημαίνεται ανεξάρτητα και ταυτόχρονα, δηλαδή κατά τον ίδιο ωρολογιακό κύκλο, και από τους δύο αλγορίθμους. Στη μέθοδο CPC απαλείφονται τα κατώφλια θορύβου κατά την πραγματοποίηση των ηχογ.

Τέλος, ο όγδοος αλγόριθμος αποτελεί παραλλαγή του έβδομου αλγορίθμου με τη διαφορά ότι αντί της μεθόδου CPC χρησιμοποιείται η μέθοδος Schmidl (SCHM). Ο νέος αλγόριθμος (SCHMZCD) συνδυάζει τη μέθοδο Schmidl και τη μέθοδο ανίχνευσης μηδενισμών εντοπίζοντας συγχρονισμό όταν επισημαίνεται ανεξάρτητα και ταυτόχρονα από τις μεθόδους SCHM και ZCD.

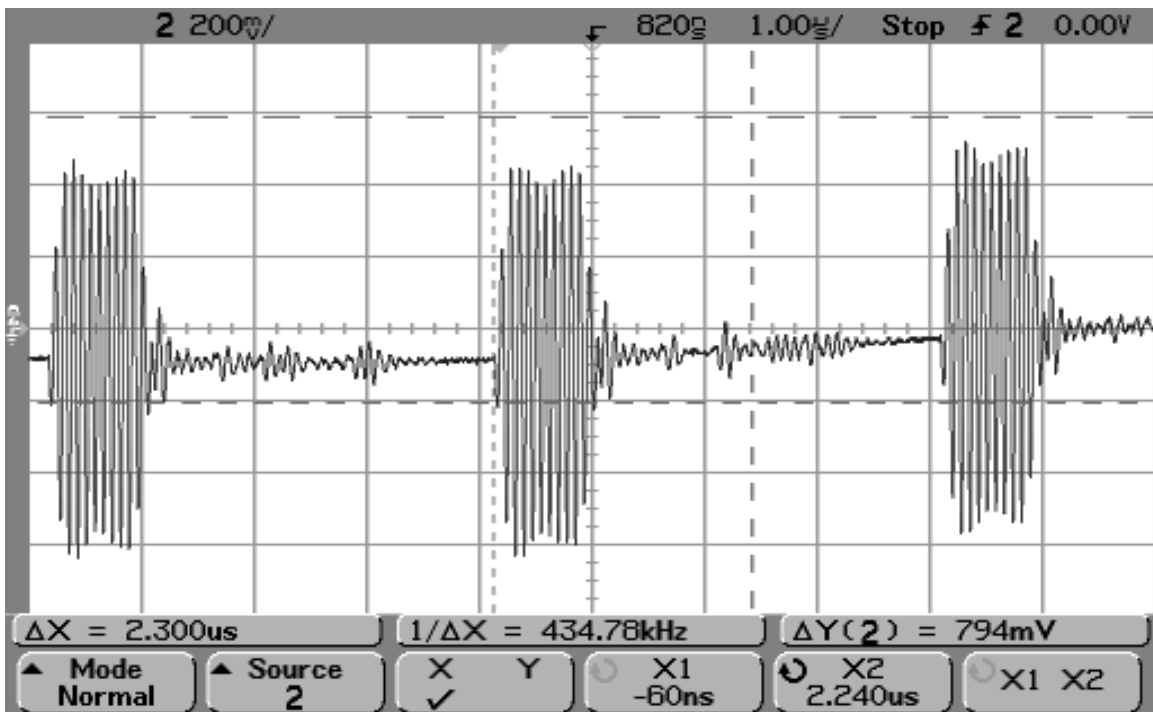
Κατά τη μετάδοση του OFDM σήματος μέσα από τις γραμμές τάσης προστίθεται σε αυτό θόρυβος. Ο θόρυβος αυτός παρουσιάζει αρκετά υψηλή ισχύ σε συχνότητες μικρότερες του 1MHz. Η διάταξη προσαρμογής είναι σχεδιασμένη έτσι ώστε να εξασθενεί σήματα συχνότητας μικρότερης των 200kHz περίπου, όπως φαίνεται από τα σχήματα 7.3.5 και 7.3.6. Όμως κάτι τέτοιο δεν συνεπάγεται πάντοτε και πλήρη αποκοπή, ιδιαίτερα για σήματα αξιόλογης ισχύος. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα θόρυβος συχνότητας χαμηλότερης του 1MHz να φθάνει στην είσοδο του δέκτη και να διαμορφώνει κατά πλάτος τα μεταδιδόμενα OFDM πλαίσια (σχ. 8.1.1 – 8.1.3).



Σχήμα 8.1.1. Εικόνα του μεταδιδόμενου OFDM σήματος στο PLC κανάλι.



Σχήμα 8.1.2. Εικόνα του μεταδιδόμενου OFDM σήματος στο PLC κανάλι σε κοντινότερη απεικόνιση (zoom).



Σχήμα 8.1.3. Εικόνα του μεταδιδόμενου στο PLC κανάλι OFDM σήματος σε κοντινή απεικόνιση (zoom).

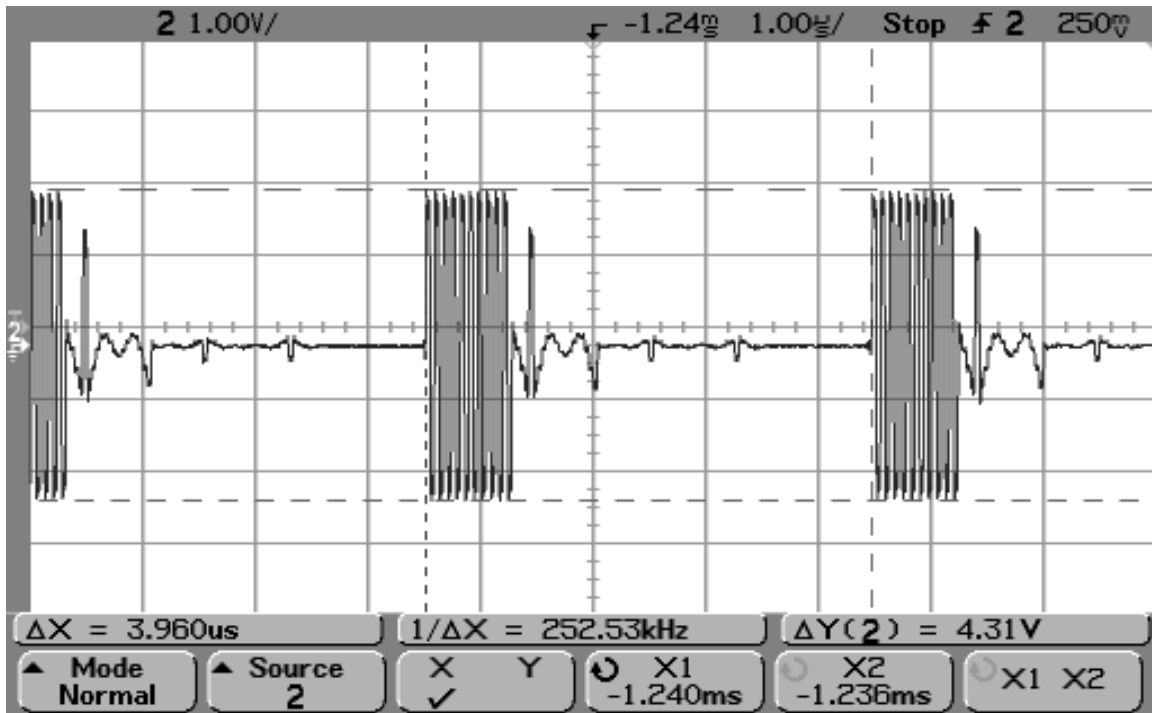
Η διάρκεια των OFDM πλαισίων είναι μικρή σε σχέση με τον αργά μεταβαλλόμενο θόρυβο. Έτσι τα αφικνούμενα OFDM πλαίσια είναι πολωμένα με μια τυχαία τάση, είτε

θετική είτε αρνητική. Για να διορθωθεί αυτή η τυχαία πόλωση, καθένας από τους οκτώ αλγορίθμους μεταβάλλεται κατάλληλα κατά την εφαρμογή του σε PLC δίαυλο.

Συγκεκριμένα, ο πομπός εκπέμπει νέα πλαίσια κάθε $3.96\mu\text{s}$ διάρκειας $3.04\mu\text{s}$. Αυτό σημαίνει ότι μεταξύ διαδοχικών πλαισίων μεσολαβούν 96 κύκλοι ρολογιού όπου δεν στέλνεται κάποιο σήμα. Έτσι, οποιοδήποτε δείγμα μέσα σε αυτό το κενό διάστημα θα αντιπροσώπευε χονδρικά την τιμή του αργά μεταβαλλόμενου θορύβου η οποία θα πόλωνε το επόμενο OFDM πλαίσιο. Έτσι για να αποσπάσουμε τον αργά μεταβαλλόμενο θόρυβο από κάθε πλαίσιο δεν έχουμε παρά να εντοπίσουμε κάποιο δείγμα μέσα στο κενό διάστημα μεταξύ διαδοχικών πλαισίων και να αφαιρέσουμε την τιμή του συγκεκριμένου δείγματος από κάθε δείγμα του επόμενου πλαισίου. Για αυτό το λόγο επεκτείνουμε το ολισθαίνον παράθυρο των 80 δειγμάτων κατά 25 δείγματα. Έτσι όταν εντοπιστεί συγχρονισμός, εντός του παραθύρου των 80 δειγμάτων πρέπει να βρίσκεται το σύμβολο συγχρονισμού. Στην επέκταση των 25 δειγμάτων θα πρέπει τότε να βρίσκεται ό,τι προηγείται του συμβόλου συγχρονισμού, δηλαδή το κενό διάστημα όπου υπάρχει μόνο θόρυβος. Έτσι, όταν εντοπιστεί συγχρονισμός, η τιμή του $25^{\text{ου}}$ δείγματος της επέκτασης του παραθύρου φυλάσσεται και αφαιρείται από κάθε ένα δείγμα του συγχρονισμένου σήματος ώστε το συγχρονισμένο σήμα να επανέλθει σε μηδενική πόλωση. Επιλέγεται το 25° δείγμα προκειμένου να διασφαλίσουμε ότι λαμβάνουμε δείγμα θορύβου. Κάποιο δείγμα πλησιέστερα στο σύμβολο συγχρονισμού πιθανό να ήταν επηρεασμένο από κάποια μεταβατική διαταραχή του μεταδιδόμενου OFDM σήματος.

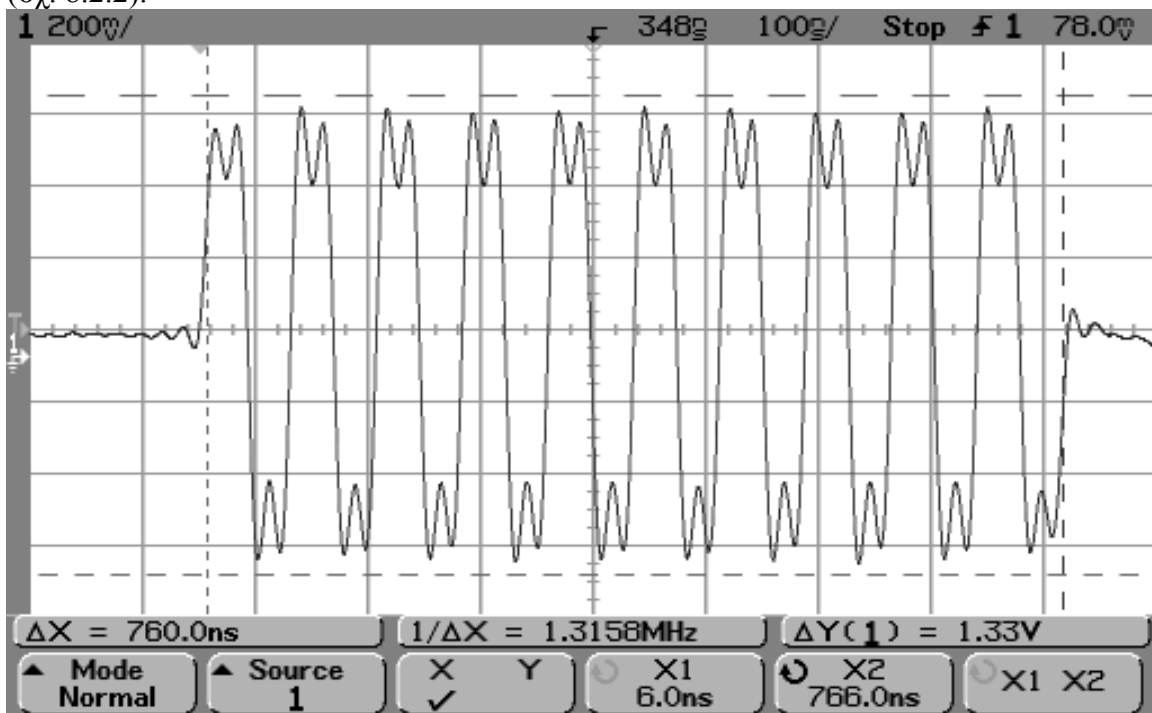
8.2 Αποτελέσματα σε ομοαξονικό κανάλι

Το σήμα συγχρονισμού είναι ένα ημιτονοειδές σήμα συχνότητας 13.16MHz . Η περίοδος της κυματομορφής είναι 8 δείγματα των 9.5ns εκ των οποίων τα 4 λαμβάνουν τη μέγιστη θετική τιμή που μπορεί να εξάγει ο DAC ($2^{13} = 8192$) και τα άλλα 4 δείγματα λαμβάνουν την ελάχιστη αρνητική τιμή που μπορεί να εξάγει ο DAC ($-(2^{13} - 1) = -8191$). Η μέγιστη θετική τιμή αντιστοιχεί σε τάση 2.155V και η ελάχιστη αρνητική τιμή σε τάση -2.155V . Άρα από κορυφή σε κορυφή το πλάτος του σήματος συγχρονισμού είναι 4.31V (σχ. 8.2.1).

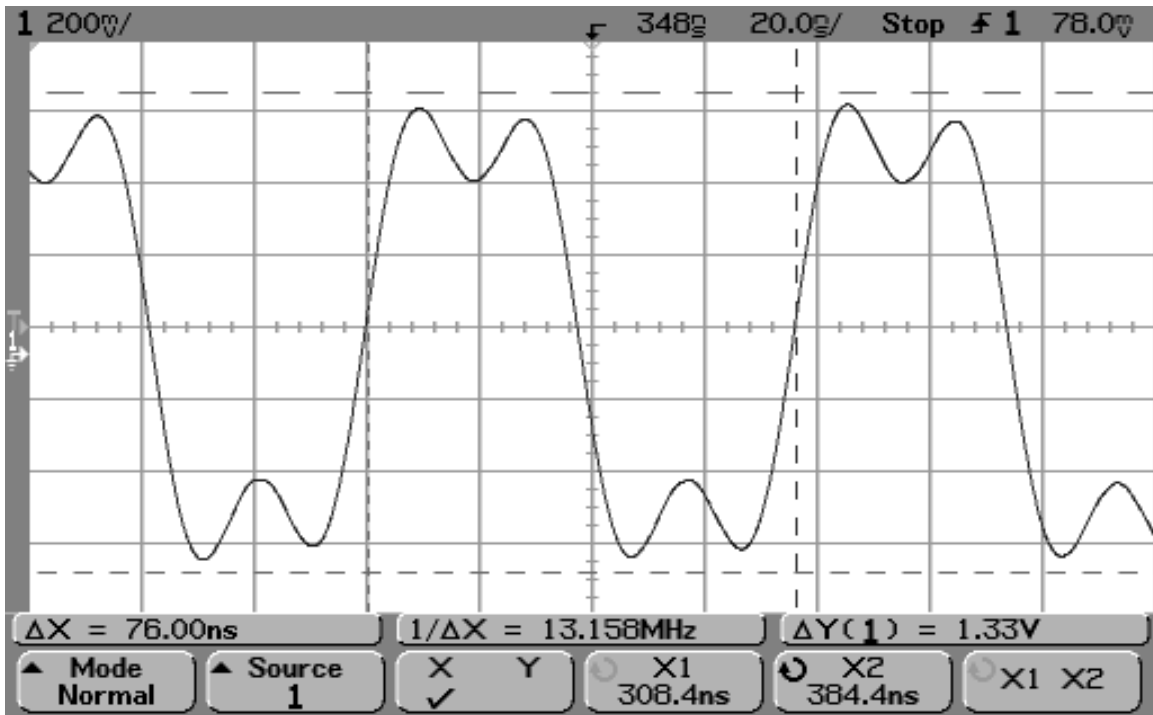


Σχήμα 8.2.1. Εκπεμπόμενο OFDM πλαίσιο στην έξοδο του πομπού.

Επιλέγεται το σήμα συγχρονισμού να εκπέμπει με τη μέγιστη ισχύ ώστε ο σηματοθρομβικός λόγος σε οποιοδήποτε δίαυλο (ομοαξονικό, plc) να μεγιστοποιείται. Το σύμβολο συγχρονισμού περιλαμβάνει 10 περιόδους της ημιτονικής κυματομορφής (σχ. 8.2.2).



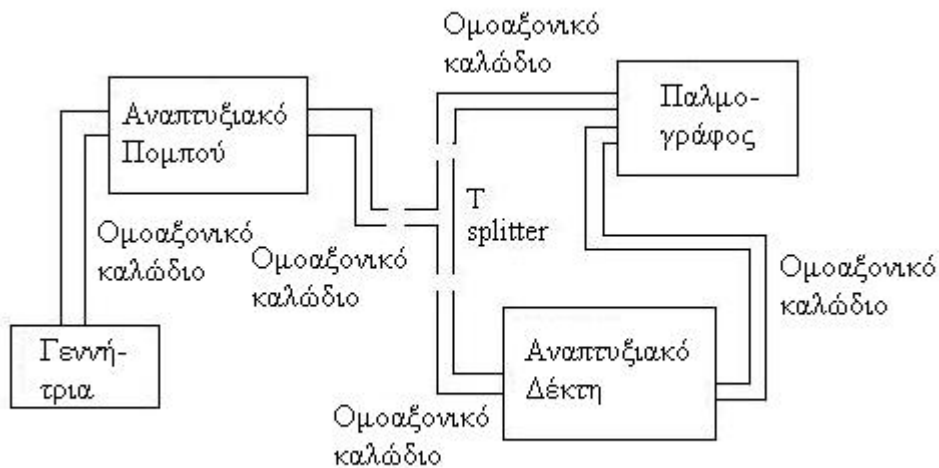
Σχήμα 8.2.2. Μεγέθυνση του σήματος συγχρονισμού.



Σχήμα 8.2.3. Μεγέθυνση του σήματος συγχρονισμού.

Τα σχήματα 8.2.2 και 8.2.3 παρουσιάζουν τη μορφή του σήματος στην έξοδο του DAC του πομπού κατά τη διάδοσή του σε ομοαξονικό καλώδιο. Παρατηρούμε ότι το σήμα δεν διατηρείται σταθερό στην θετική ή στην αρνητική του κορυφή, αλλά πάλλεται γύρω από αυτές. Η συμπεριφορά αυτή αποδίδεται στο ότι το σήμα εξόδου θα έπρεπε να είναι ορθογωνική παλμοσειρά, ο DAC όμως αδυνατεί να παράγει όλες τις αρμονικές συνιστώσες του ορθογωνικού παλμού.

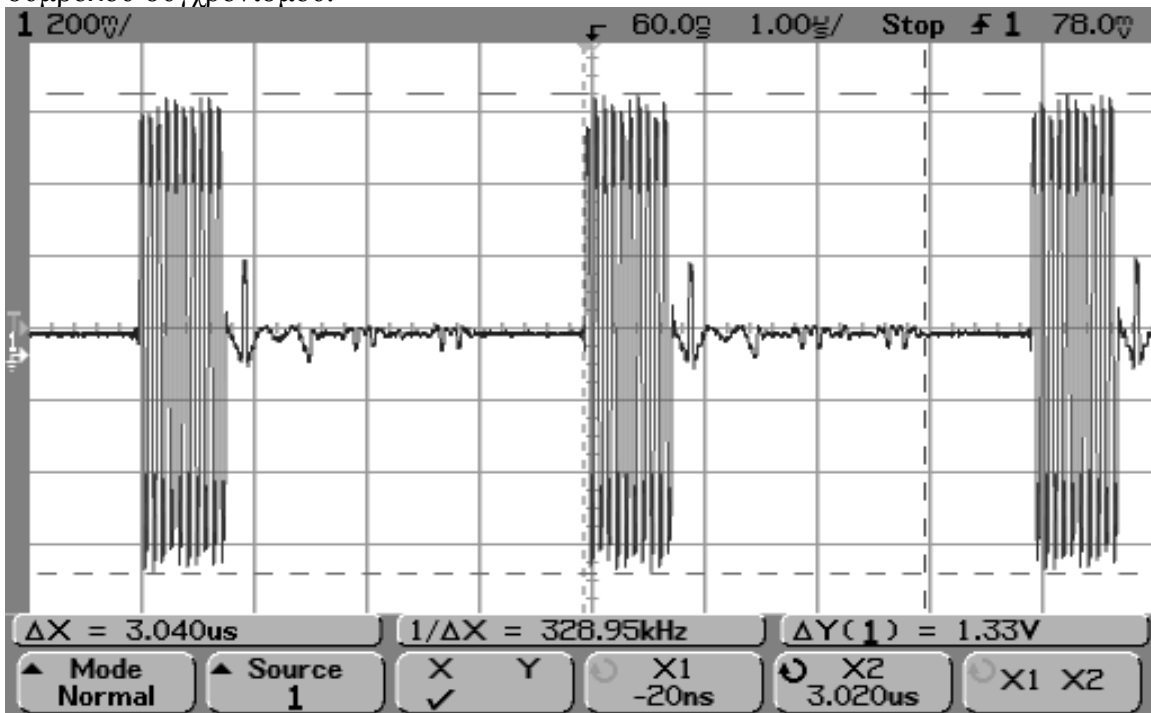
Η κυκλωματική διάταξη για τη μελέτη της συμπεριφοράς των αλγορίθμων σε ομοαξονικό κανάλι εικονίζεται στο σχ. 8.2.4.



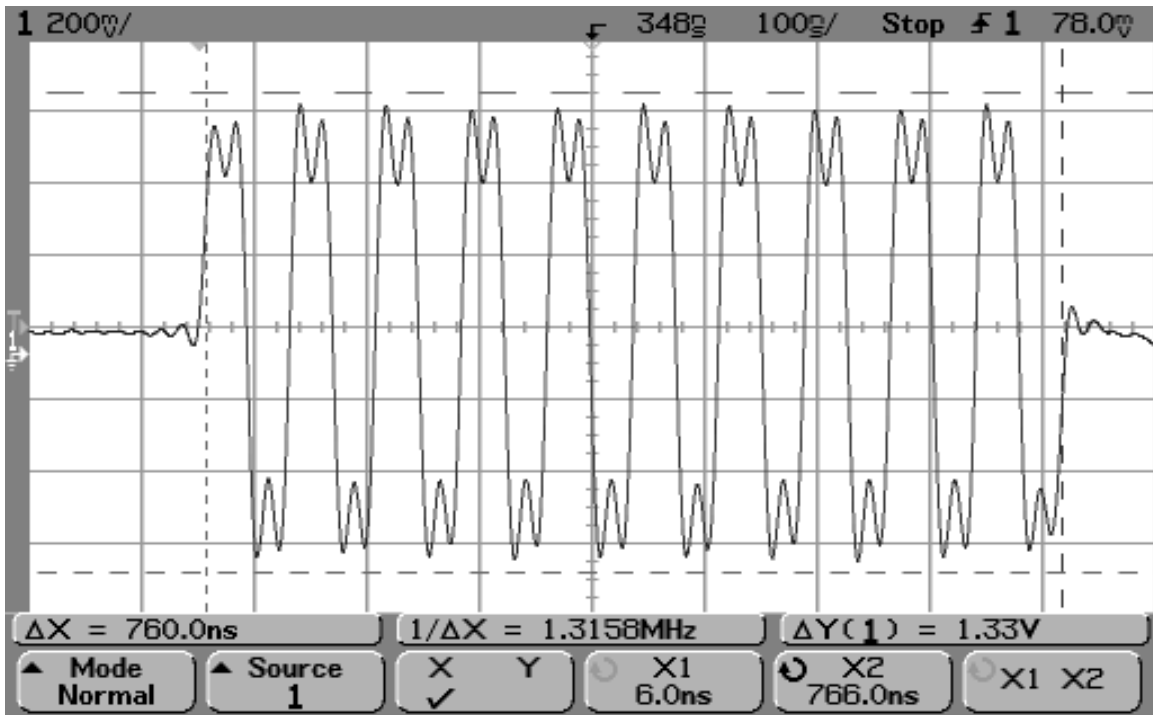
Σχήμα 8.2.4. Διάταξη αξιολόγησης αλγορίθμων συγχρονισμού σε ομοαξονικό καλώδιο.

Το κύκλωμα του πομπού υλοποιείται στο Virtex IV FPGA του ενός αναπτυξιακού ενώ το κύκλωμα του δέκτη, που περιλαμβάνει κάθε φορά έναν από τους οκτώ αλγορίθμους συγχρονισμού που περιγράφηκαν, υλοποιείται στο Virtex IV FPGA του άλλου αναπτυξιακού. Το πρώτο κανάλι εισόδου του πομπού συνδέεται με γεννήτρια ημιτονικών σημάτων, η οποία παρέχει το φορτίο πληροφορίας κάθε μεταδιδόμενου OFDM πλαισίου. Το πρώτο κανάλι εξόδου του πομπού εξάγει το μεταδιδόμενο αναλογικό OFDM σήμα, το οποίο με ομοαξονικό καλώδιο οδηγείται στο πρώτο κανάλι εισόδου του δέκτη. Το συγχρονισμένο σήμα στον δέκτη εξάγεται από το πρώτο κανάλι εξόδου του δέκτη και αναπαριστάται σε ψηφιακό παλμογράφο. Η ταυτόχρονη παρατήρηση του OFDM σήματος στην είσοδο του δέκτη και του συγχρονισμένου σήματος στην έξοδο του δέκτη θα μας επιτρέψει να βγάλουμε χρήσιμα συμπεράσματα για την επίδοση του κάθε αλγορίθμου. Να σημειώσουμε ότι η χαρακτηριστική αντίσταση των ομοαξονικών καλωδίων αλλά και οι τερματισμοί των καναλιών εισόδου – εξόδου των αναπτυξιακών είναι στα 50Ω.

Το σχ. 8.2.5 παρουσιάζει ένα τυπικό OFDM πλαίσιο, όπου με τους δείκτες μαρκάρεται η αρχή και το πέρας του. Το σχ. 8.2.6 δείχνει το ακριβές σημείο συγχρονισμού, το οποίο σκιαγραφείται από τον δεύτερο δείκτη της εικόνας, που δεν είναι άλλο από το πέρας του συμβόλου συγχρονισμού.



Σχήμα 8.2.5. OFDM πλαίσιο στην είσοδο του δέκτη.

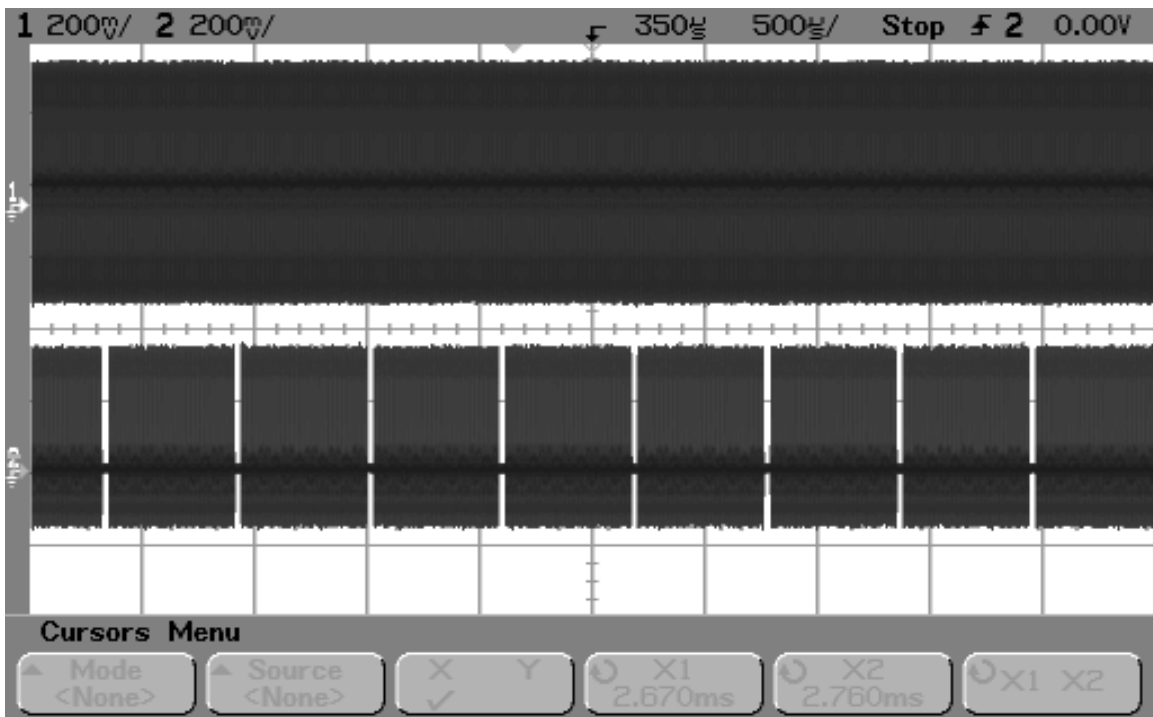


Σχήμα 8.2.6. Σύμβολο συγχρονισμού. Ο δείκτης X2 δηλώνει το πέρας του συμβόλου, άρα το ακριβές σημείο συγχρονισμού που θα πρέπει να επιτύχει ο ιδανικός αλγόριθμος συγχρονισμού.

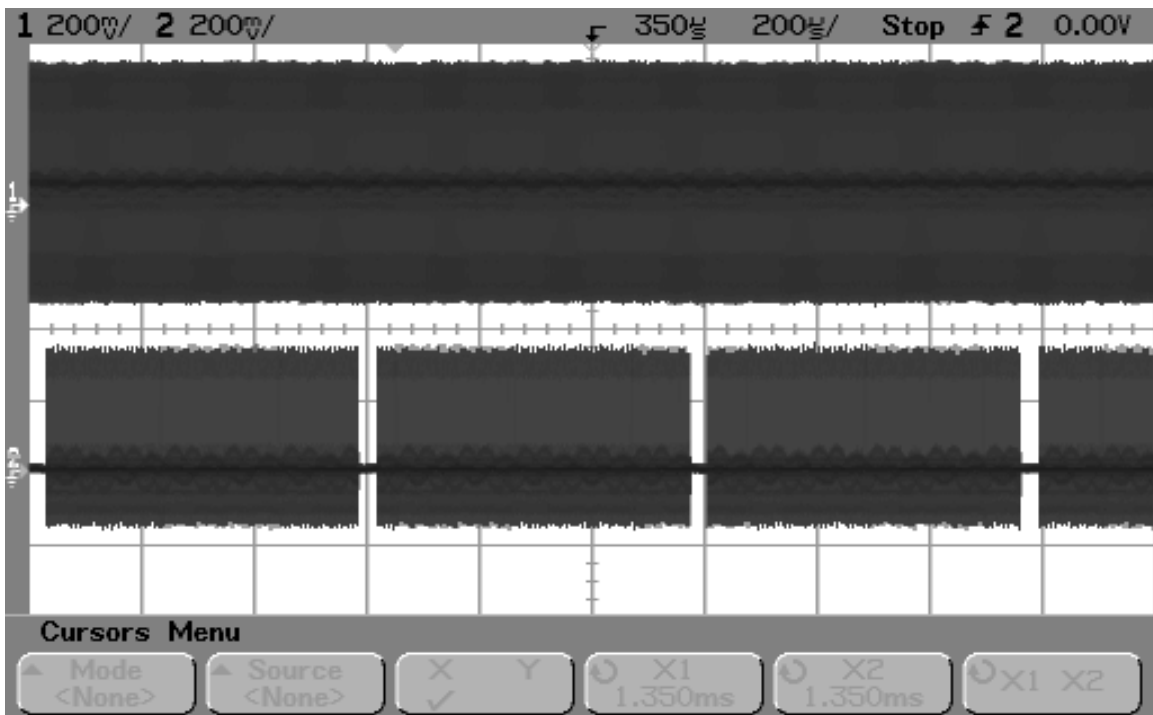
Έτσι ο κάθε αλγόριθμος θα πρέπει να εντοπίζει όλα τα μεταδιδόμενα πλαίσια και να αναγνωρίζει την αρχή του συγχρονισμένου OFDM σήματος ακριβώς μετά το πέρας του συμβόλου συγχρονισμού. Απώλειες πλαισίων ή συγχρονισμός σε σημείο προγενέστερο ή μεταγενέστερο του πέρατος του συμβόλου συγχρονισμού είναι μη επιθυμητά γιατί αποτελούν αιτία σφαλμάτων κατά την ανάκτηση των δεδομένων.

Στα επόμενα θα παρουσιάσουμε την επίδοση των αλγορίθμων σε ομοαξονικό κανάλι μέσα από σειρά εικόνων που ελήφθησαν από ψηφιακό παλμογράφο. Σε κάθε εικόνα στο πρώτο κανάλι του παλμογράφου αναπαρίσταται το μεταδιδόμενο OFDM σήμα, έτσι όπως φτάνει στον δέκτη, ενώ το δεύτερο κανάλι του παλμογράφου απεικονίζει τα ανιχνευμένα OFDM πλαίσια έτσι όπως εξάγονται από τον δέκτη. Το σήμα στην είσοδο του δέκτη εμφανίζει μέγιστο πλάτος 1.33V p-p (σχ. 8.2.5). Δοθέντος ότι στο ομοαξονικό κανάλι η μέγιστη τιμή του λευκού θορύβου υπολογίζεται στα 50mV p-p, ο σηματοθρουβικός λόγος στην είσοδο του δέκτη για κάθε ένα από τους υπό εξέταση αλγορίθμους είναι περίπου 25-30dB.

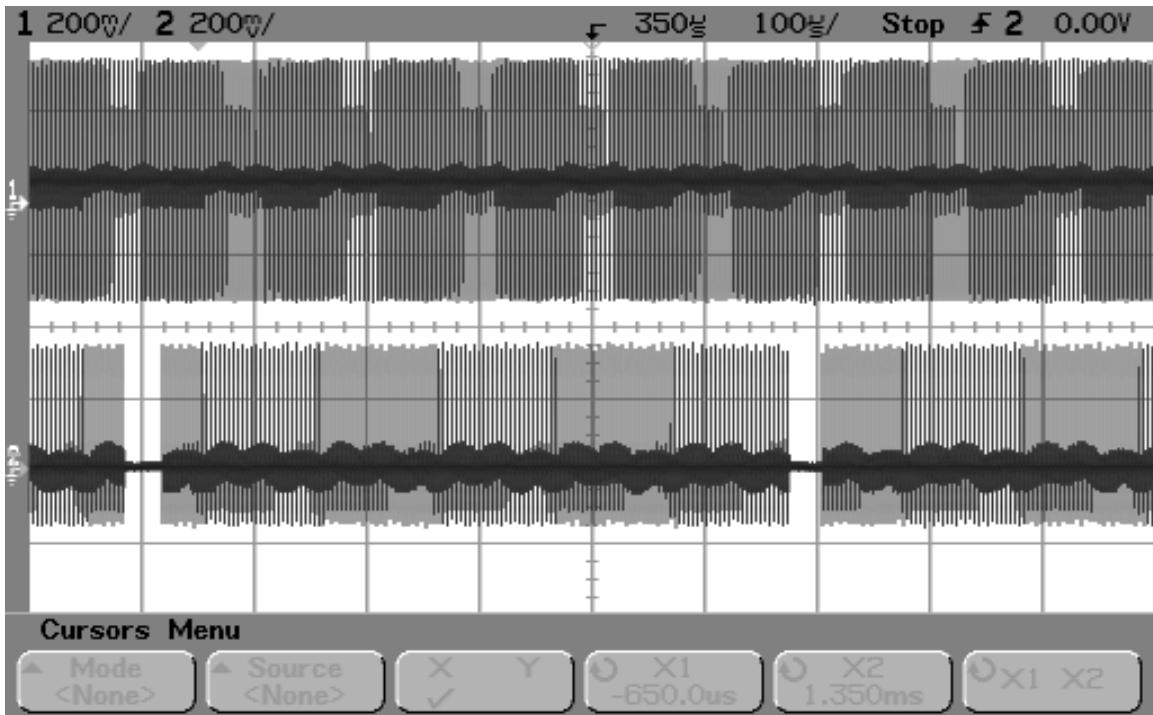
Τα σχήματα 8.2.7 – 8.2.15 αναπαριστούν την επίδοση του αλγορίθμου CPC.



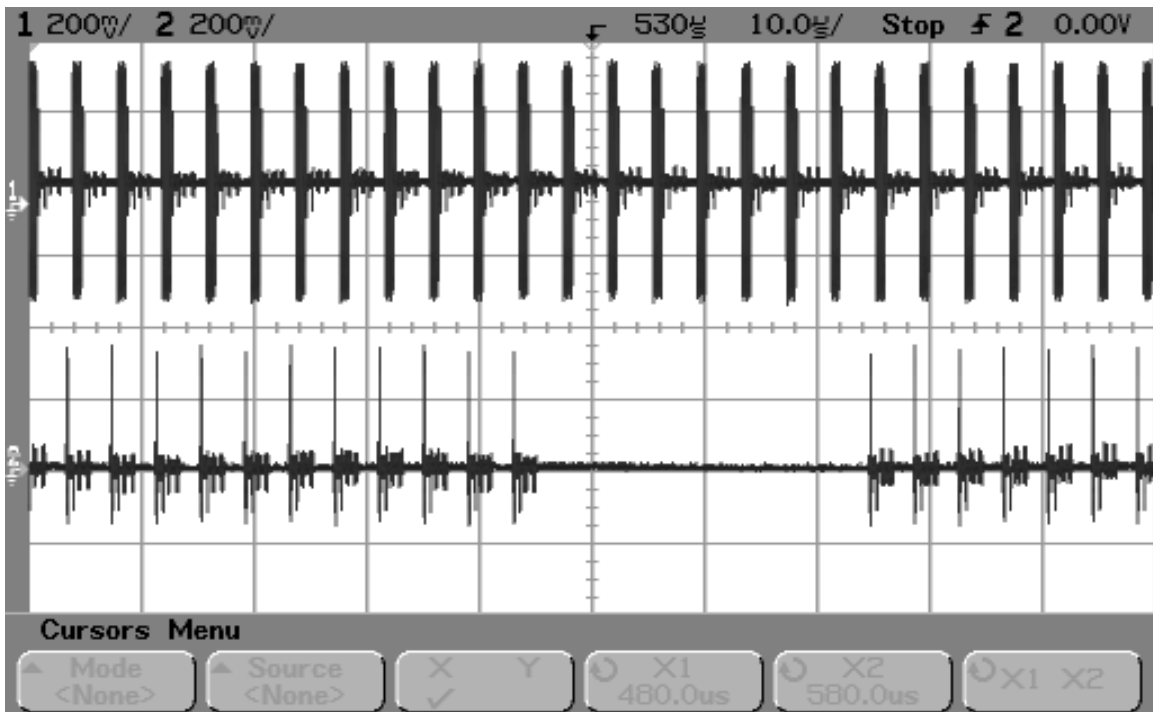
Σχήμα 8.2.7. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.



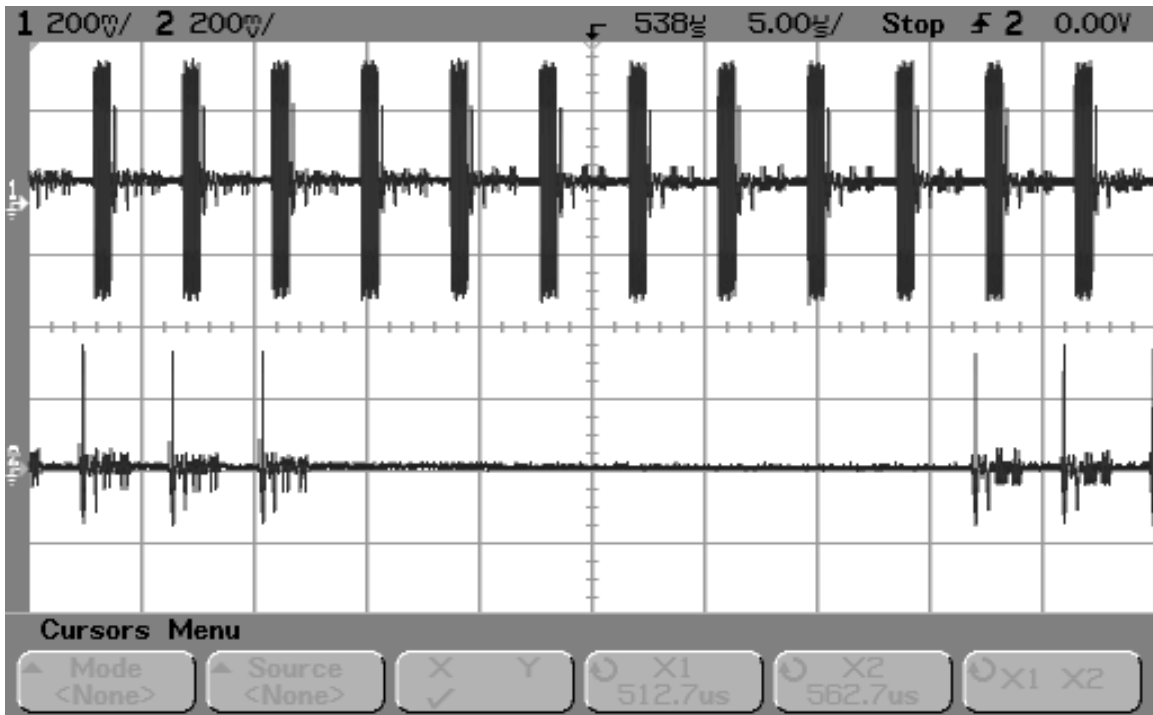
Σχήμα 8.2.8. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 2ms.



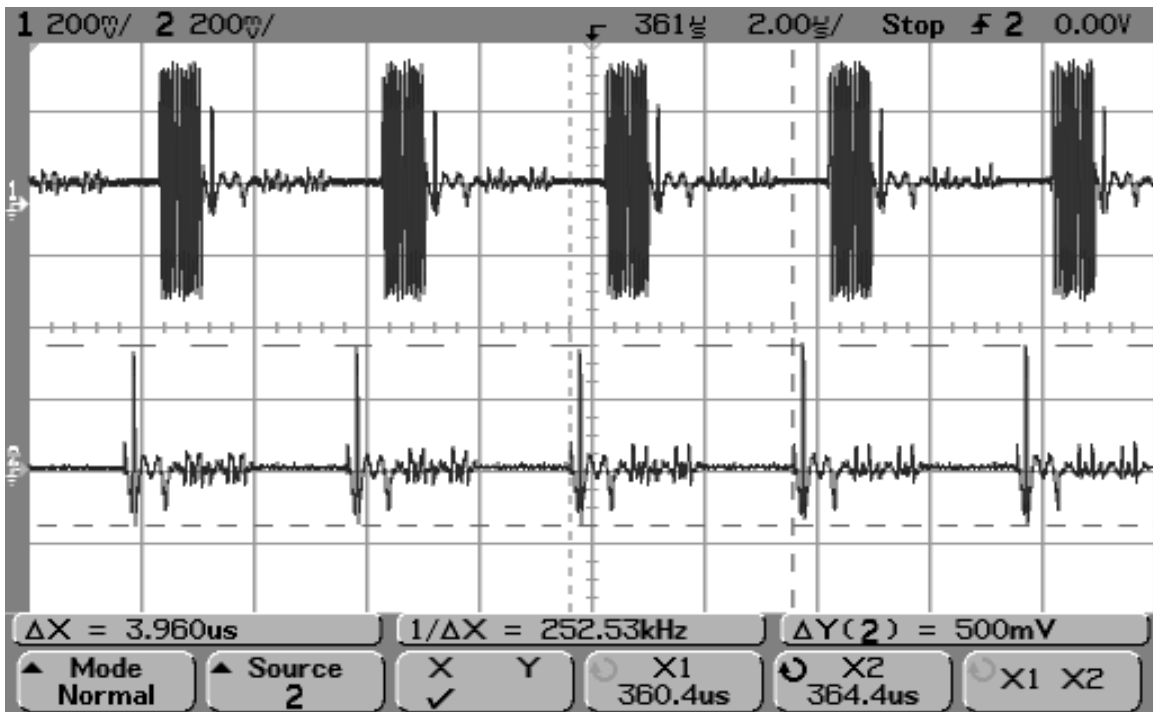
Σχήμα 8.2.9. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 1ms.



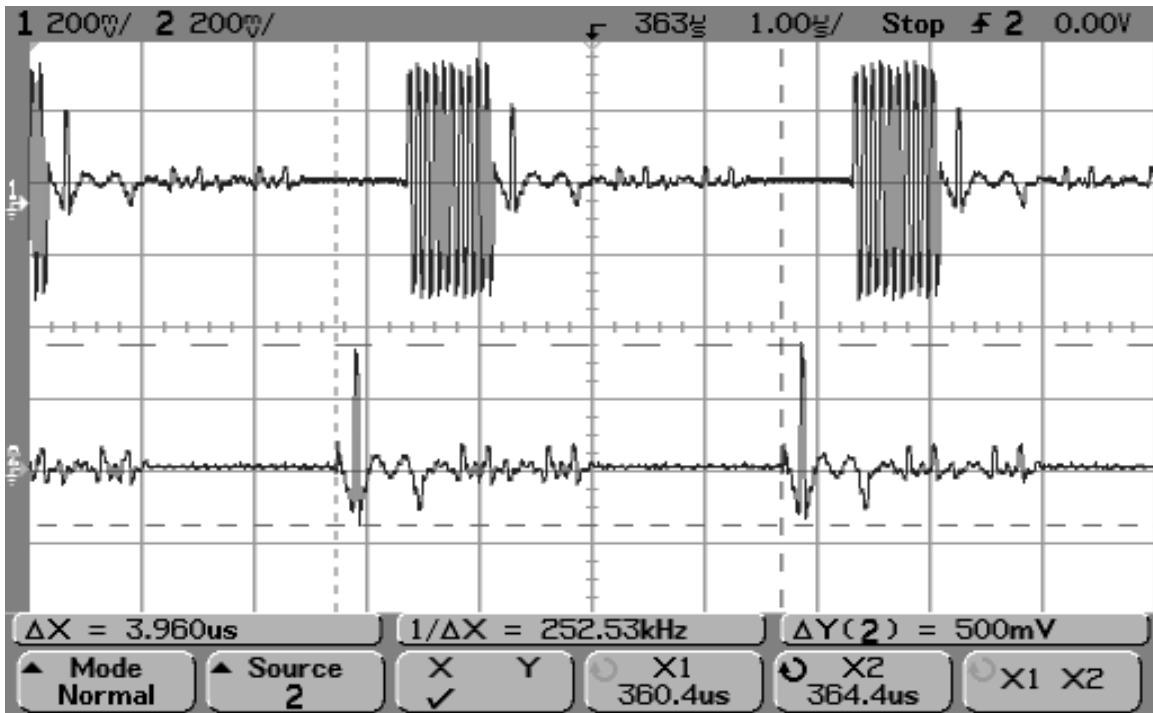
Σχήμα 8.2.10. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 100μs.



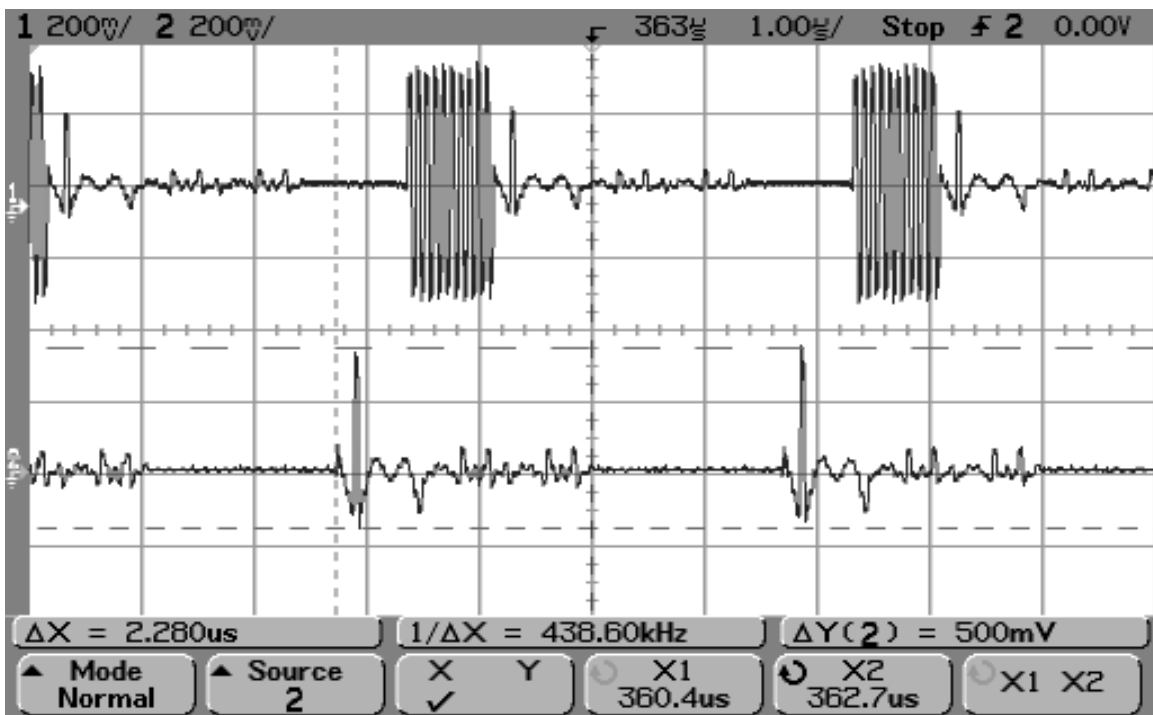
Σχήμα 8.2.11. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 50µs.



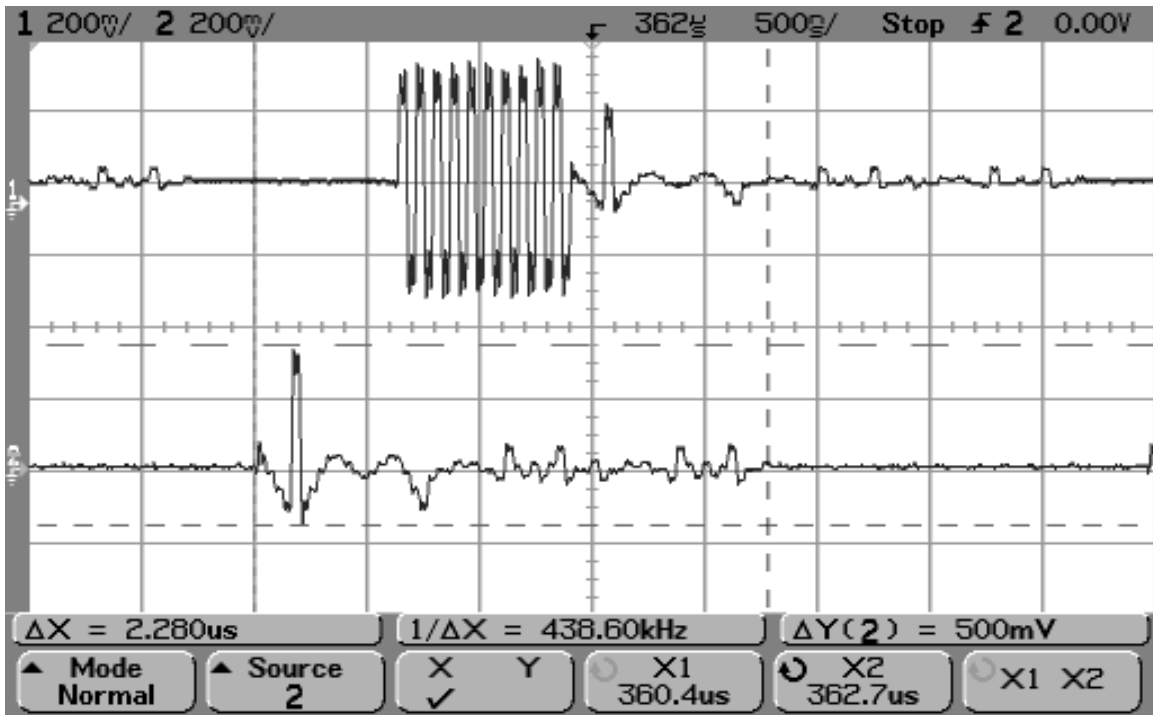
Σχήμα 8.2.12. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 20µs.



Σχήμα 8.2.13. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs.



Σχήμα 8.2.14. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs. Έμφαση στο μήκος του συγχρονισμένου πλαισίου.

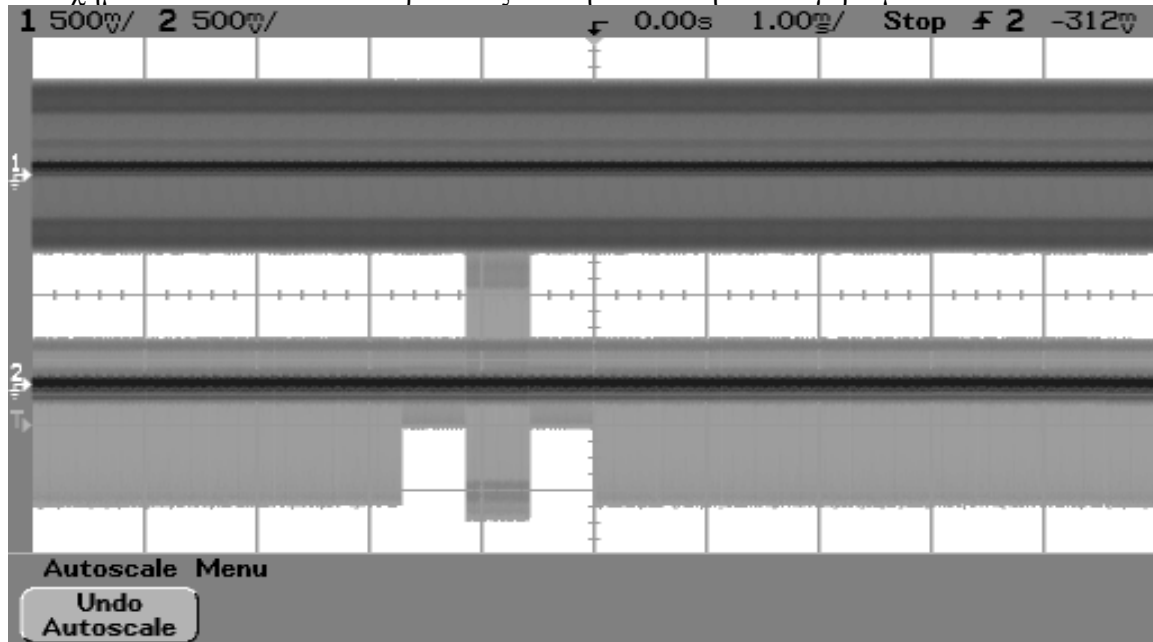


Σχήμα 8.2.15. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs. Έμφαση στο μήκος του συγχρονισμένου πλαισίου.

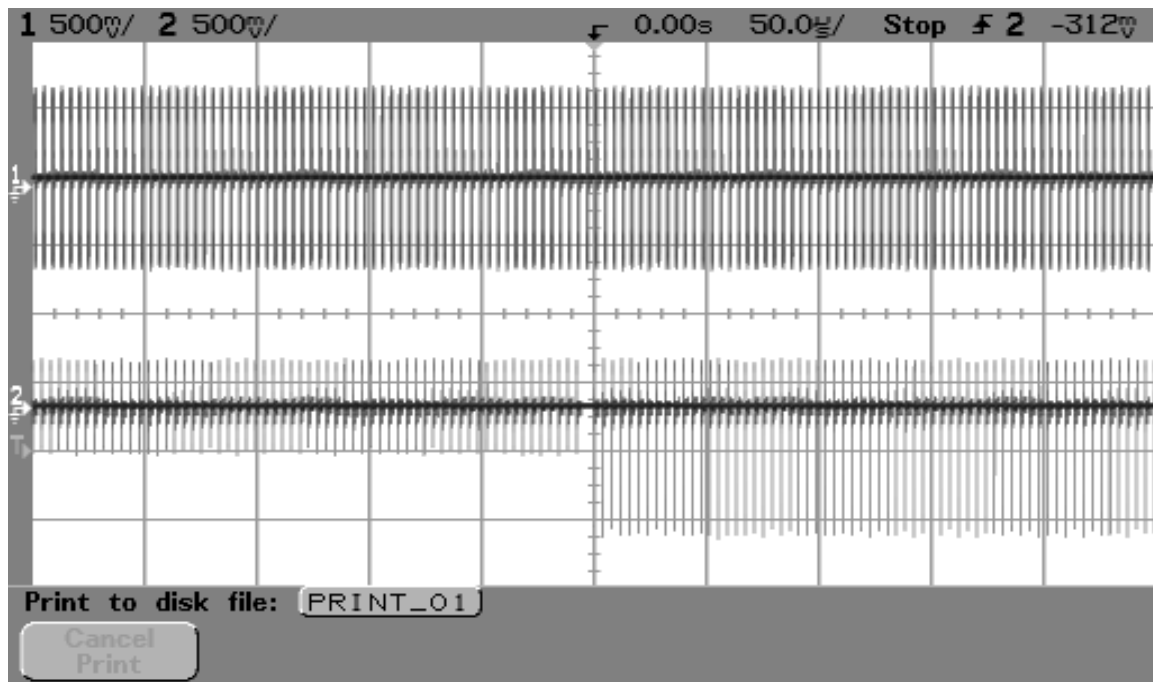
Ως κατώφλι θορύβου χρησιμοποιείται η τιμή ± 100 που αντιστοιχεί σε τάση $\pm 25\text{mV}$ περίπου. Η επιλογή αυτή είναι πετυχημένη μια και στο ομοαξονικό κανάλι συναντάμε AWGN θόρυβο χαμηλής στάθμης. Παρατηρούμε ότι η μέθοδος εμφανίζει σχετική επιτυχία. Τα ανιχνευμένα πλαίσια εντοπίζονται με απόλυτη ακρίβεια ως προς το σημείο συγχρονισμού, υπάρχουν όμως και πλαίσια που δεν ανιχνεύονται. Τα χαμένα πλαίσια εμφανίζονται σε συγκεκριμένες περιοχές και με δεδομένη περιοδικότητα, μεταξύ περιοχών συνεχούς και ορθού συγχρονισμού. Συνολικά, ο αλγόριθμος χάνει περί τα 7 πλαίσια σε μια περίοδο 600μs. Ο τρόπος δειγμάτισης του αναλογικού σήματος στον δέκτη δεν είναι σταθερός αλλά μεταβάλλεται πλαίσιο με το πλαίσιο εξαιτίας διαφορών φάσης και συχνότητας των ρολογιών πομπού – δέκτη. Συγκεκριμένα, για το πιλοτικό σύμβολο συγχρονισμού ο πομπός εκπέμπει 4 δείγματα μέγιστης τιμής και 4 δείγματα ελαχίστης τιμής για κάθε περίοδο του σήματος. Στον δέκτη περιοδικά μπορεί να γίνει δειγματοληψία 4 δειγμάτων στην θετική κορυφή του αναλογικού σήματος και 4 δειγμάτων στην αρνητική κορυφή του σήματος, μπορεί όμως να ληφθούν και ενδιάμεσα δείγματα, ή μπορεί κάποια από τα προκύπτοντα δείγματα να είναι κοντά στους μηδενισμούς. Ο τρόπος δειγμάτισης του αναλογικού σήματος ολισθαίνει σταδιακά, και περιοδικά λαμβάνονται τα ιδανικά δείγματα του αναλογικού σήματος, δείγματα δηλαδή ακριβώς όπως τα εξέπεμψε ο πομπός (για το σύμβολο συγχρονισμού 4 δείγματα στη θετική κορυφή και 4 στην αρνητική). Έτσι εξηγείται η περιοδική αστοχία εντοπισμού πλαισίων του αλγορίθμου συγχρονισμού. Στις περιπτώσεις απωλειών κάποια από τα δείγματα του συμβόλου συγχρονισμού ελήφθησαν κοντά στους μηδενισμούς, δηλαδή κάτω από το κατώφλι θορύβου, με αποτέλεσμα τη μη μεγιστοποίηση της συνάρτησης συσχέτισης (μη υπέρβαση του κατωφλίου μεγιστοποίησης συσχέτισης). Αν μειωνόταν το κατώφλι μεγιστοποίησης συσχέτισης, δηλαδή το κατώφλι ελέγχου συγχρονισμού, θα είχε

ως αποτέλεσμα κάποια πλαίσια να μην συγχρονίζονται στο ακριβές σημείο, αλλά εντός του συμβόλου συγχρονισμού ή εντός του δευτέρου συμβόλου του πλαισίου. Μείωση του κατωφλίου θορύβου θα είχε ως αποτέλεσμα την ανίχνευση ψευδών συγχρονισμών εξαιτίας του θορύβου.

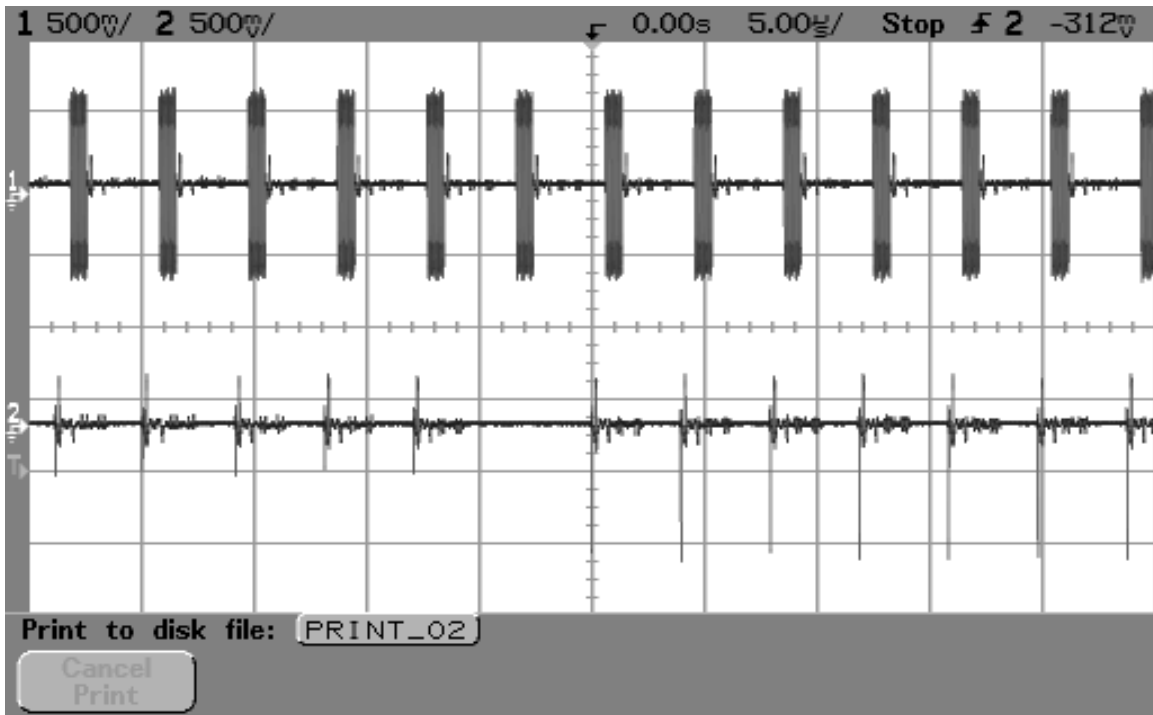
Τα σχήματα 8.2.16 – 8.2.26 παρουσιάζουν την επίδοση του αλγορίθμου PR.



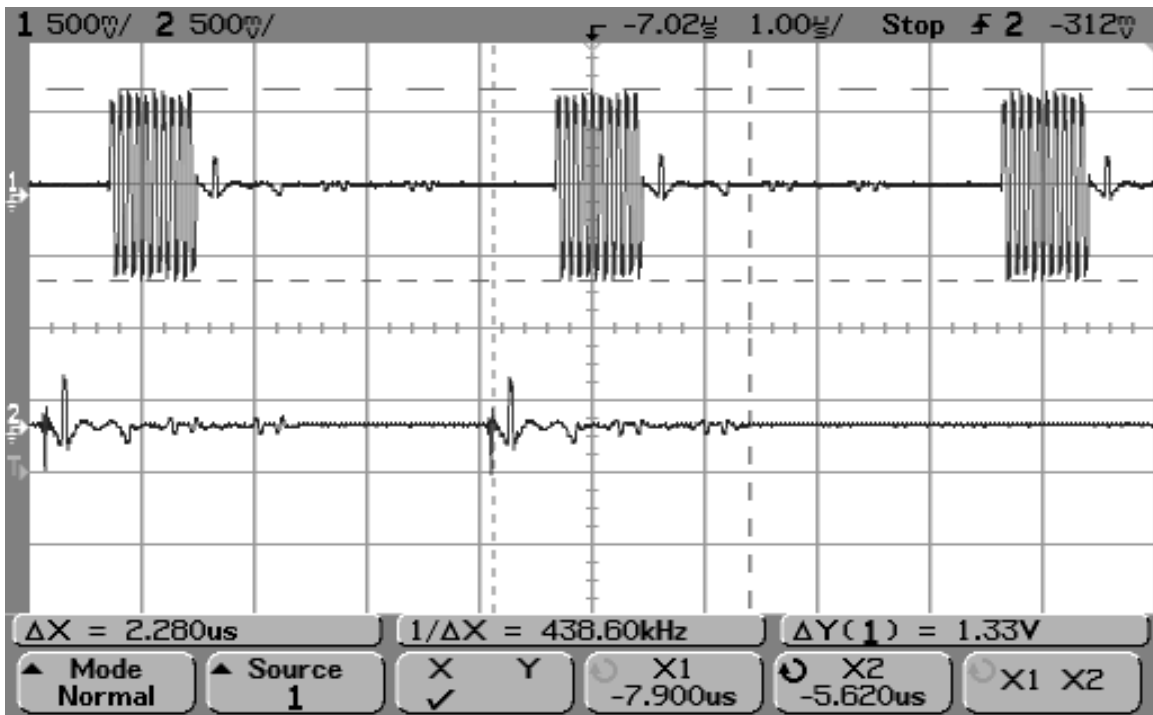
Σχήμα 8.2.16. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10ms.



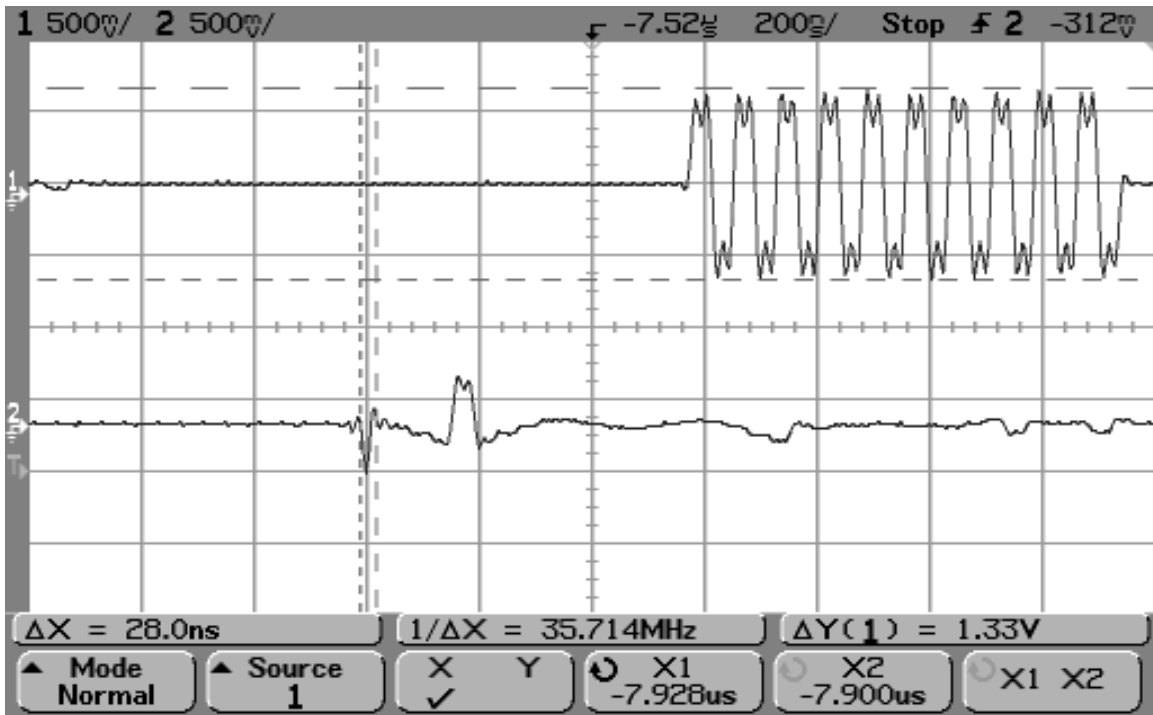
Σχήμα 8.2.17. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 500μs.



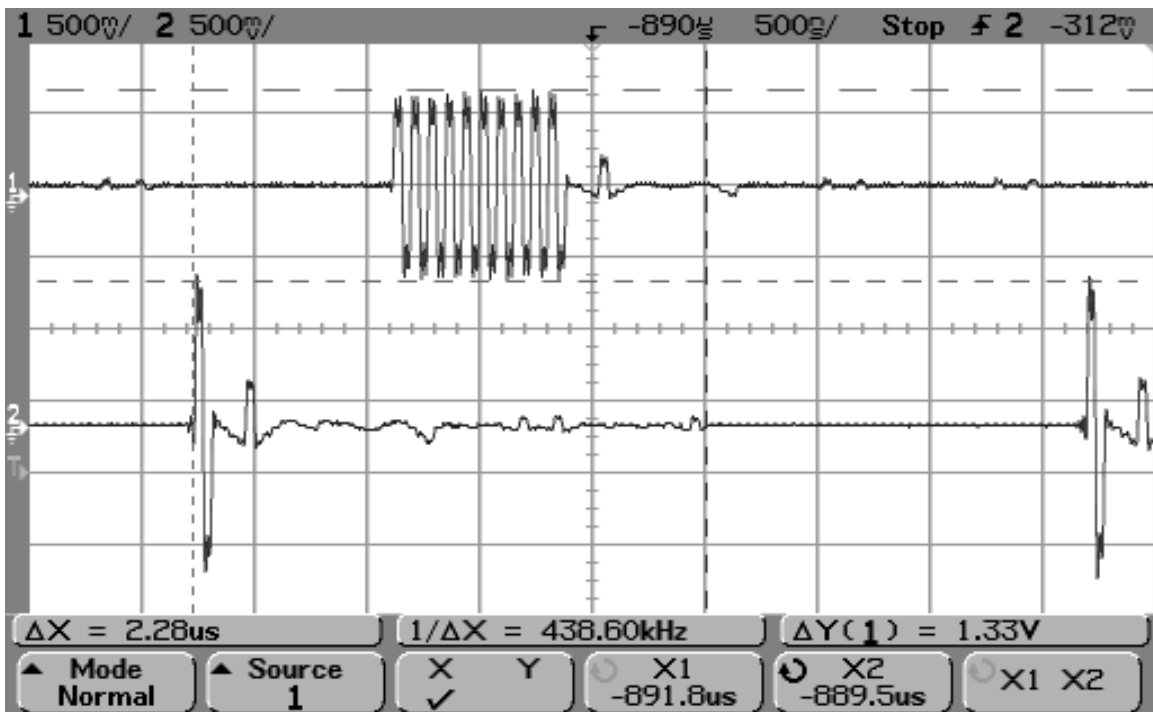
Σχήμα 8.2.18. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 50µs.



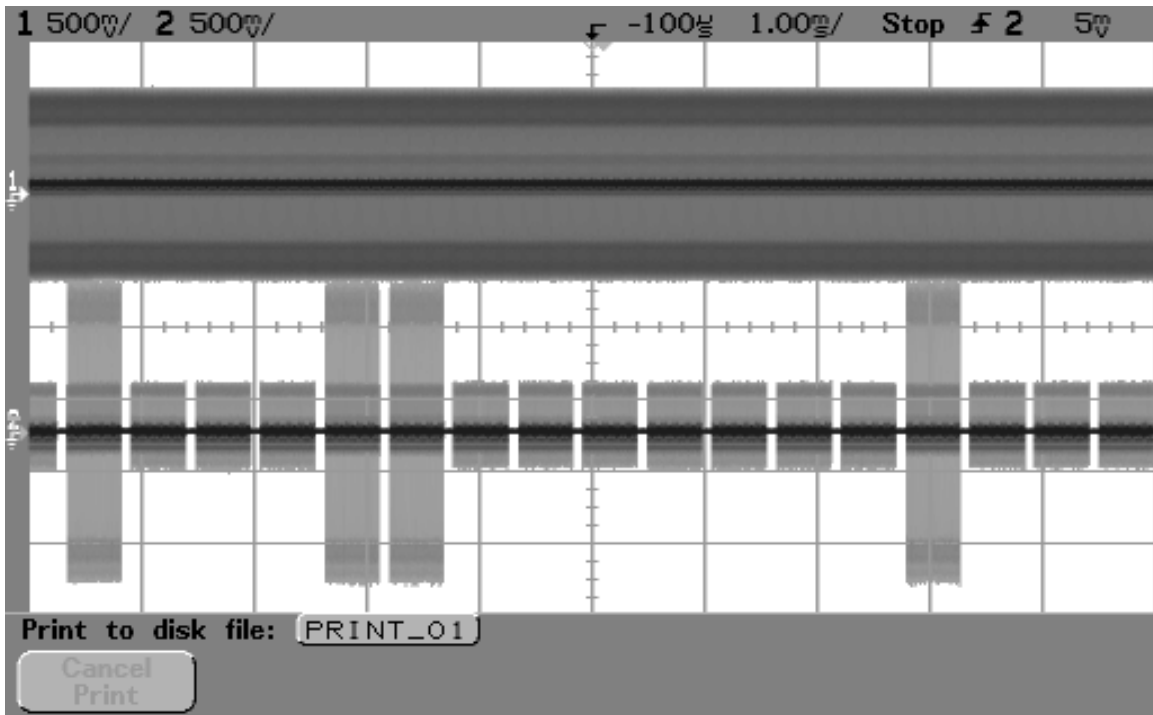
Σχήμα 8.2.19. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10µs.



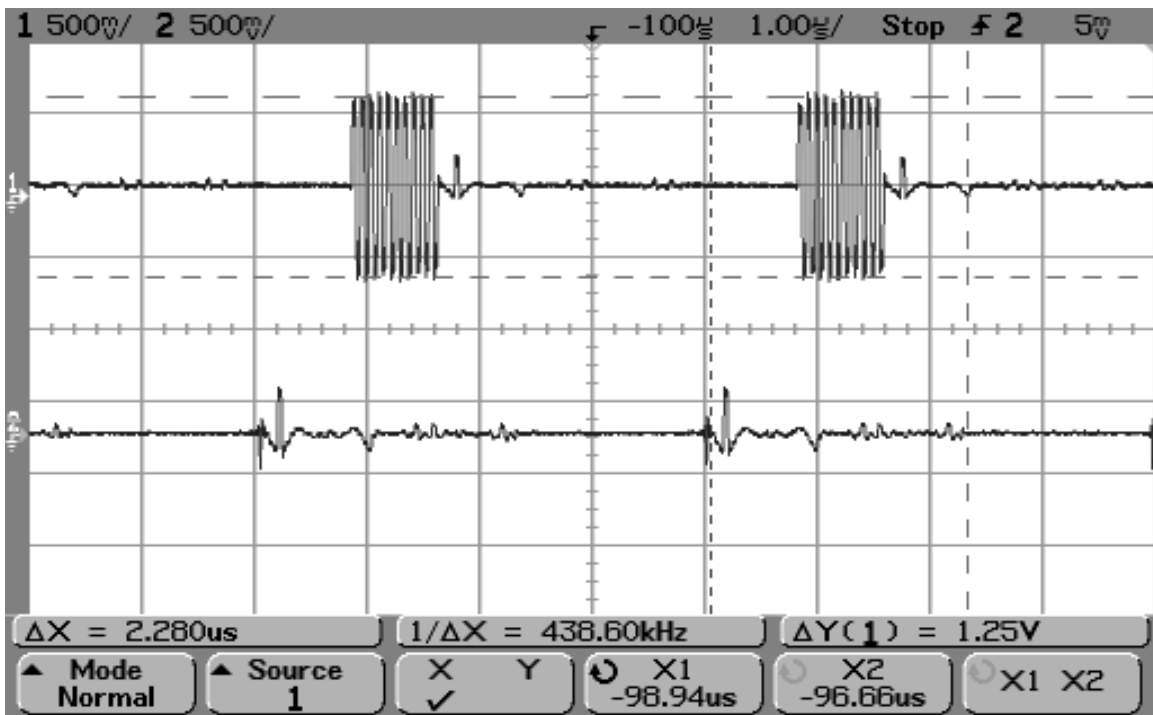
Σχήμα 8.2.20. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 2μs. Έμφαση στην απόκλιση στην ακρίβεια συγχρονισμού.



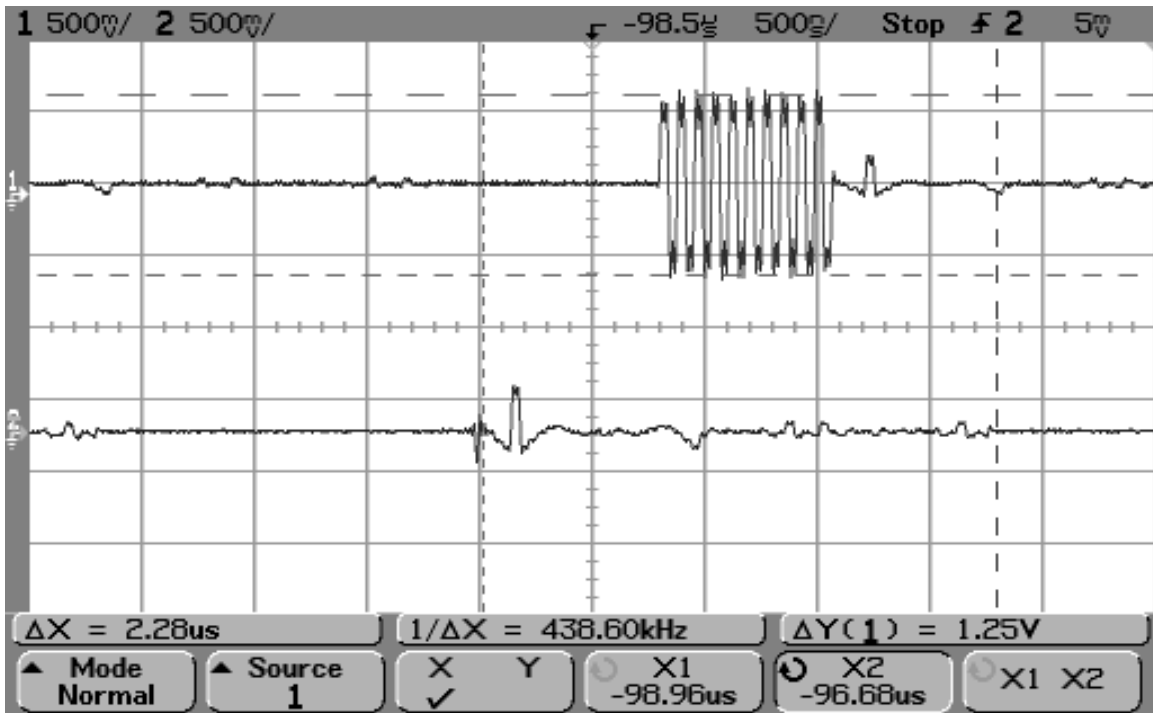
Σχήμα 8.2.21. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs. Έμφαση στην απόκλιση στην ακρίβεια συγχρονισμού.



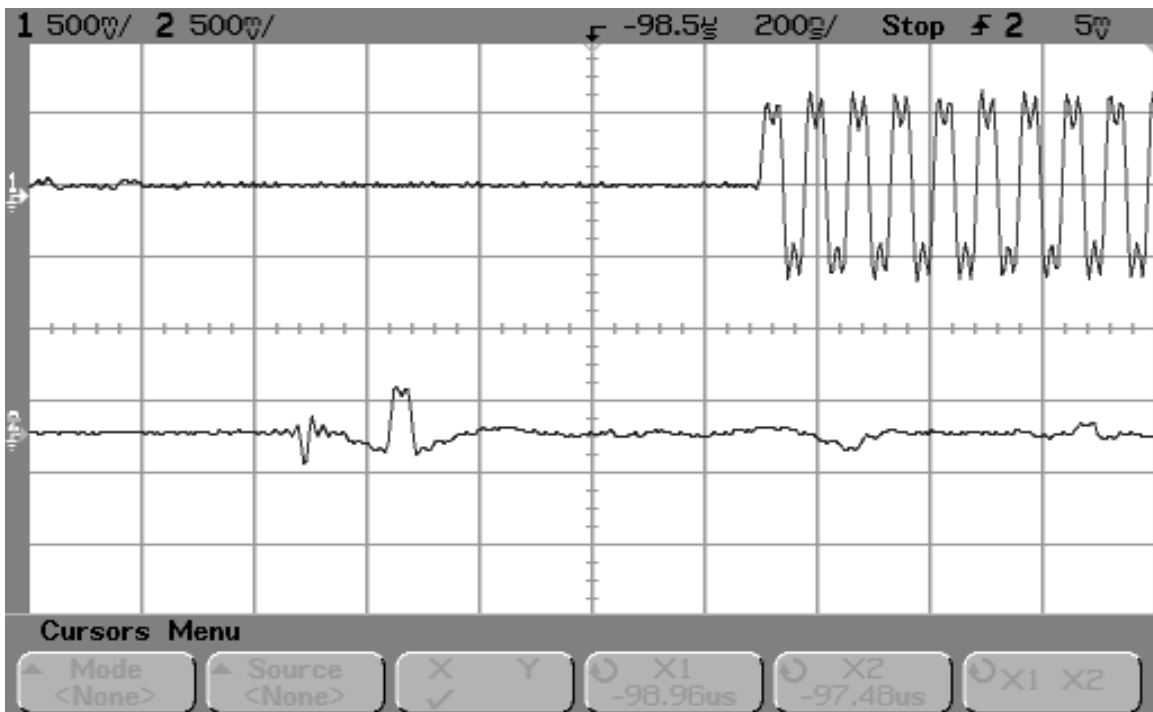
Σχήμα 8.2.22. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10ms.



Σχήμα 8.2.23. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs.



Σχήμα 8.2.24. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs. Έμφαση στην απόκλιση στην ακρίβεια συγχρονισμού.



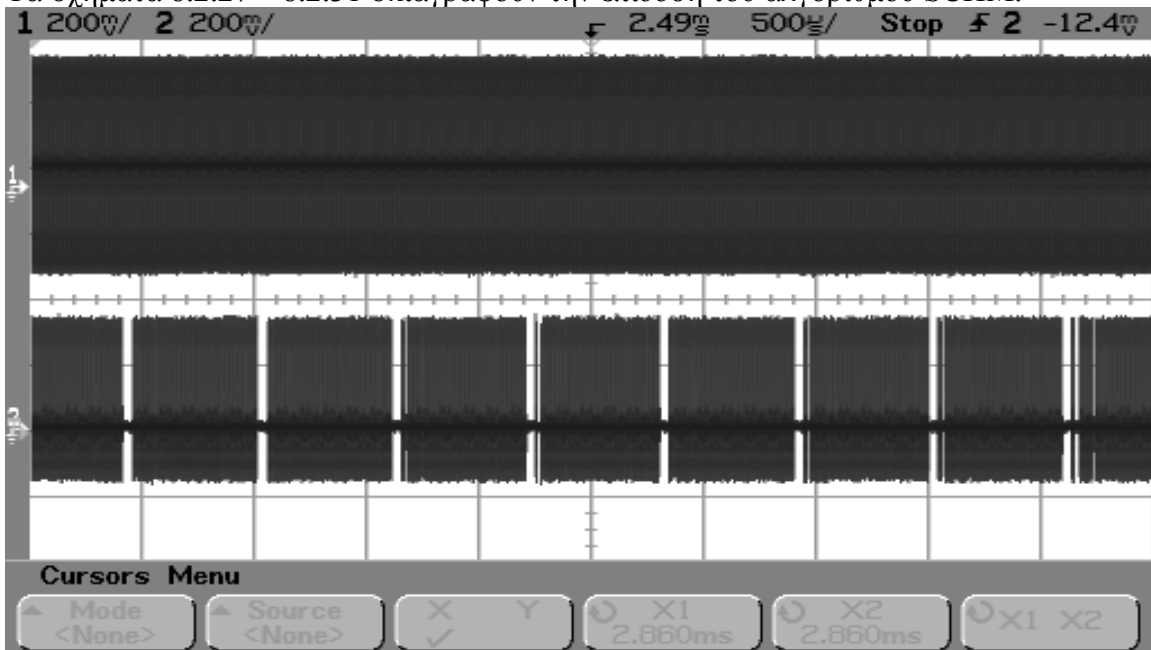
Σχήμα 8.2.25. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 2μs. Έμφαση στην απόκλιση στην ακρίβεια συγχρονισμού.



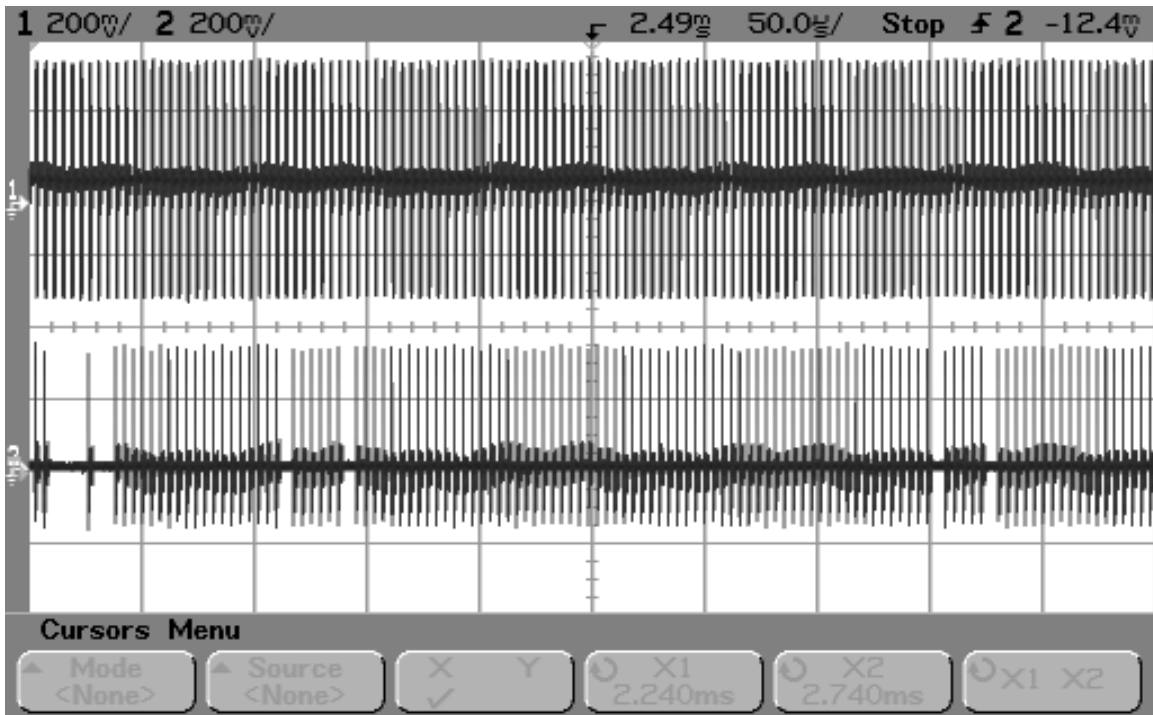
Σχήμα 8.2.26. Επίδοση αλγορίθμου PR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs. Έμφαση στην απόκλιση στην ακρίβεια συγχρονισμού.

Ο αλγόριθμος χάνει λιγότερα πλαίσια από τον CPC, όμως το ορθό σημείο συγχρονισμού δεν προσδιορίζεται με ακρίβεια. Ο αλγόριθμος συγκρίνει τα δείγματα εισόδου με το αναμενόμενο πρότυπο. Αν αυξήσουμε το κατώφλι ελέγχου συγχρονισμού βελτιώνεται η συμπεριφορά του αλγορίθμου ως προς την ακρίβεια, αυξάνει όμως θεαματικά η απώλεια πλαισίων (σχ. 8.2.22 – 8.2.26).

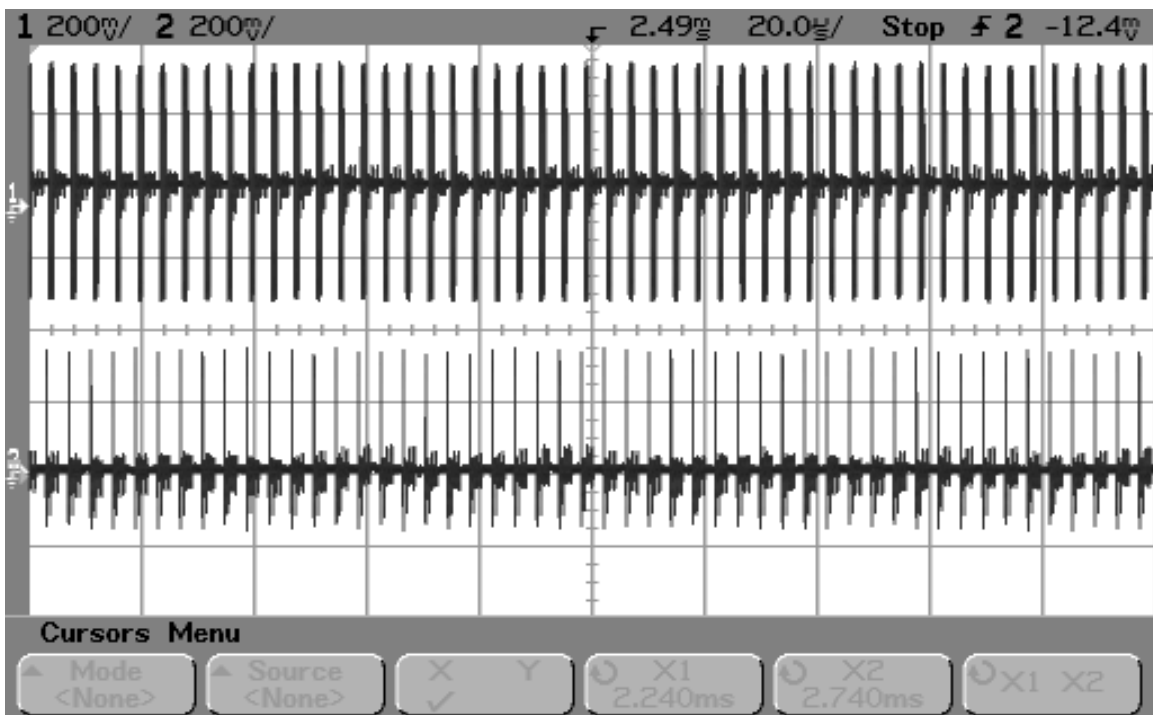
Τα σχήματα 8.2.27 – 8.2.31 σκιαγραφούν την επίδοση του αλγορίθμου SCHM.



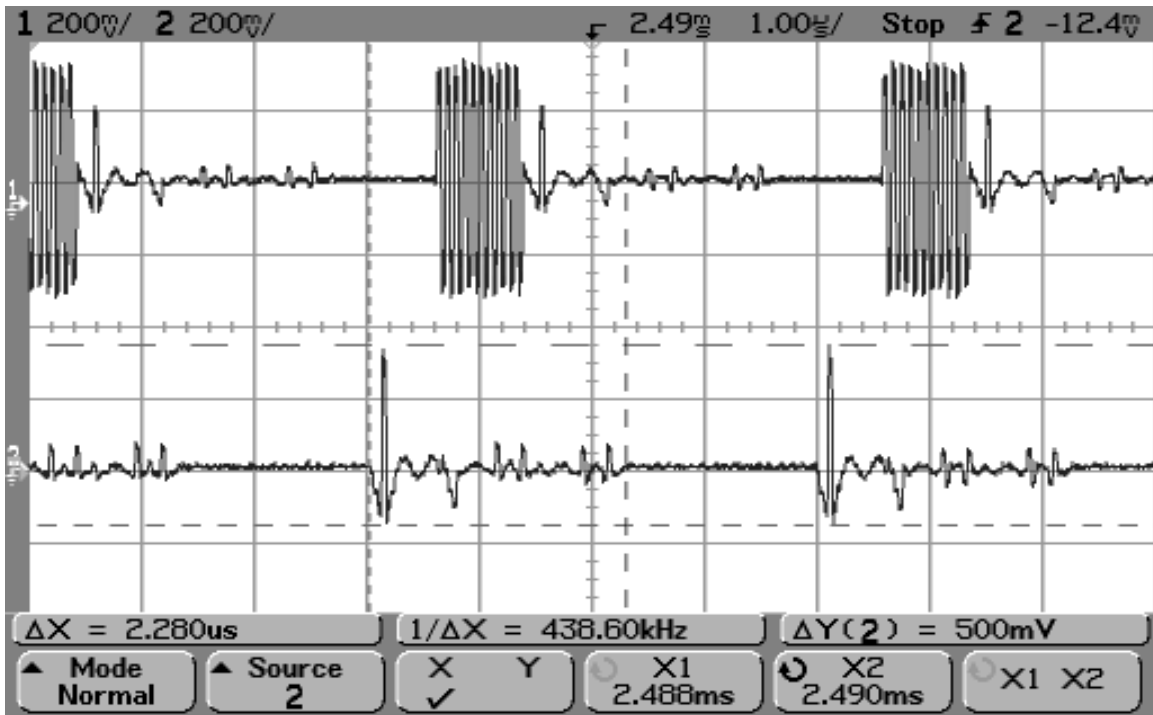
Σχήμα 8.2.27. Επίδοση αλγορίθμου SCHM σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.



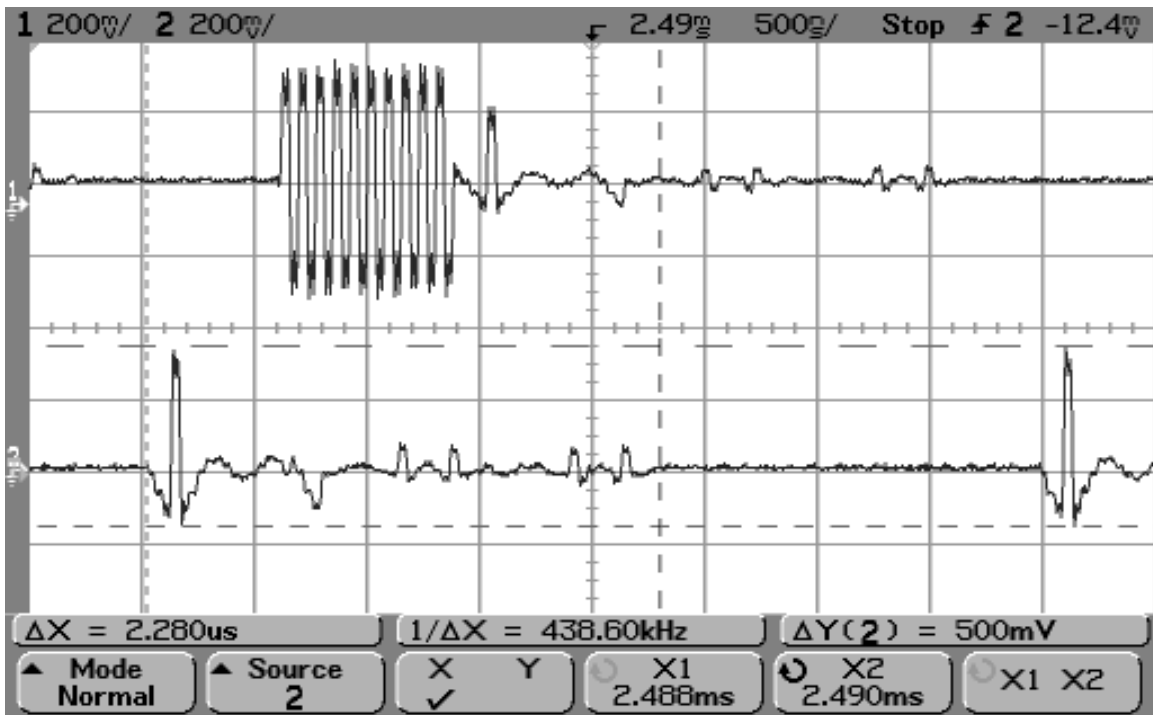
Σχήμα 8.2.28. Επίδοση αλγορίθμου SCHM σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 500µs.



Σχήμα 8.2.29. Επίδοση αλγορίθμου SCHM σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 200µs.



Σχήμα 8.2.30. Επίδοση αλγορίθμου SCHM σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10µs.

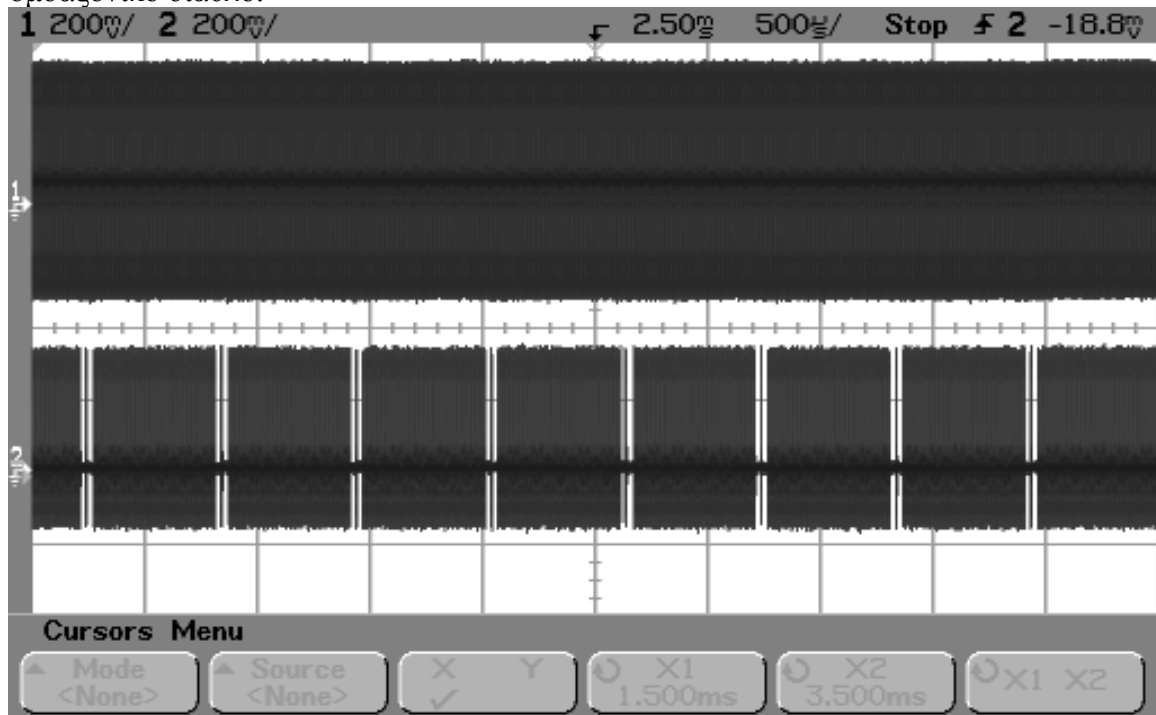


Σχήμα 8.2.31. Επίδοση αλγορίθμου SCHM σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5µs.

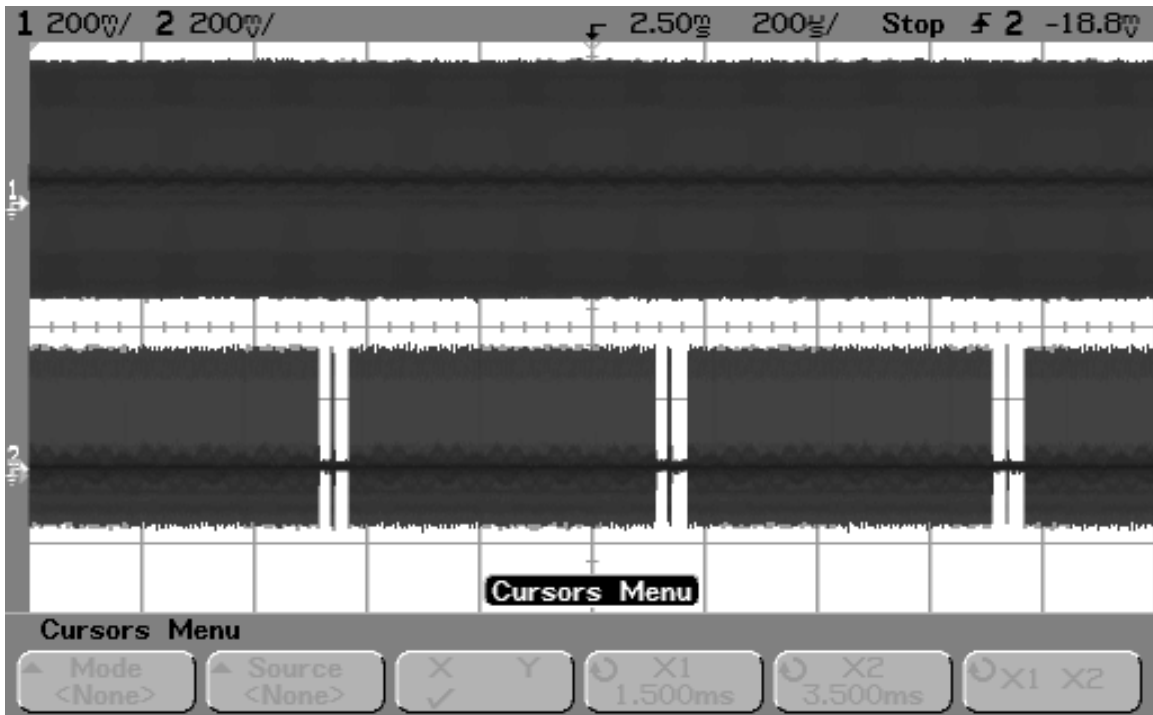
Η συμπεριφορά του αλγορίθμου είναι ανάλογη του αλγορίθμου CPC. Ο αλγόριθμος SCHM προσδιορίζει με ακρίβεια το σημείο συγχρονισμού, χάνει όμως περιοδικά κάποια πλαίσια. Οι απώλειες πλαισίων εμφανίζονται συγκεντρωμένες σε τακτά χρονικά διαστήματα. Χάνονται περί τα 8 πλαίσια κάθε 600µs. Η ομοιότητα της συμπεριφοράς

με τον CPC είναι αναμενόμενη αφού ο SCHM επιτελεί την ίδια συσχέτιση αλλά με περισσότερα δείγματα. Εξαιτίας της χρήσης περισσότερων δειγμάτων θα περίμενε κάποιος κάπως καλύτερες επιδόσεις από τον SCHM. Το γεγονός ότι κάτι τέτοιο δεν παρατηρείται εξηγείται από τη φύση των απωλειών, που δεν είναι άλλη από τις διαφορές φάσης – συχνότητας των ρολογιών πομπού και δέκτη. Επίσης, στον αλγόριθμο CPC υπάρχει πιθανότητα να ανιχνευτεί ως σύμβολο συγχρονισμού κάποιο από τα λοιπά σύμβολα του πλαισίου, αφού η μέθοδος βασίζεται στην αυτοομοιότητα του κυκλικού προθέματος και όλα τα OFDM σύμβολα φέρουν κυκλικό πρόθεμα. Κάτι τέτοιο δεν παρατηρείται στην πράξη γιατί ο αλγόριθμος πάντα αναγνωρίζει το πρώτο σύμβολο και δεν ψάχνει για συγχρονισμό παρά μετά την εξαγωγή όλου του πλαισίου. Στη μέθοδο SCHM τέτοιος κίνδυνος δεν υπάρχει γιατί δεν υπάρχει σύμβολο πλην του συμβόλου συγχρονισμού όπου το πρώτο μισό να είναι όμοιο με το έτερο ήμισυ.

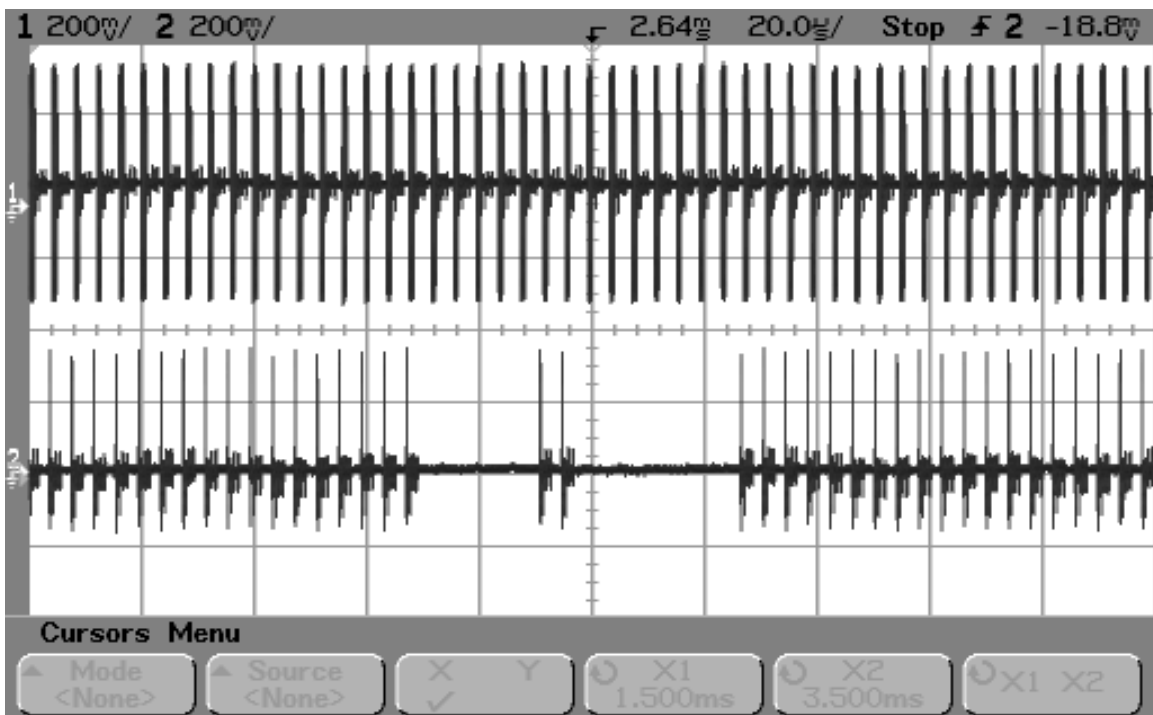
Τα σχήματα 8.2.32 – 8.2.36 παρουσιάζουν τις επιδόσεις του αλγορίθμου ZCD σε ομοαξονικό διάυλο.



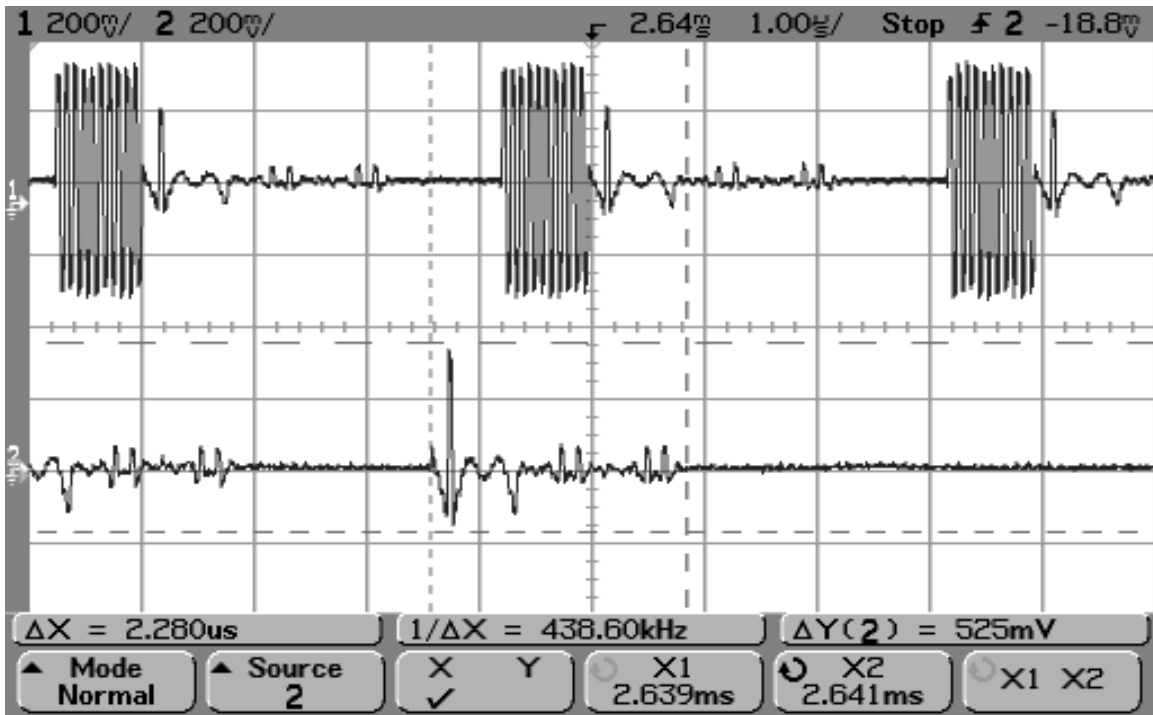
Σχήμα 8.2.32. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.



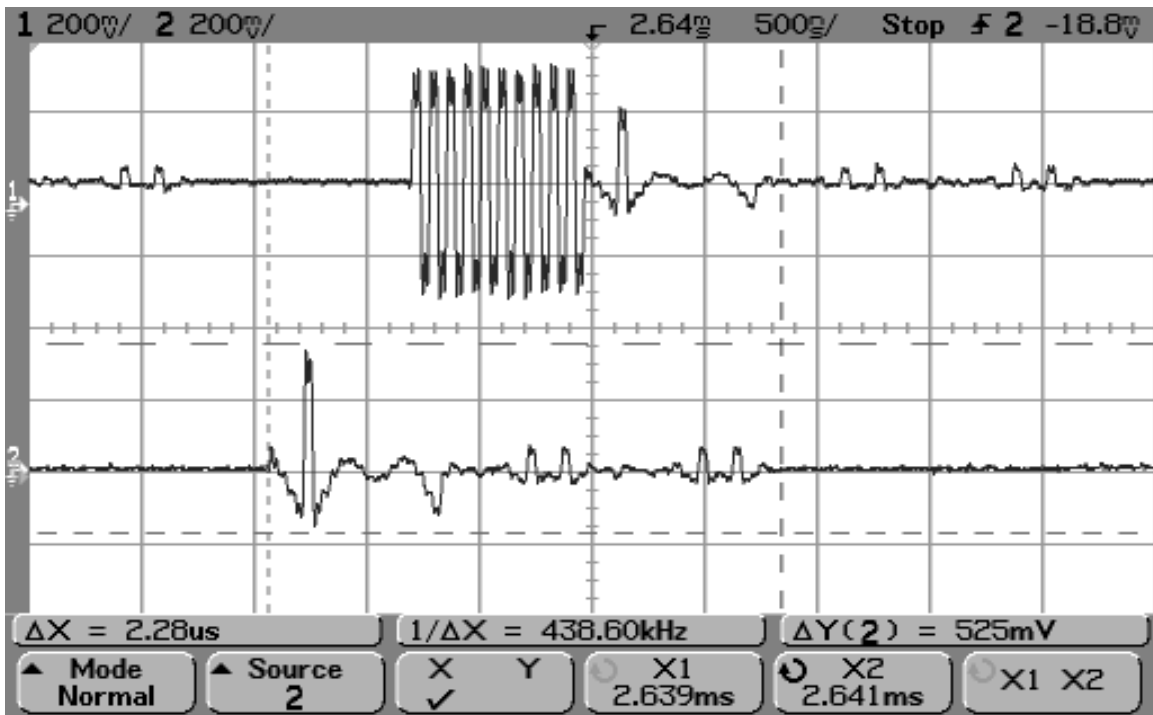
Σχήμα 8.2.33. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 2ms.



Σχήμα 8.2.34. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 200μs.



Σχήμα 8.2.35. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10µs.



Σχήμα 8.2.36. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5µs.

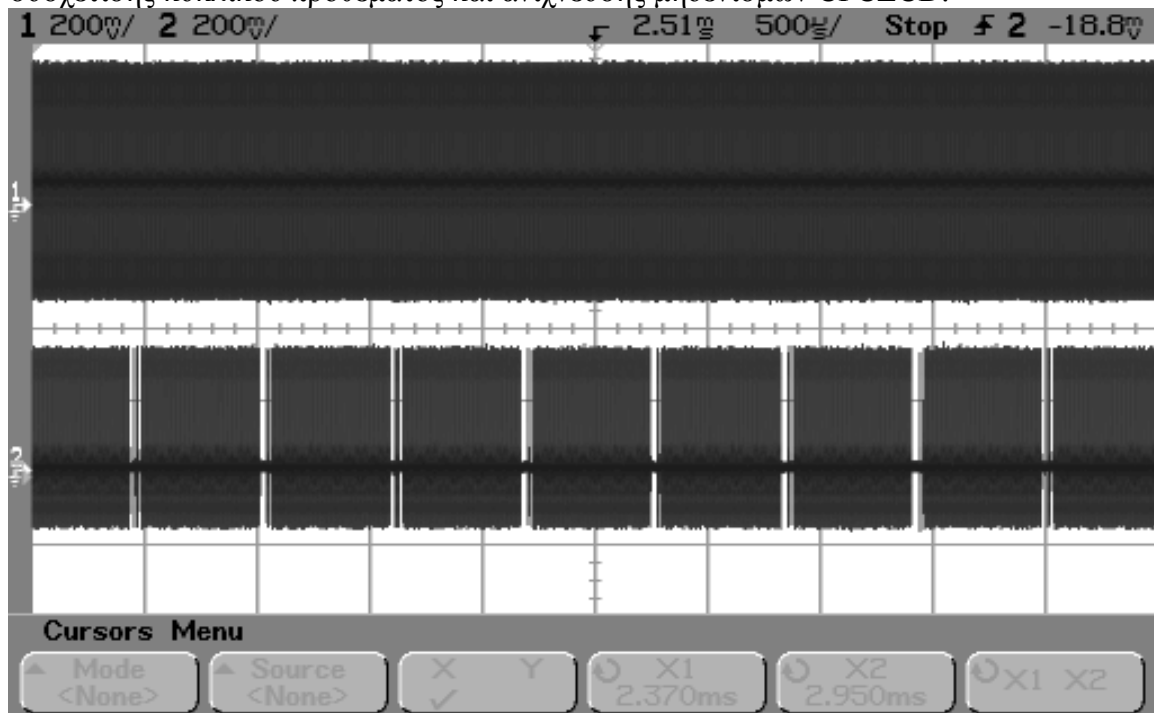
Τα κατώφλια που χρησιμοποιούνται για απόφαση μετάβασης από θετική σε αρνητική κορυφή (bit 0 στον 80 – bit καταχωρητή), για μετάβαση από αρνητική σε θετική κορυφή (bit 1 στον 80 – bit καταχωρητή) προσδιορίζονται πειραματικά. Αν ανιχνευθεί μια περίοδος ημιτονοειδούς σήματος, τότε στον 80 – bit καταχωρητή καταγράφεται η

αλληλουχία 00001111. Άρα για να ανιχνευθεί συγχρονισμός στον 80 – bit καταχωρητή πρέπει να υπάρχει η αλληλουχία 0000111100001111...00001111. Δυστυχώς ο

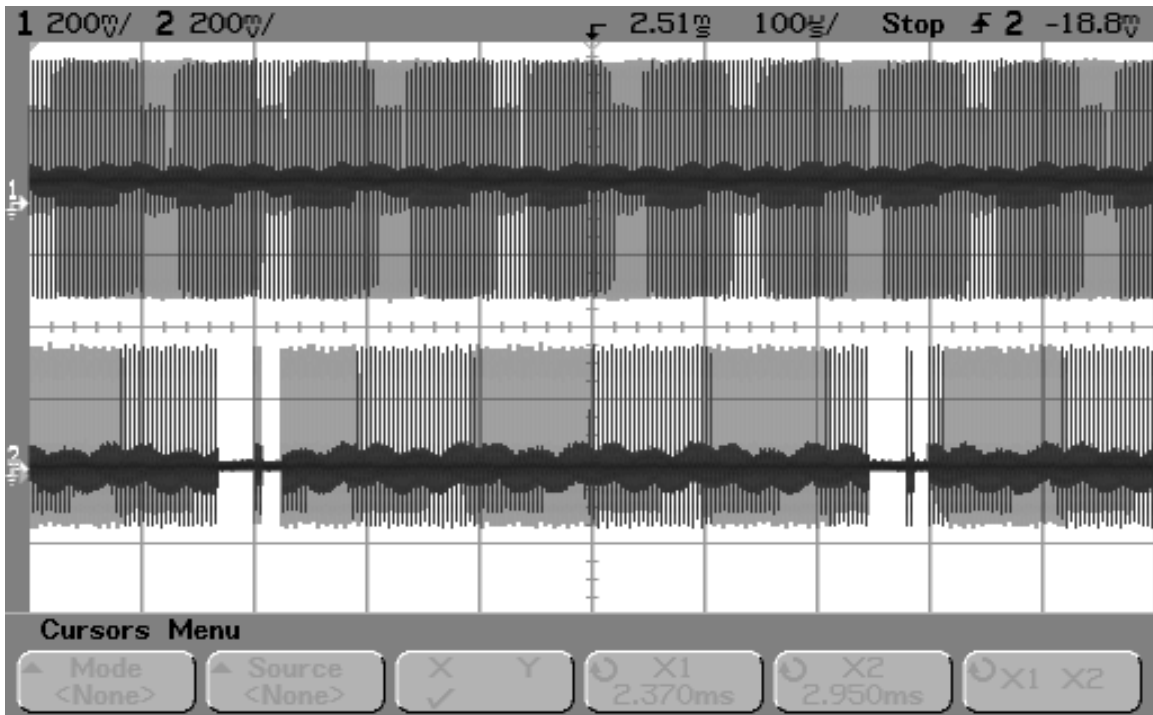
80bit

αλγόριθμος υιοθετεί συμπεριφορά παρόμοια των CPC και SCHM. Προσδιορίζει με ακρίβεια μεν τα πλαίσια, χάνει όμως περιοδικά μερικά πλαίσια. Η αιτία δεν είναι άλλη από την χρονική ολίσθηση των ρολογιών πομπού – δέκτη. Στις περιπτώσεις απωλειών η δειγμάτιση του αναλογικού σήματος γίνεται σε τέτοια σημεία που η διαφορά των διαδοχικών δειγμάτων δίνει τιμή κοντά στο κατώφλι απόφασης για ανίχνευση κορυφής (bit 0 ή 1) ή μη ανίχνευση κορυφής (διατήρηση του LSB του 80 – bit καταχωρητή στην προηγούμενη τιμή), γεγονός που οδηγεί σε λάθος τιμή bit στον 80 – bit καταχωρητή, άρα αδυναμία ανίχνευσης συγχρονισμού.

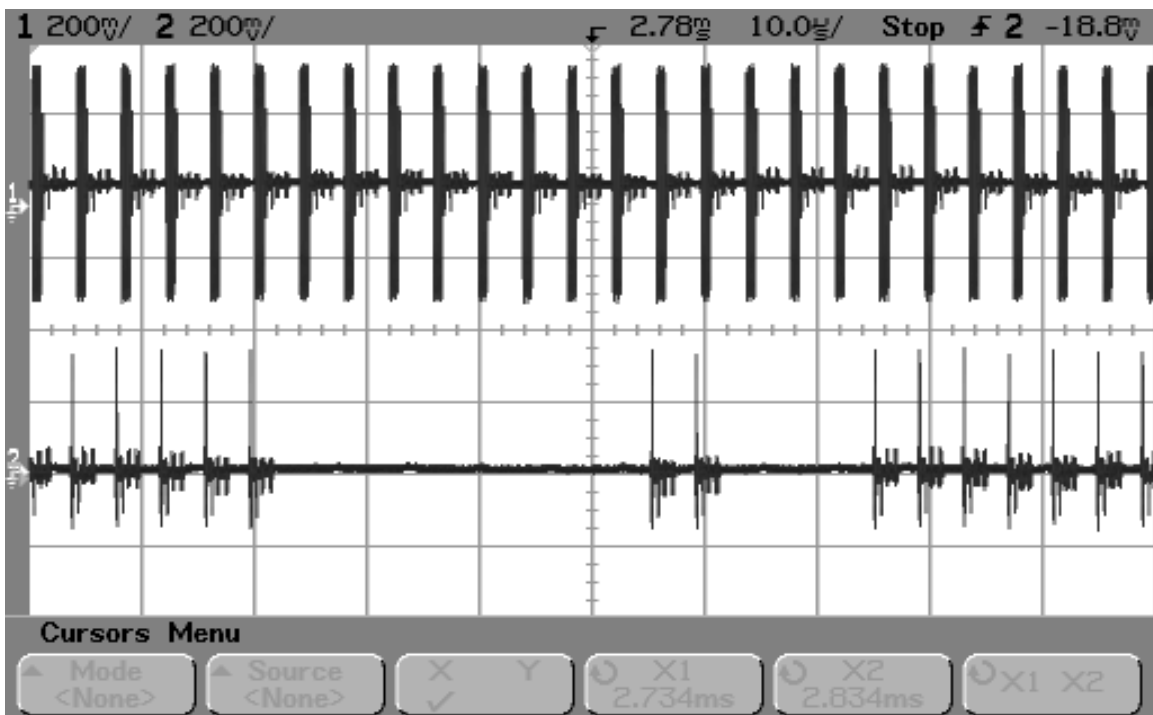
Τα σχήματα 8.2.37 – 8.2.41 απεικονίζουν τη συμπεριφορά του μικτού αλγορίθμου συσχέτισης κυκλικού προθέματος και ανίχνευσης μηδενισμών CPCZCD.



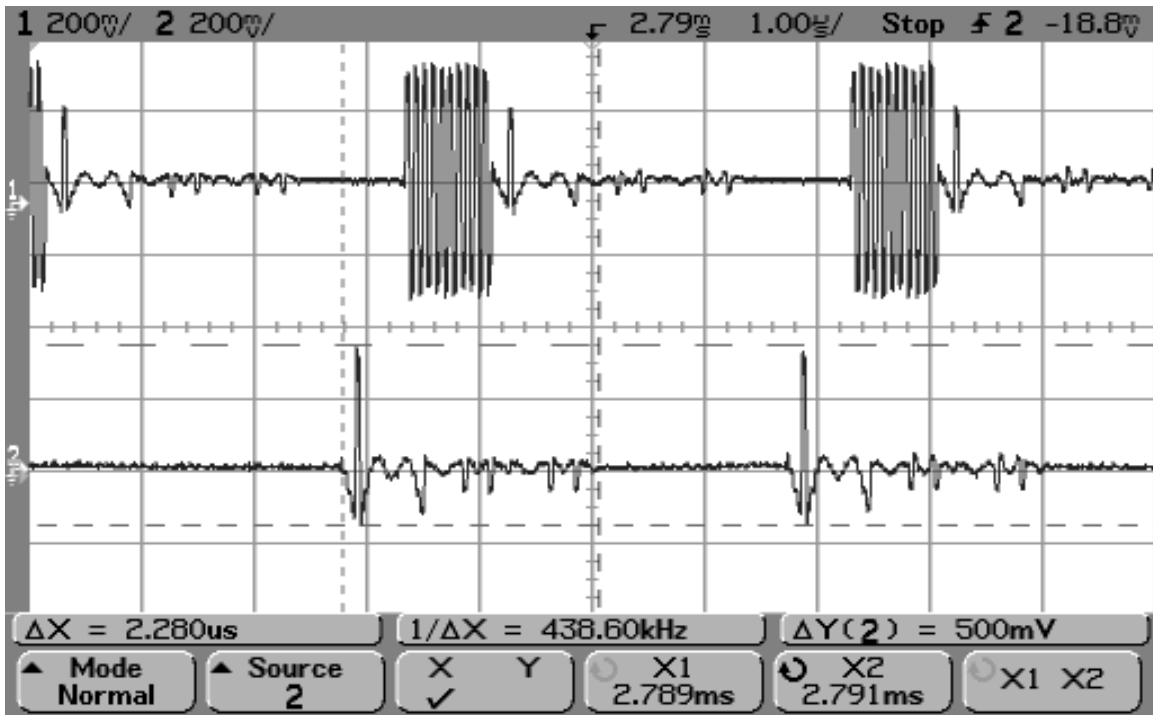
Σχήμα 8.2.37. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.



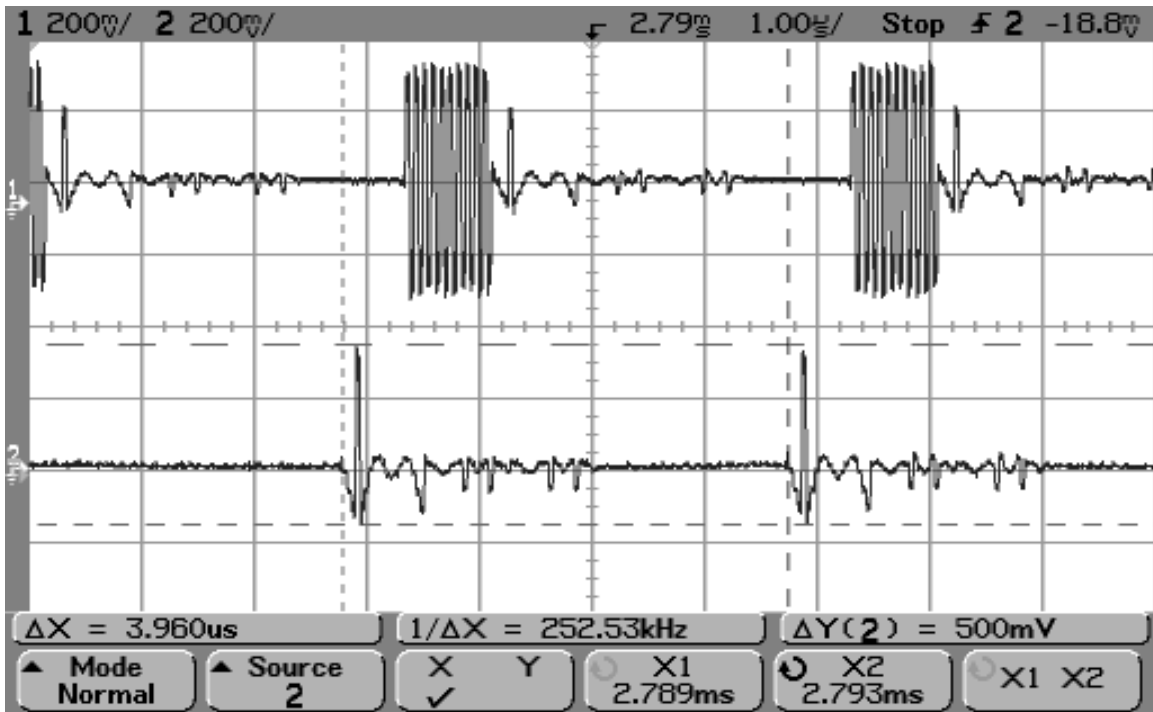
Σχήμα 8.2.38. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 1ms.



Σχήμα 8.2.39. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 100μs.



Σχήμα 8.2.40. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs. Έμφαση στο μήκος του συγχρονισμένου πλαισίου.



Σχήμα 8.2.41. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs. Έμφαση στην απόσταση μεταξύ των συγχρονισμένων πλαισίων.

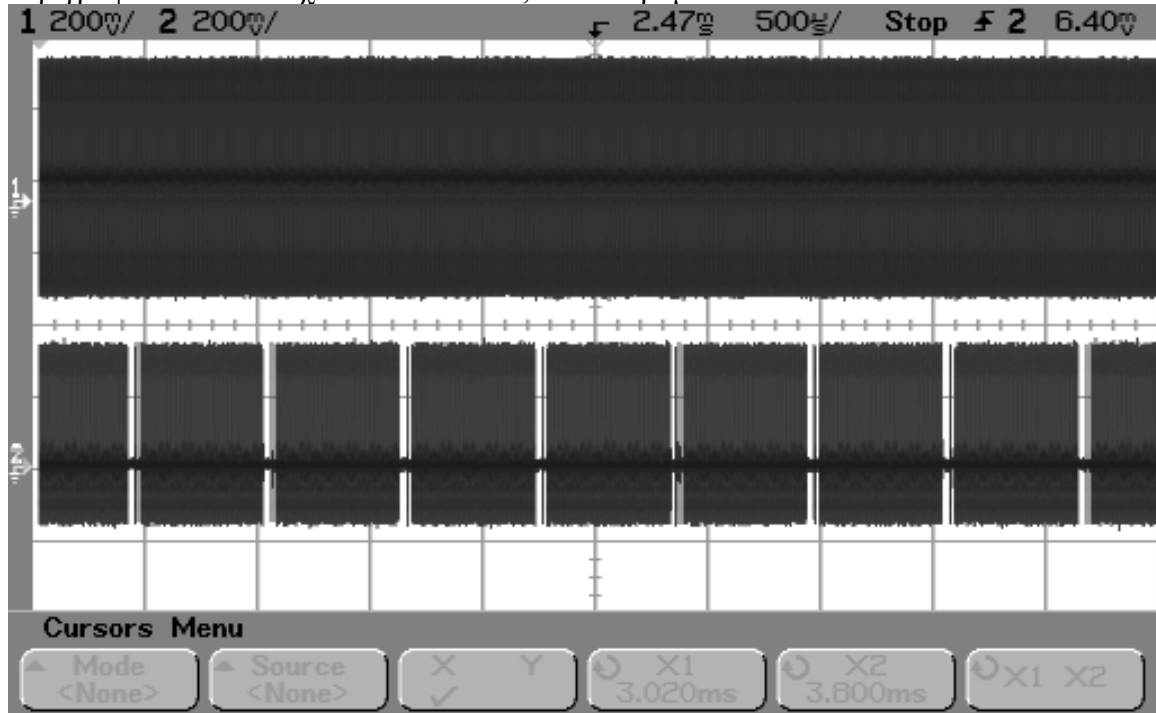
Ο αλγόριθμος αυτός εμφανίζει όμοια συμπεριφορά με τον ZCD. Το αποτέλεσμα είναι αναμενόμενο καθώς οι αδυναμίες του ZCD αλγορίθμου λόγω της διαφοράς φάσης των ρολογιών πομπού – δέκτη γύρω από το κατώφλι απόφασης bit 0 ή 1 στον 80 – bit

καταχωρητή, όπως περιγράφηκαν στην ανάλυση της ZCD μεθόδου, δεν διορθώνονται στον μικτό CPCZCD. Εφόσον απαιτείται από κοινού απόφαση των CPC και ZCD μεθόδων για τον προσδιορισμό συγχρονισμού στον CPCZCD, όταν δεν εντοπίζει συγχρονισμό ο ZCD δεν θα εντοπίζει και ο CPCZCD. Χαλάρωση της συνθήκης ανεύρεσης συγχρονισμού στον ZCD όπως αυτή εκφράζεται στην αλληλουχία (00001111) με άλλη αλληλουχία, π.χ. (00001111), δεν επέφερε κάποια θεαματική

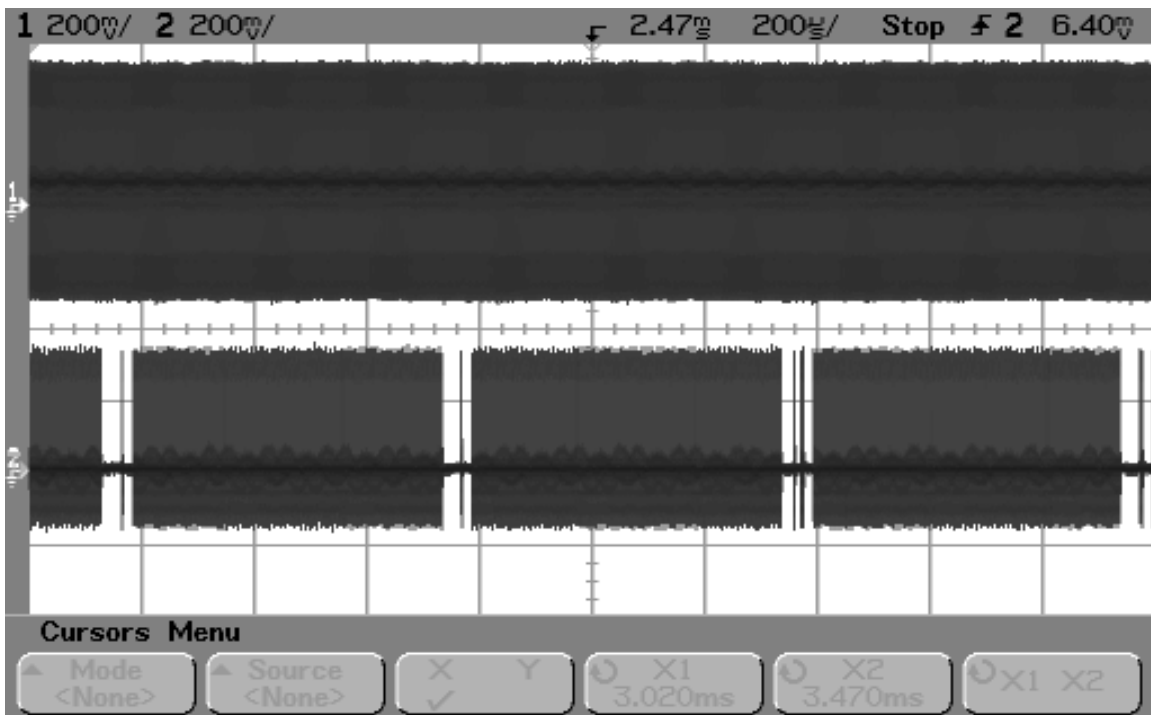
10φορές

8φορές

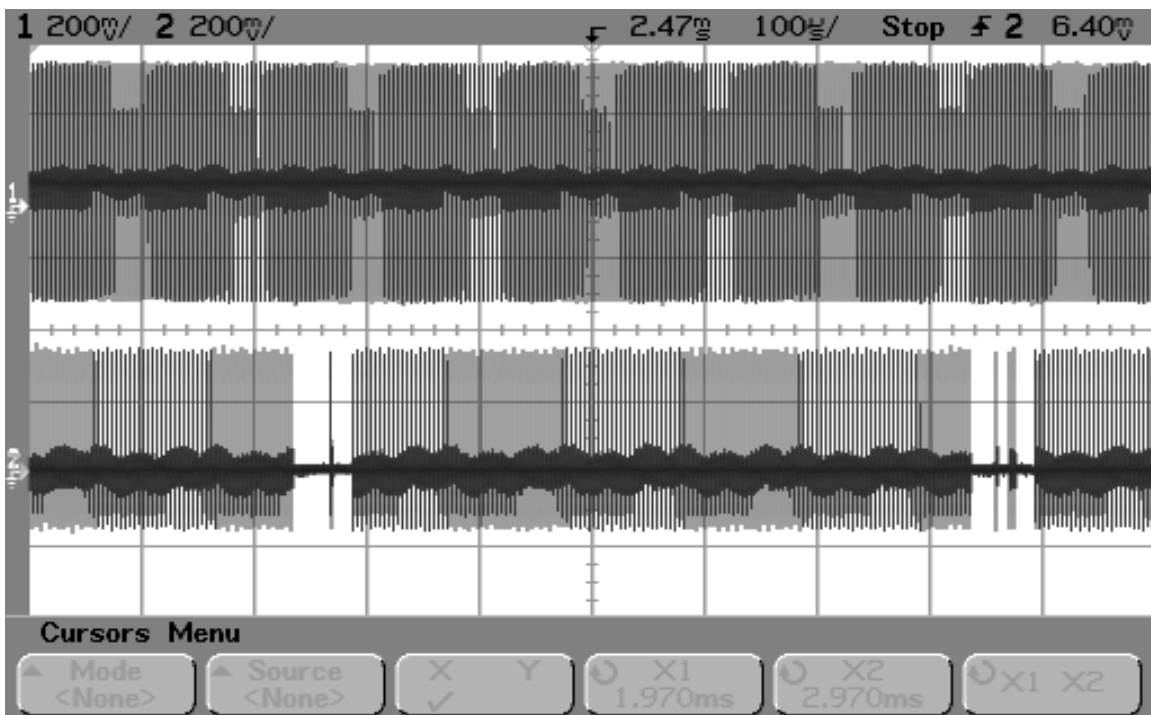
αλλαγή. Για τους ίδιους λόγους η συμπεριφορά του μικτού αλγορίθμου SCHMZCD, που περιγράφεται από τα σχ. 8.2.42 – 8.2.46, είναι παρόμοια.



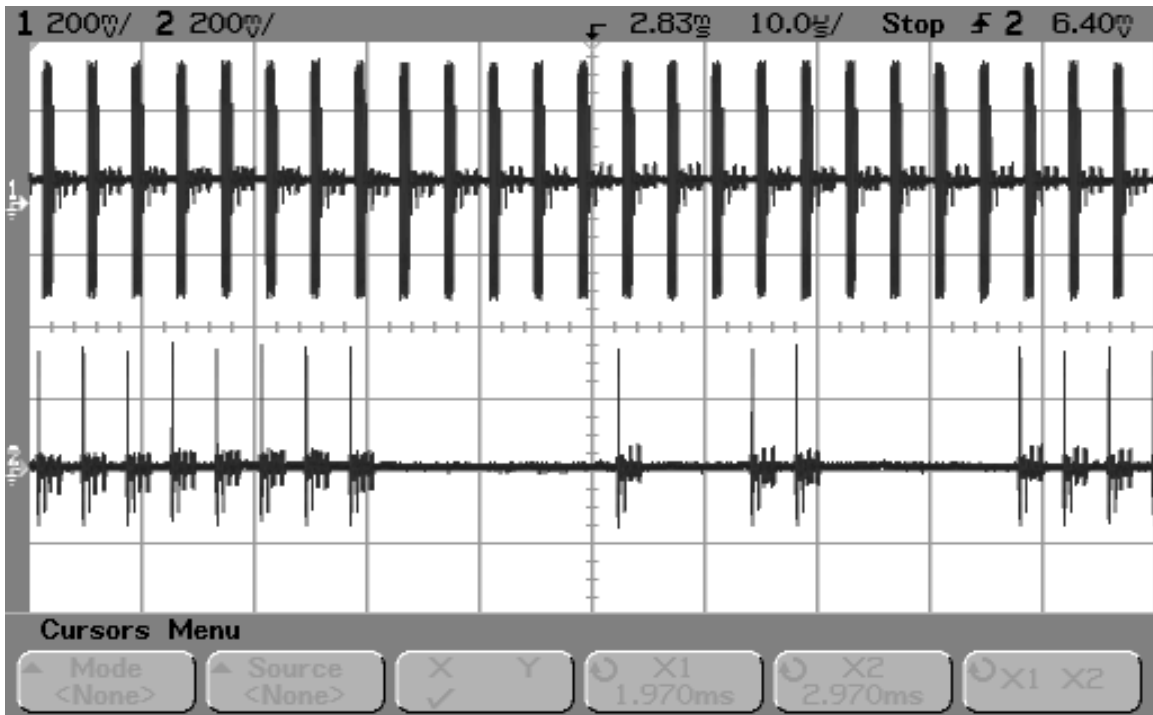
Σχήμα 8.2.42. Επίδοση αλγορίθμου SCHMZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.



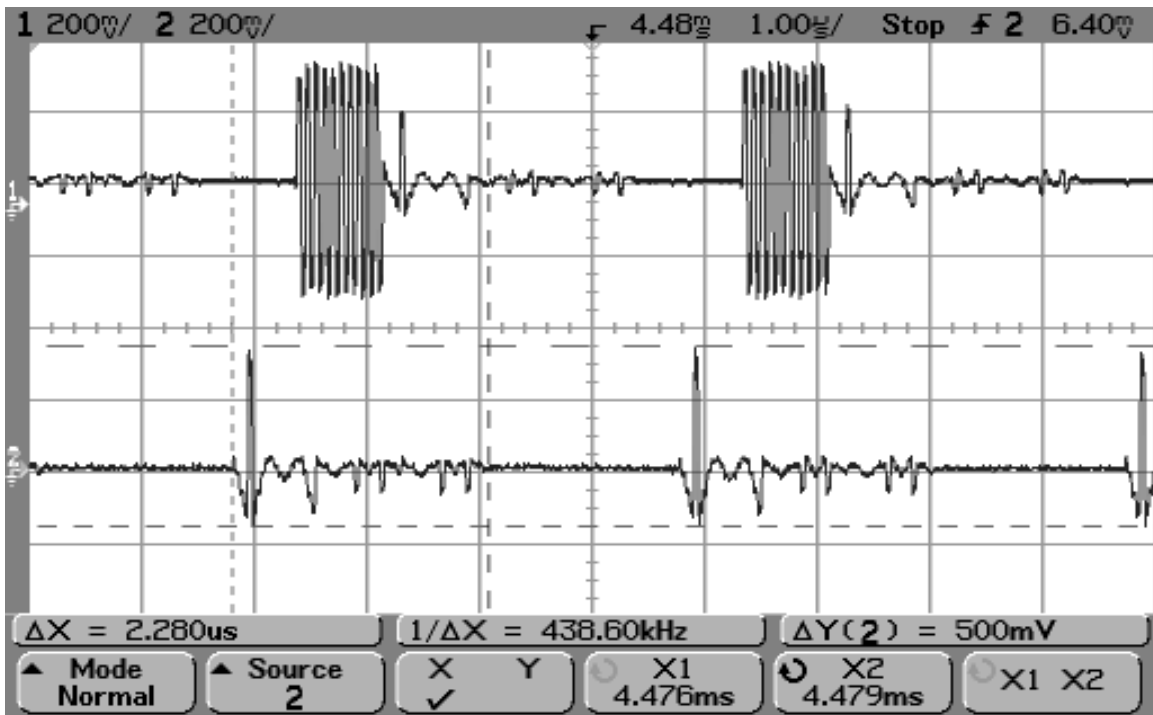
Σχήμα 8.2.43. Επίδοση αλγορίθμου SCHMZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 2ms.



Σχήμα 8.2.44. Επίδοση αλγορίθμου SCHMZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 1ms.



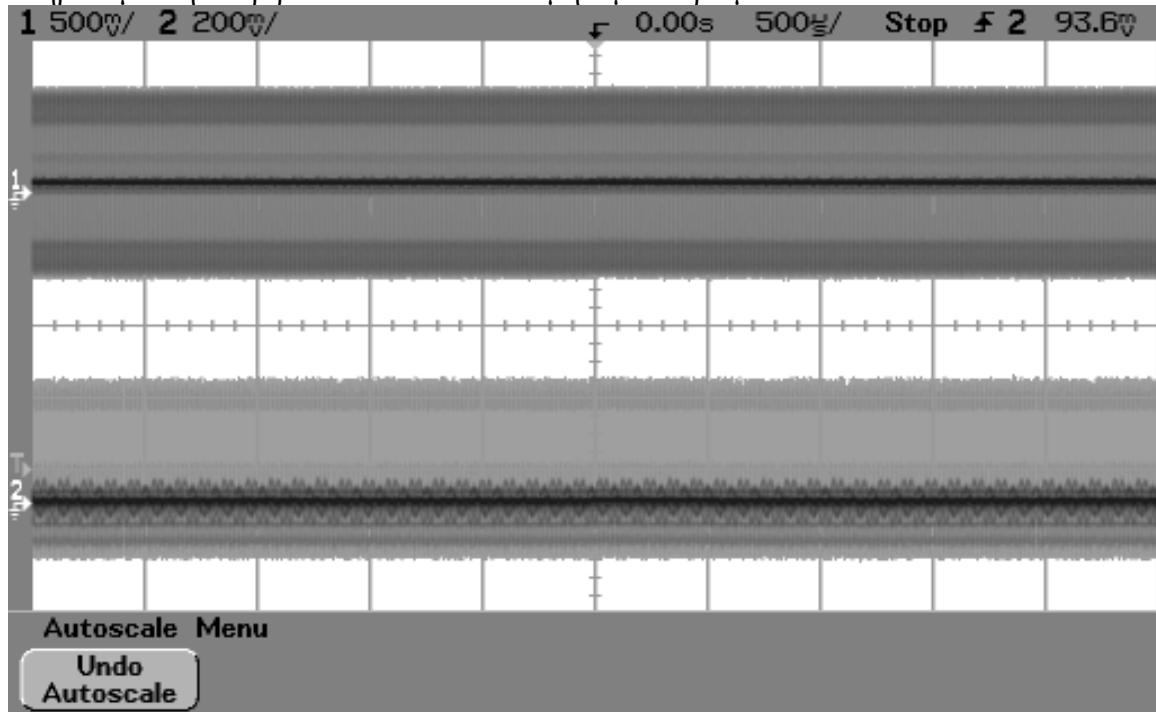
Σχήμα 8.2.45. Επίδοση αλγορίθμου SCHMZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 100μs.



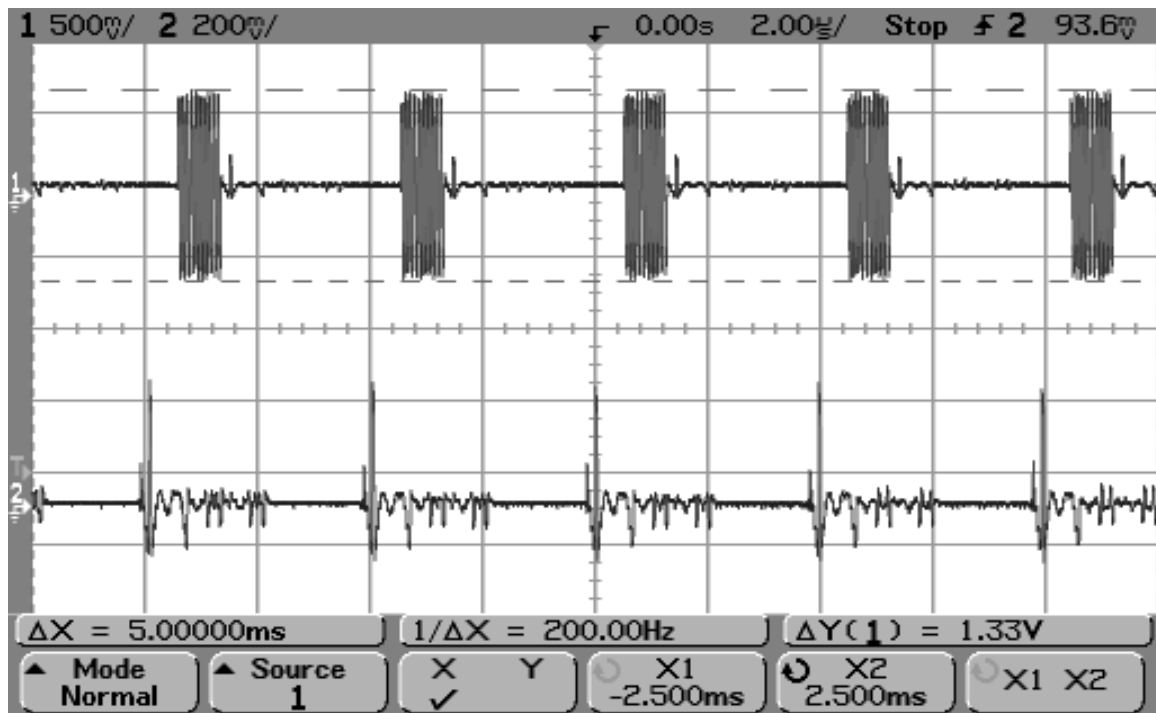
Σχήμα 8.2.46. Επίδοση αλγορίθμου SCHMZCD σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs.

Τα σχήματα 8.2.47 – 8.2.50 παρουσιάζουν την επίδοση του μικτού αλγορίθμου CPCPR συσχέτισης κυκλικού προθέματος και αναγνώρισης πρότυπης αλληλουχίας. Τα αποτελέσματα είναι εξαιρετικά. Ο αλγόριθμος πετυχαίνει απόλυτη ακρίβεια στο σημείο συγχρονισμού, ενώ δεν χάνει εμφανώς κανένα πλαίσιο. Ο αλγόριθμος CPC από μόνος

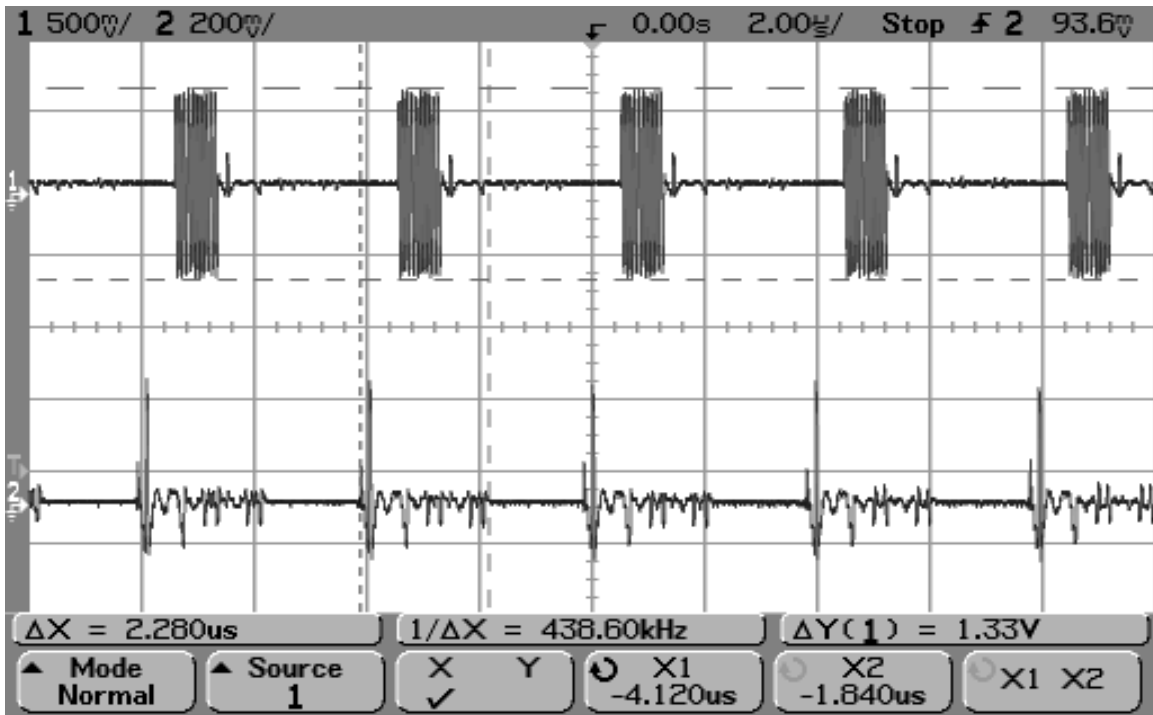
του εντοπίζει ένα μεγάλο μέρος των πλαισίων με απόλυτη ακρίβεια. Ο αλγόριθμος PR εντοπίζει όλα τα πλαίσια αλλά με σχετική ακρίβεια. Ο μικτός αλγόριθμος CPCPR κληρονομεί την ακρίβεια του CPC και το μηδαμινό αριθμό απωλειών πλαισίων του PR.



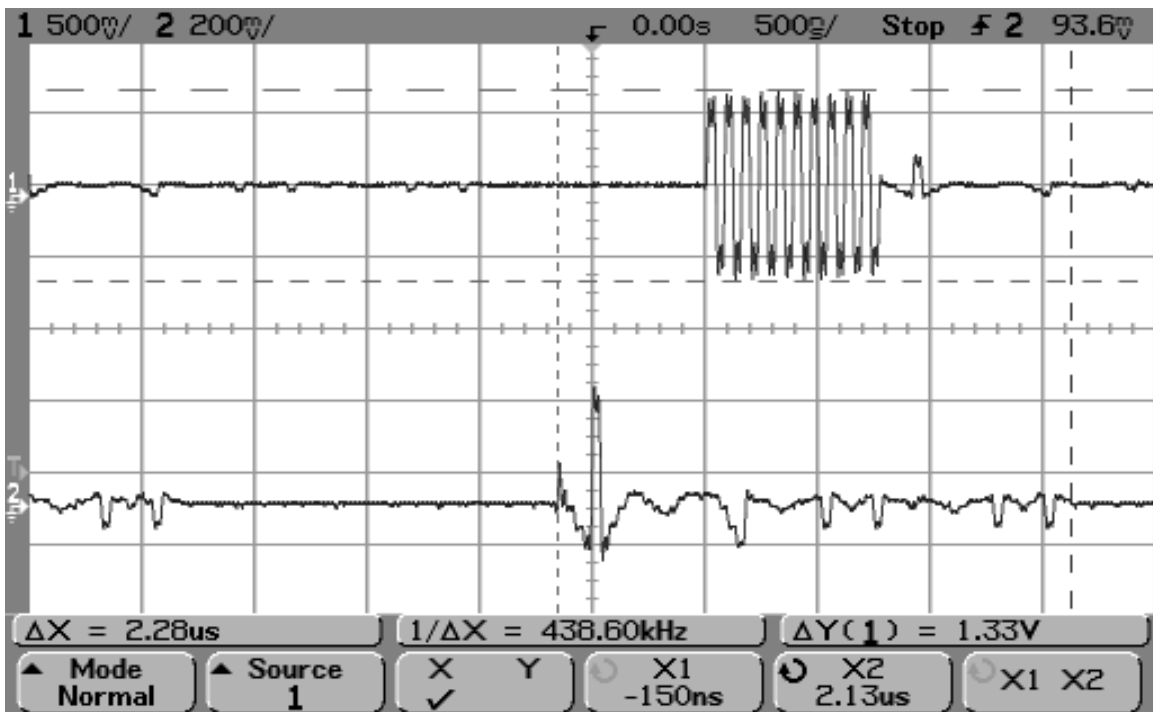
Σχήμα 8.2.47. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.



Σχήμα 8.2.48. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 20μs.

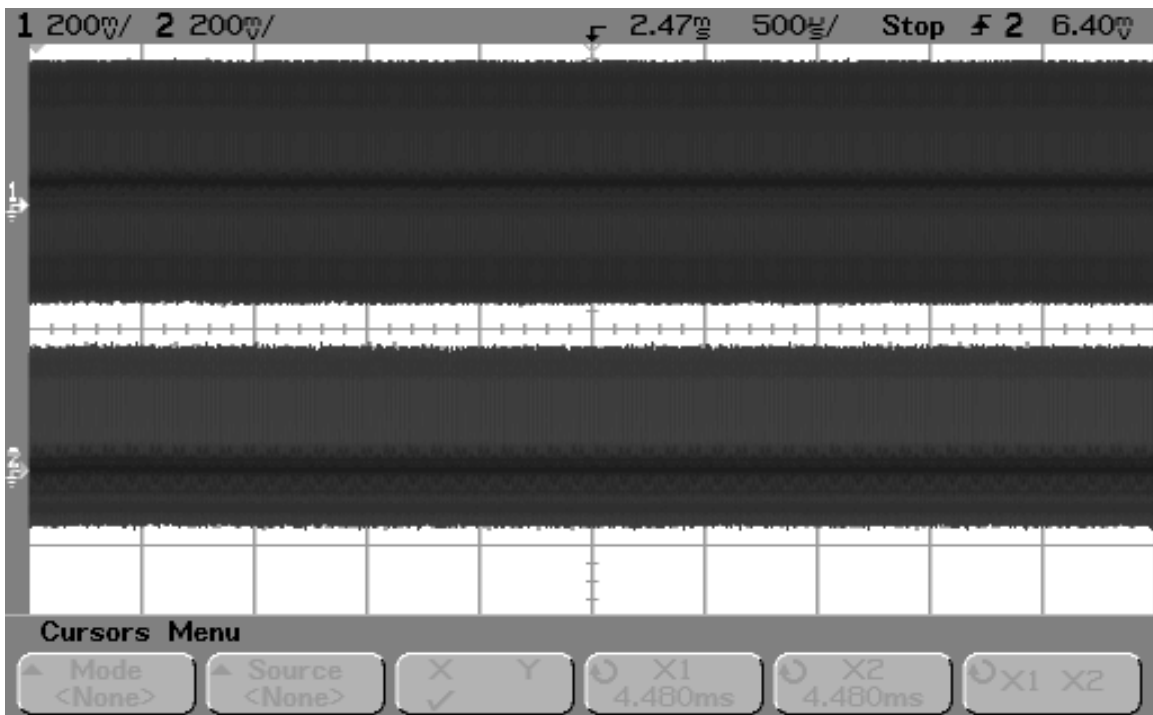


Σχήμα 8.2.49. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 20μs. Έμφαση στη διάρκεια του συγχρονισμένου πλαισίου.

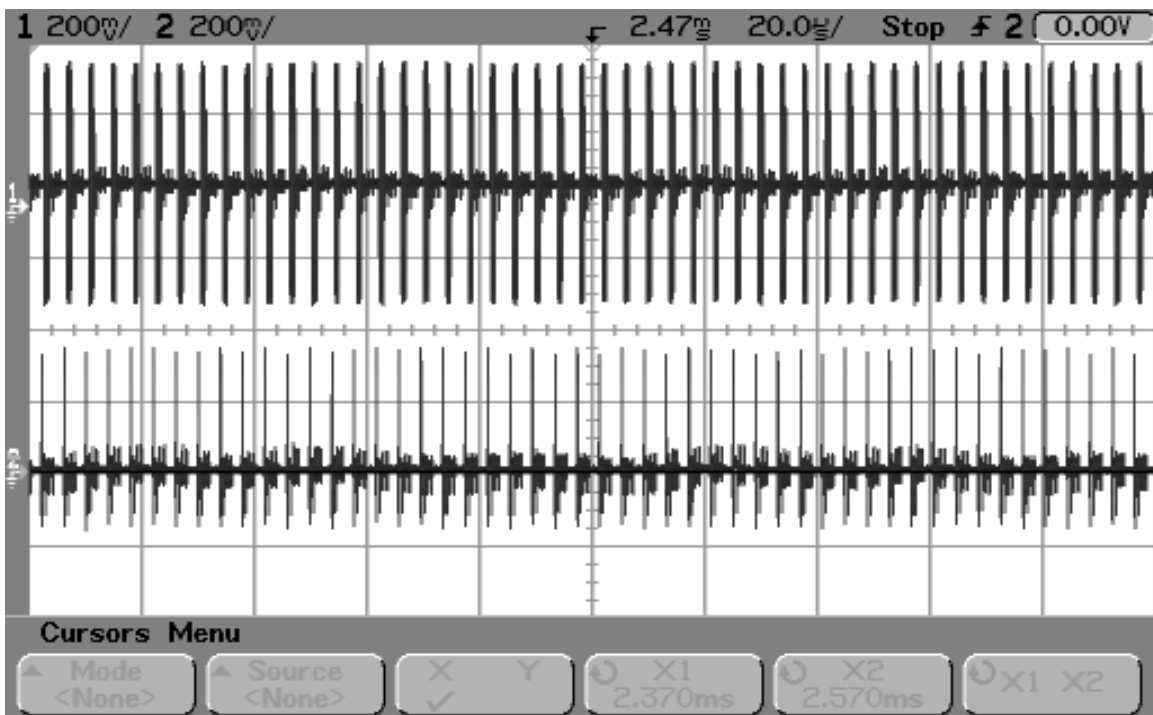


Σχήμα 8.2.50. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.

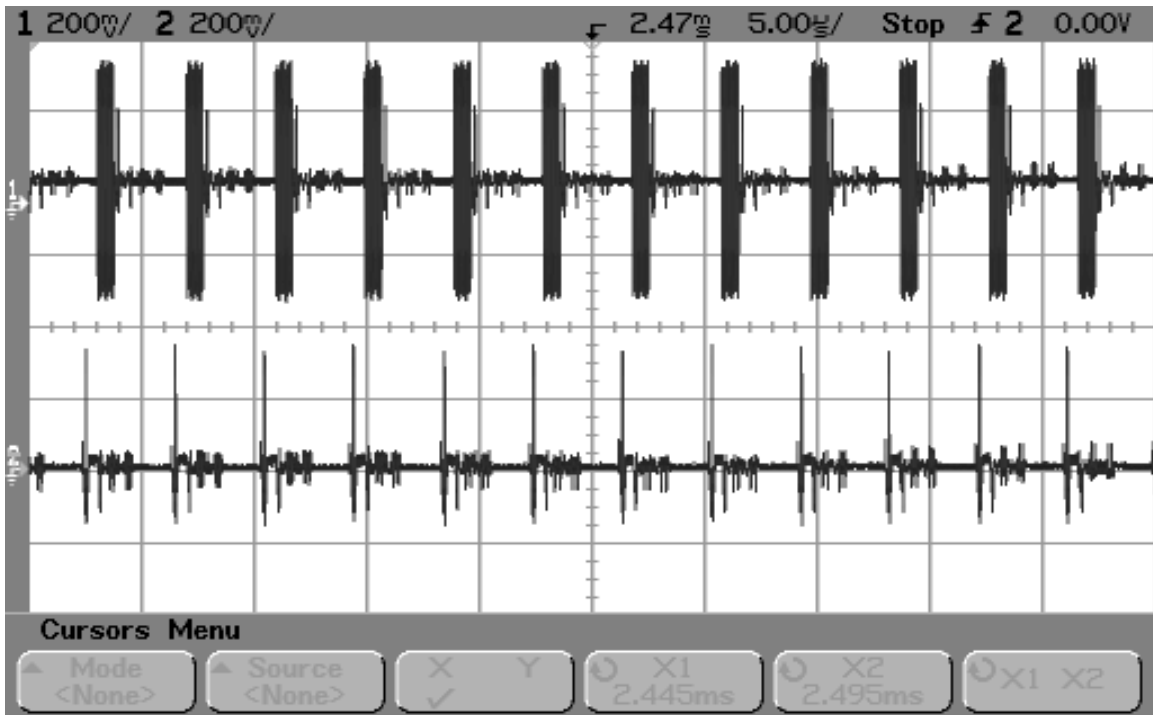
Παρόμοια είναι και η συμπεριφορά του μικτού SCHMPR αλγορίθμου, όπως παρουσιάζεται στα σχ. 8.2.51 – 8.2.55.



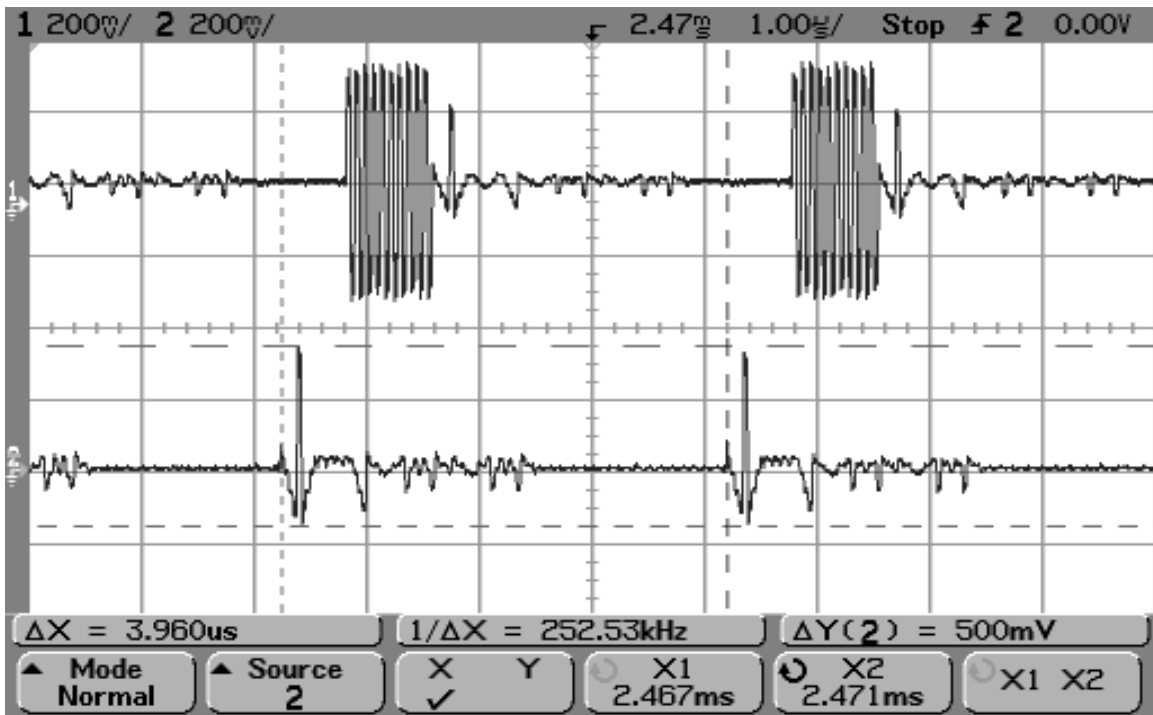
Σχήμα 8.2.51. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.



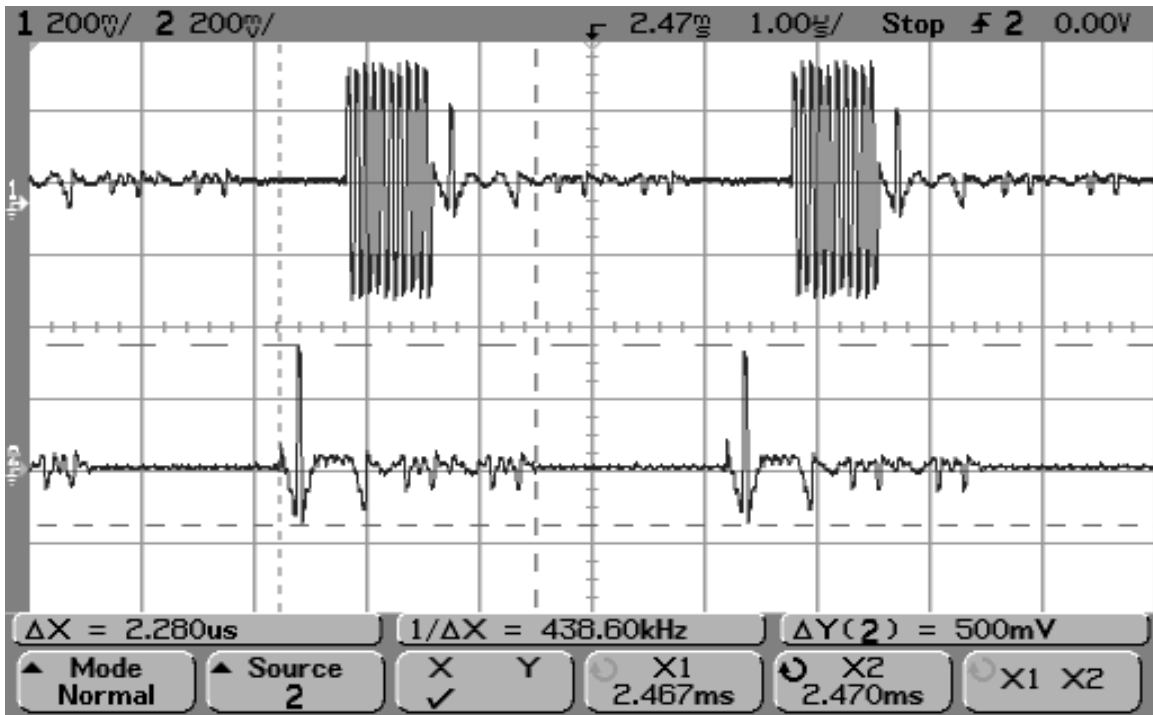
Σχήμα 8.2.52. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 200μs.



Σχήμα 8.2.53. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 50μs.



Σχήμα 8.2.54. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs. Έμφαση στην απόσταση μεταξύ διαδοχικών συγχρονισμένων πλαισίων.

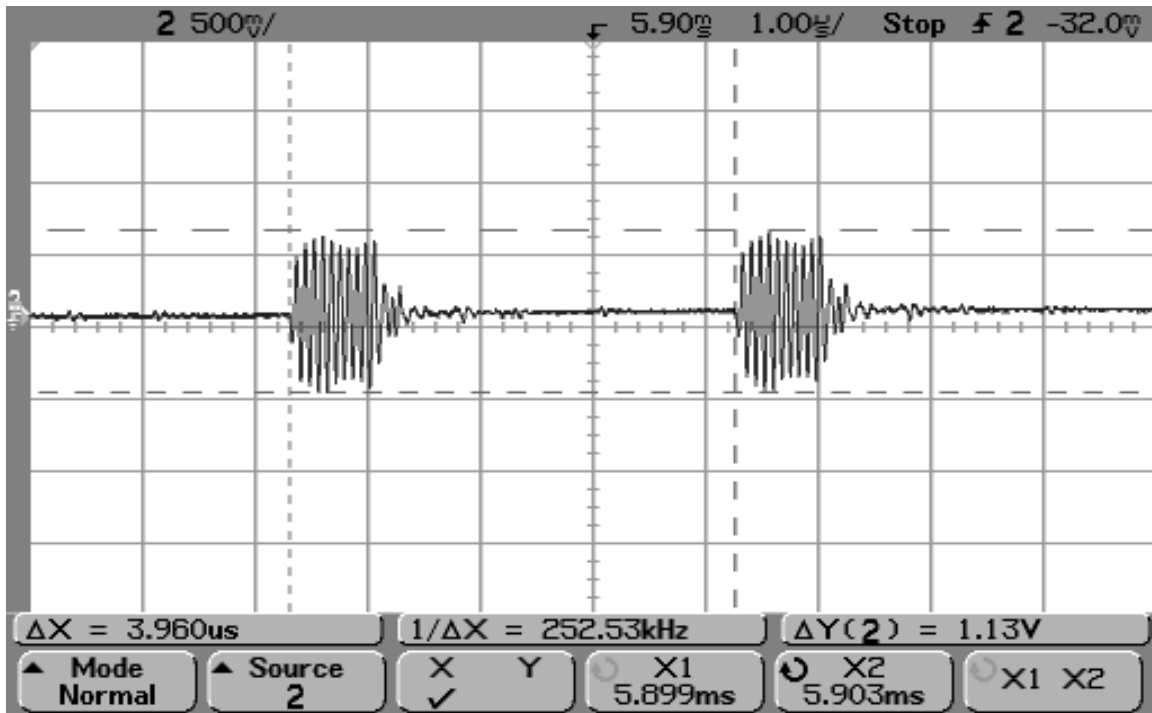


Σχήμα 8.2.55. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε ομοαξονικό κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs. Έμφαση στη διάρκεια του συγχρονισμένου πλαισίου.

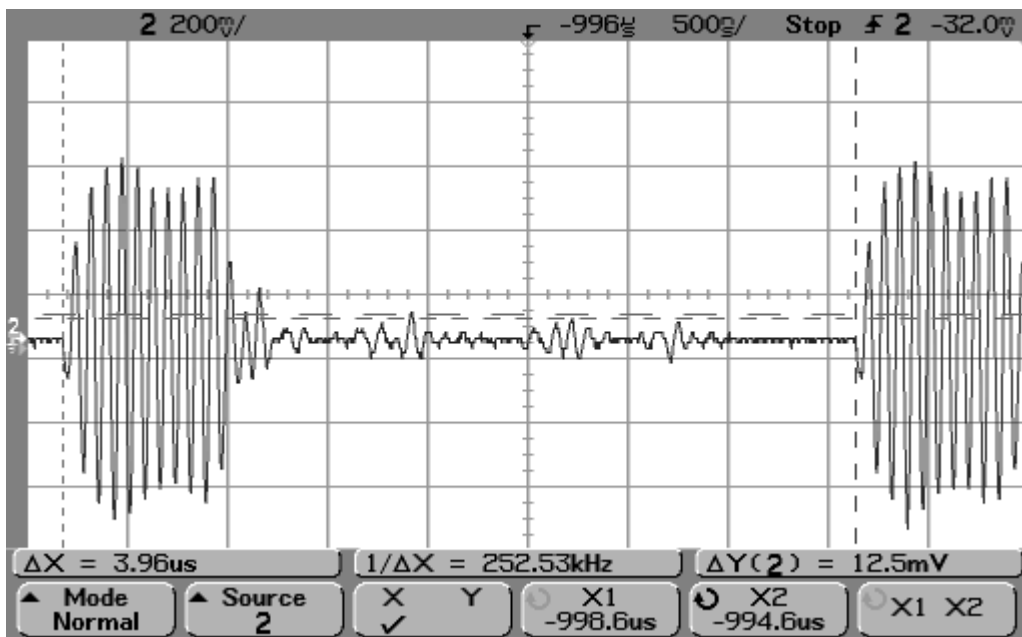
Κάτι τέτοιο είναι αναμενόμενο αφού ο αλγόριθμος SCHM του SCHMPR είναι παραλλαγή του CPC με περισσότερα σημεία.

8.3 Αποτελέσματα σε PLC κανάλι

Το εκπεμπόμενο σήμα συγχρονισμού είναι ένα ημιτονοειδές σήμα συχνότητας 13.16MHz . Αναλυτικότερα, ο πομπός εκπέμπει ένα τετραγωνοειδές σήμα συχνότητας 13.16MHz , όπου η θετική κορυφή διαρκεί 38ns και η αρνητική κορυφή 38ns . Επειδή κατά την μετατροπή των ψηφιακών δειγμάτων σε αναλογικό σήμα ο DAC του πομπού αδυνατεί να παράγει όλες τις αρμονικές του τετραγωνικού παλμού, το παραγόμενο αναλογικό σήμα συγχρονισμού έχει μια μορφή αθροίσματος ημιτονικών συνιστωσών, όπως φαίνεται στο σχ. 8.2.6 της προηγούμενης ενότητας. Οι αρμονικές όμως αυτές δεν μπορούν όλες να διέλθουν μέσα από τον PLC δίαυλο. Τα σχ. 8.3.1, 8.3.2 παρουσιάζουν τη μορφή του σήματος συγχρονισμού στην είσοδο του δέκτη μετά τη διάδοσή του από το PLC κανάλι.



Σχήμα 8.3.1. OFDM πλαίσια στην είσοδο του δέκτη μετά από διέλευση στο PLC κανάλι.

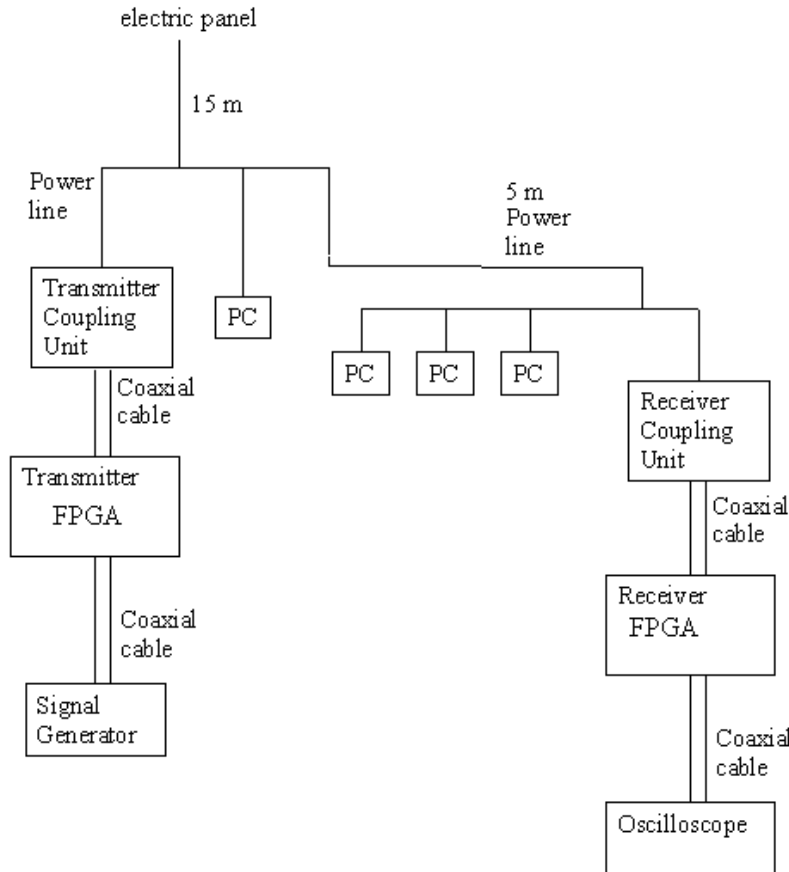


Σχήμα 8.3.2. OFDM πλαίσια στην είσοδο του δέκτη μετά από διέλευση στο PLC κανάλι.

Παρατηρούμε ότι μόνο η βασική αρμονική των 13.16MHz διέρχεται από τον τηλεπικοινωνιακό δίαυλο των γραμμών τάσης. Έτσι το σήμα συγχρονισμού είναι ένα καθαρό ημίτονο για την περίπτωση του PLC καναλιού. Στο σχ. 8.3.1 φαίνεται καθαρά ότι το πλάτος του σήματος στην είσοδο του δέκτη είναι 1.13V p-p. Δεδομένου ότι το επίπεδο θορύβου θεωρείται στα 400mV p-p, ο σηματοθορυβικός λόγος στην είσοδο του δέκτη για όλες τις δοκιμές των αλγορίθμων στο PLC κανάλι θα θεωρείται περίπου 9dB.

Παρατηρούμε ότι το ημιτονικό σήμα συγχρονισμού στο PLC κανάλι συνοδεύεται από κάποιες μικροταλαντώσεις στην αρχή και στο πέρας του συμβόλου. Οι ταλαντώσεις αυτές αποδίδονται σε μεταβατικά φαινόμενα στον διάυλο αλλά και στους πυκνωτές των προσαρμοστικών διατάξεων πομπού – δέκτη.

Το σχ. 8.2.3 παρουσιάζει την πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την αξιολόγηση της επίδοσης των αλγορίθμων συγχρονισμού στο κανάλι των γραμμών ηλεκτροδότησης.

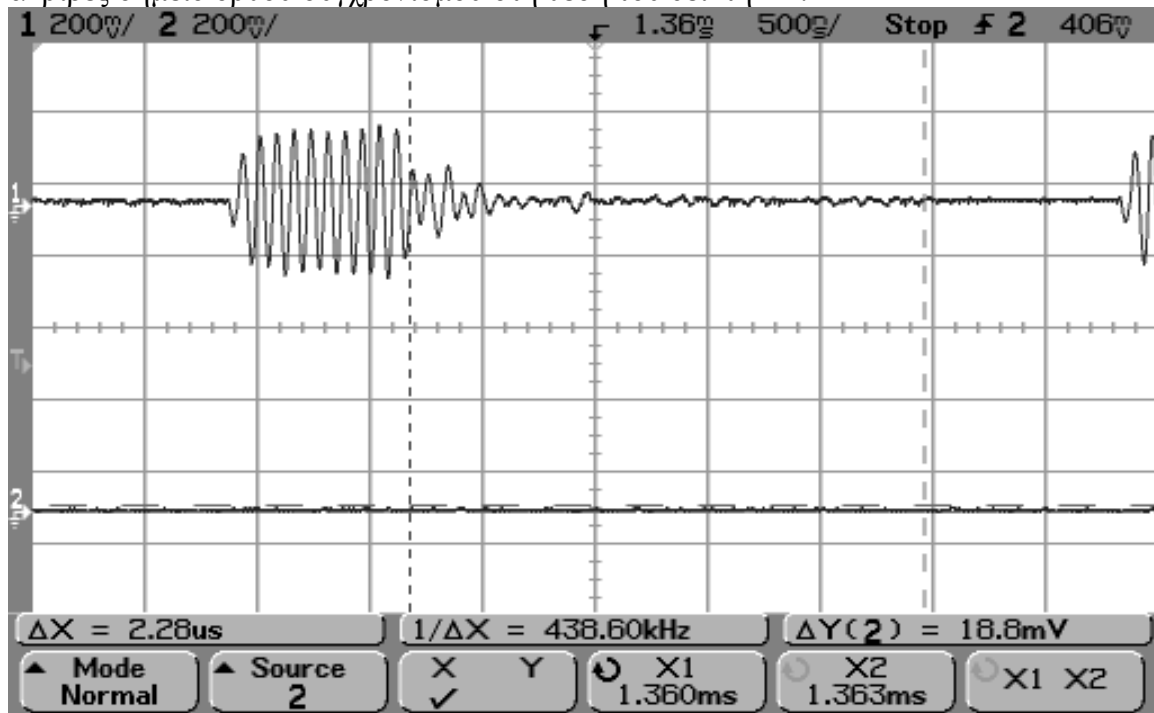


Σχήμα 8.3.3. Πειραματική διάταξη αξιολόγησης αλγορίθμων συγχρονισμού σε PLC κανάλι.

Το κύκλωμα του πομπού υλοποιείται στο Virtex IV FPGA του ενός αναπτυξιακού, ενώ το κύκλωμα του δέκτη υλοποιείται στο Virtex IV FPGA του άλλου αναπτυξιακού. Μια γεννήτρια ημιτονικών σημάτων συνδέεται στο πρώτο κανάλι εισόδου του αναπτυξιακού του πομπού και αποτελεί την πηγή συμβόλων πληροφορίας για κάθε μεταδιδόμενο OFDM πλαίσιο. Το παραγόμενο OFDM σήμα εξέρχεται στο πρώτο κανάλι εξόδου του πομπού και οδηγείται στην προσαρμοστική διάταξη μέσω ομοαξονικού καλωδίου που καταλήγει στο BNC βύσμα της διάταξης προσαρμογής. Η προσαρμοστική διάταξη εισάγει το τηλεπικοινωνιακό σήμα στο ηλεκτρικό δίκτυο και το οδηγεί στο πρώτο κανάλι εισόδου του αναπτυξιακού. Στο αναπτυξιακό υλοποιείται κάθε φορά κάθε ένας από τους οκτώ αλγορίθμους συγχρονισμού που περιγράψαμε. Τα πλαίσια που αναγνωρίζει ο δέκτης οδηγούνται στο πρώτο κανάλι εξόδου του δέκτη και απεικονίζονται στο πεδίο του

χρόνου με τη βοήθεια ψηφιακού παλμογράφου. Στο σχ. 8.3.3 παρουσιάζεται συν τοις άλλους και η δομή του πειραματικού ηλεκτρικού δικτύου. Πομπός και δέκτης απέχουν περίπου 5m σε μια τοπολογία δικτύου όπου είναι συνδεδεμένες διάφορες συσκευές και ηλεκτρονικοί υπολογιστές.

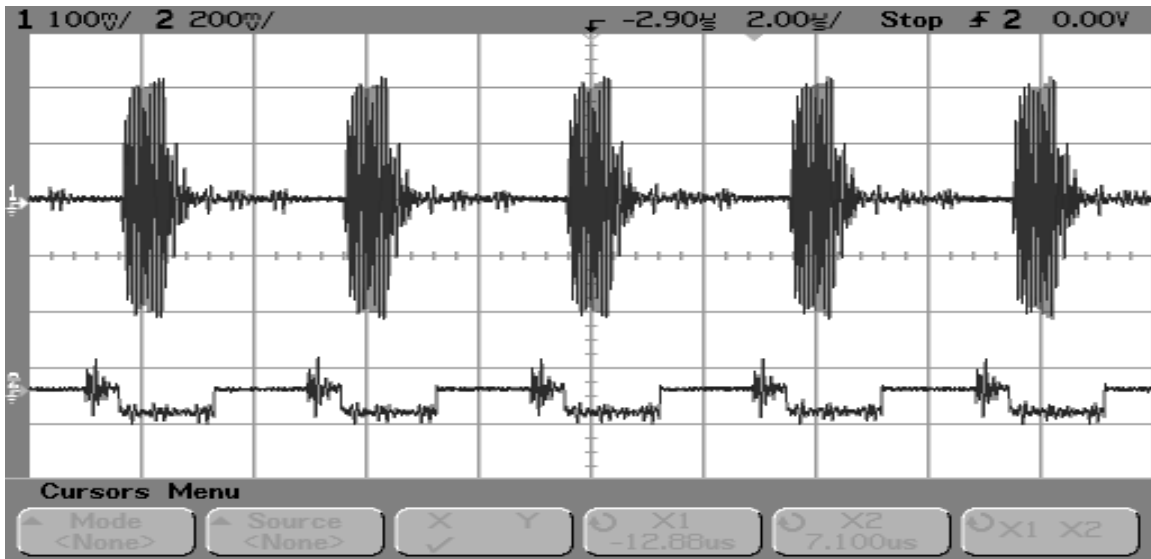
Ένας ιδανικός αλγόριθμος συγχρονισμού θα πρέπει, όπως στην περίπτωση του ομοαξονικού διαύλου, να αναγνωρίζει κάθε πλαίσιο που φθάνει στον δέκτη και να προσδιορίζει με ακρίβεια την αρχή του κάθε OFDM πλαισίου. Με άλλα λόγια δεν θα πρέπει τα συγχρονισμένα πλαίσια στην έξοδο του δέκτη να περιλαμβάνουν τμήμα του συμβόλου συγχρονισμού ή να χάνουν τμήμα του δευτέρου συμβόλου. Το σχ. 8.3.4 παρουσιάζει ένα τυπικό OFDM πλαίσιο στην είσοδο του δέκτη και υποδεικνύει το ακριβές σημείο ορθού συγχρονισμού στη θέση του δείκτη X1.



Σχήμα 8.3.4. Ακριβές σημείο συγχρονισμού σε OFDM πλαίσιο στην είσοδο του δέκτη μετά από διέλευση από PLC δίαυλο.

Κάθε ένα από τα επόμενα σχήματα παρουσιάζει τις επιδόσεις των αλγορίθμων σε PLC κανάλι όπως αποτυπώνονται στον ψηφιακό παλμογράφο. Το πρώτο κανάλι του παλμογράφου παρουσιάζει το σήμα στην είσοδο του δέκτη και το δεύτερο κανάλι τα ανιχνευμένα πλαίσια.

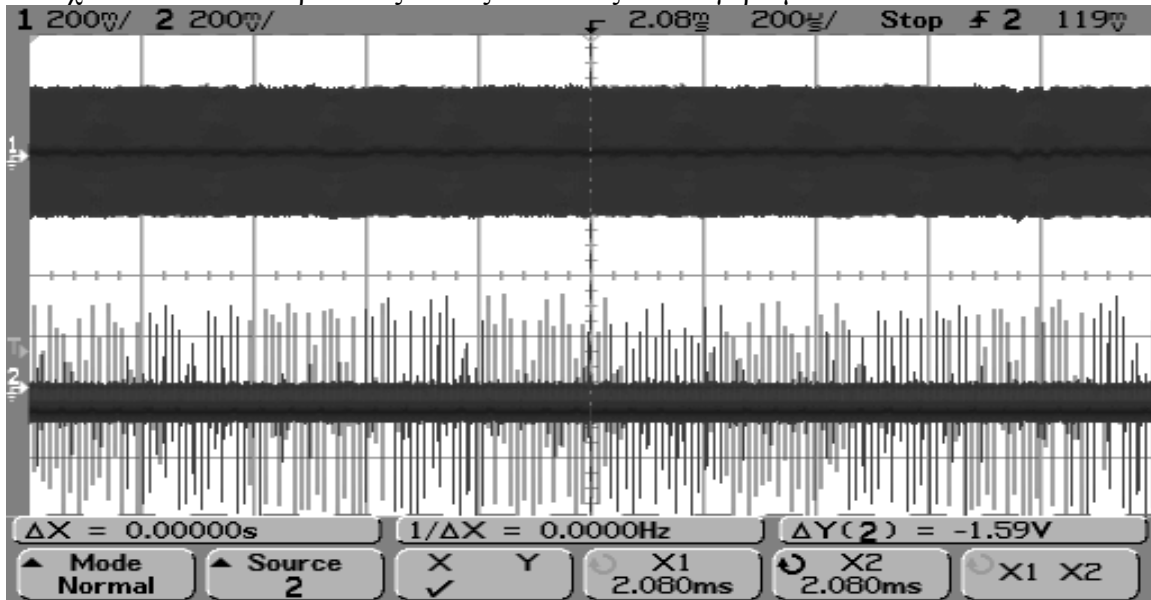
Το σχ. 8.3.5 παρουσιάζει τη συμπεριφορά του αλγορίθμου CPC στο PLC κανάλι.



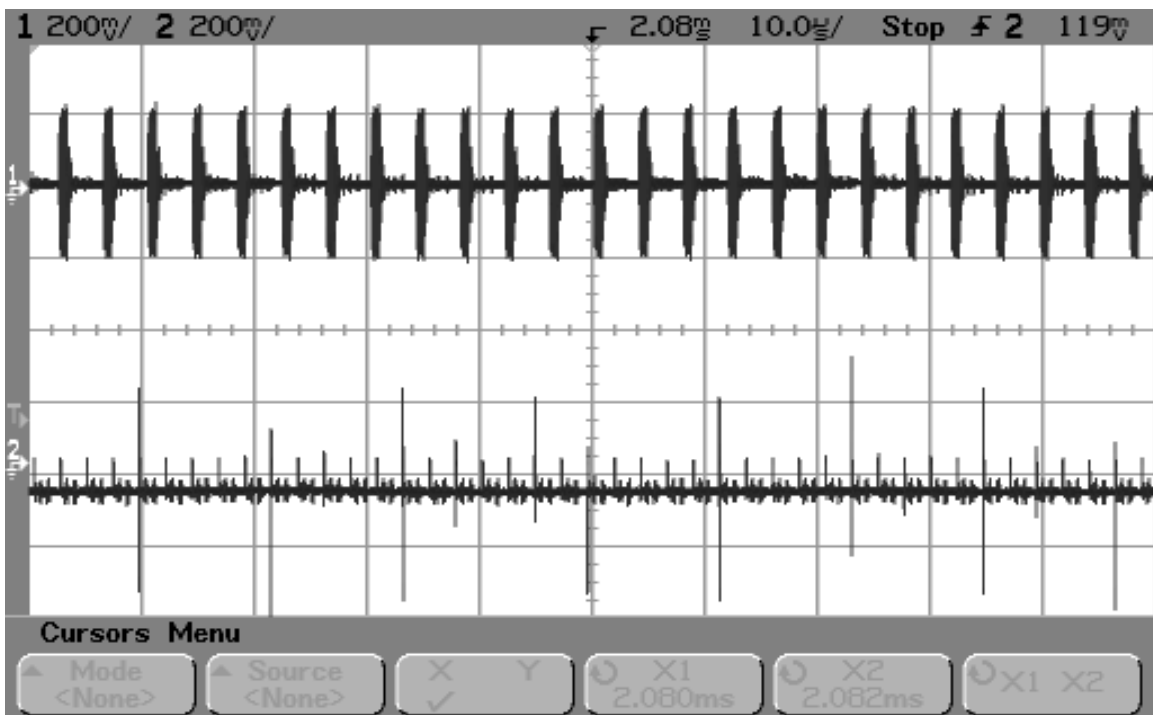
Σχήμα 8.3.5. Επίδοση αλγορίθμου CPC σε PLC κανάλι.

Παρατηρούμε ότι ο αλγόριθμος βρίσκει διαρκώς συγχρονισμούς αλλά σε τελείως εσφαλμένα σημεία. Οι αποκλίσεις δηλαδή του αλγορίθμου CPC ως προς την ακρίβεια συγχρονισμού είναι μεγάλες. Η αιτία της αποτυχίας σχετίζεται με τα κατώφλια θορύβου που θέτει ο αλγόριθμος κατά την εκτέλεση των πηχοι πράξεων. Ο θόρυβος στο PLC δίκτυο είναι πολύ υψηλότερος από ότι συναντάμε στο ομοαξονικό, με αποτέλεσμα να απαιτείται αύξηση των κατωφλίων θορύβου. Η αύξηση όμως επιφέρει τη μείωση της συσχέτισης μεταξύ των δειγμάτων του συμβόλου συγχρονισμού, με αποτέλεσμα να μην ανιχνεύονται συγχρονισμοί. Μείωση του κατωφλίου μεγιστοποίησης της συσχέτισης δεν βελτιώνει την κατάσταση. Την ίδια συμπεριφορά παρουσίασε και ο αλγόριθμος SCHM, παρόλο που χρησιμοποιεί περισσότερα δείγματα.

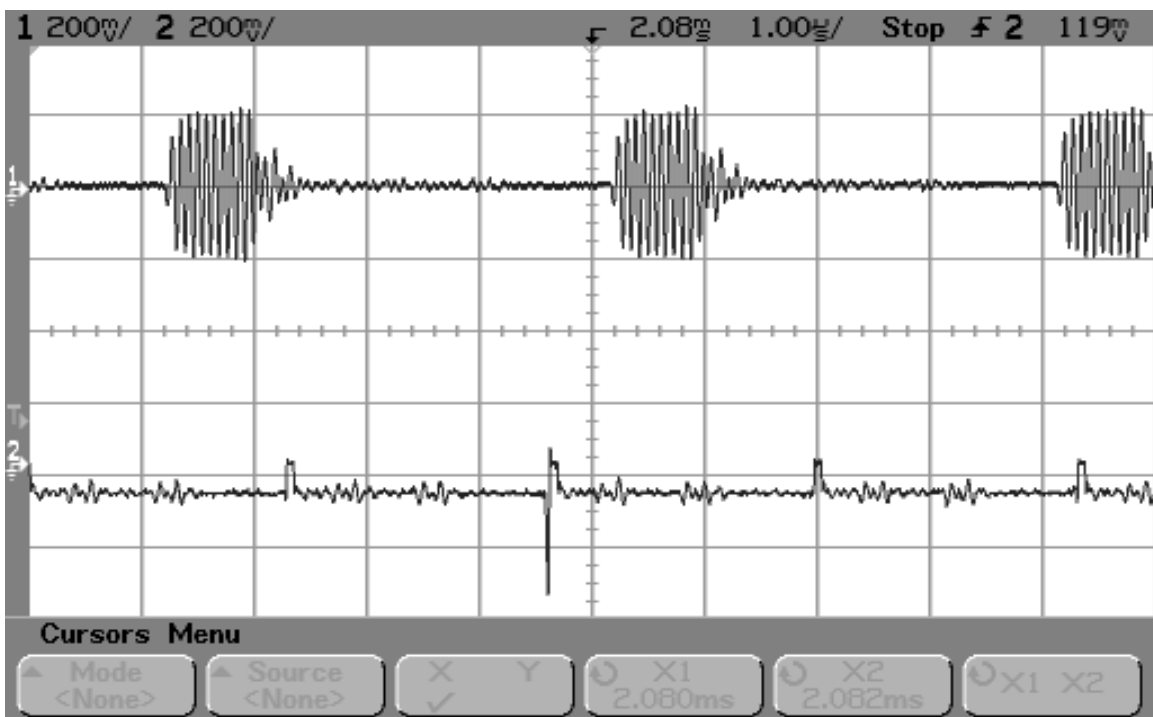
Τα σχ. 8.3.6 – 8.3.8 παρουσιάζουν τις επιδόσεις του αλγορίθμου PR.



Σχήμα 8.3.6. Επίδοση αλγορίθμου PR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 2ms.



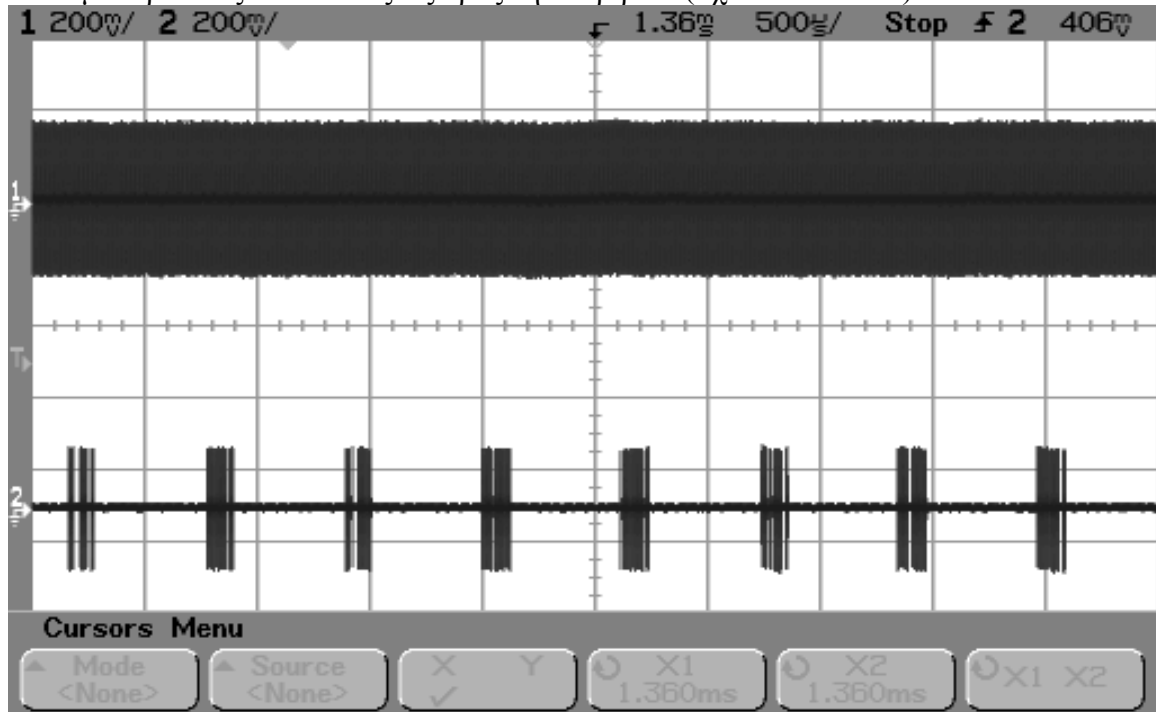
Σχήμα 8.3.7. Επίδοση αλγορίθμου PR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 100µs.



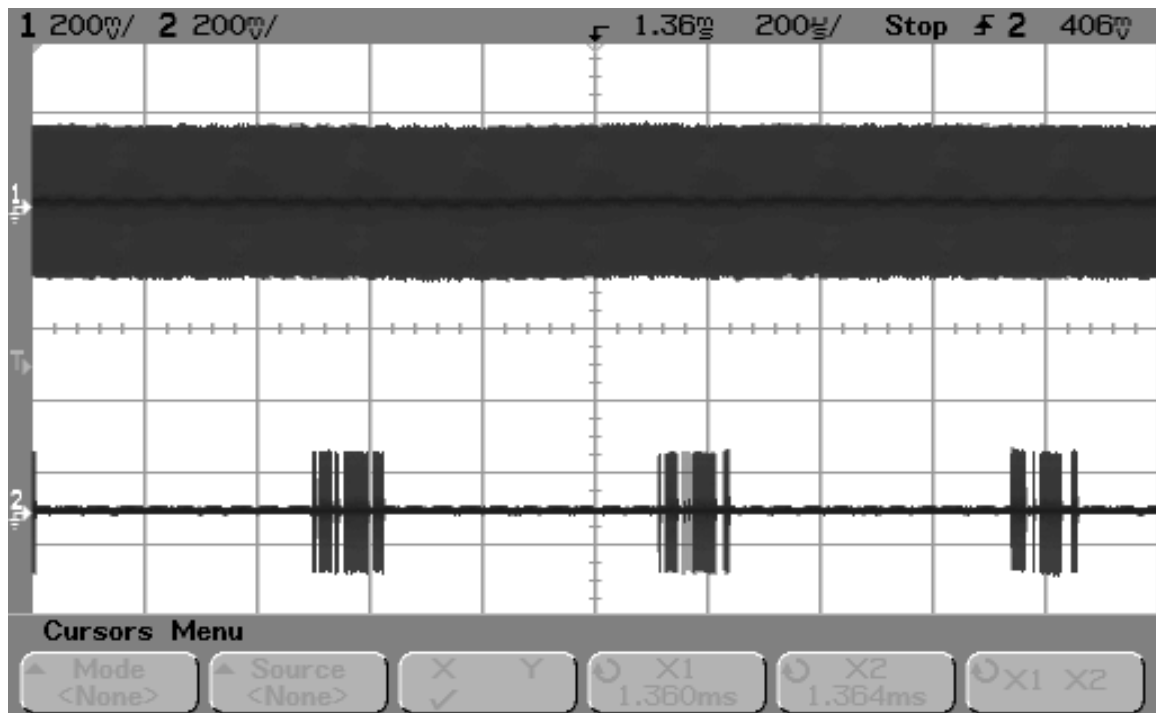
Σχήμα 8.3.8. Επίδοση αλγορίθμου PR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10µs.

Υιοθετώντας για το PLC κανάλι το ίδιο κατώφλι μεγιστοποίησης συσχέτισης με το ομοαξονικό κανάλι, δεν ανιχνεύονται πλαίσια. Αυτό δεν μας εκπλήσσει εξαιτίας των δυσμενών συνθηκών του PLC διαύλου, κατά τις οποίες το σύμβολο συγχρονισμού

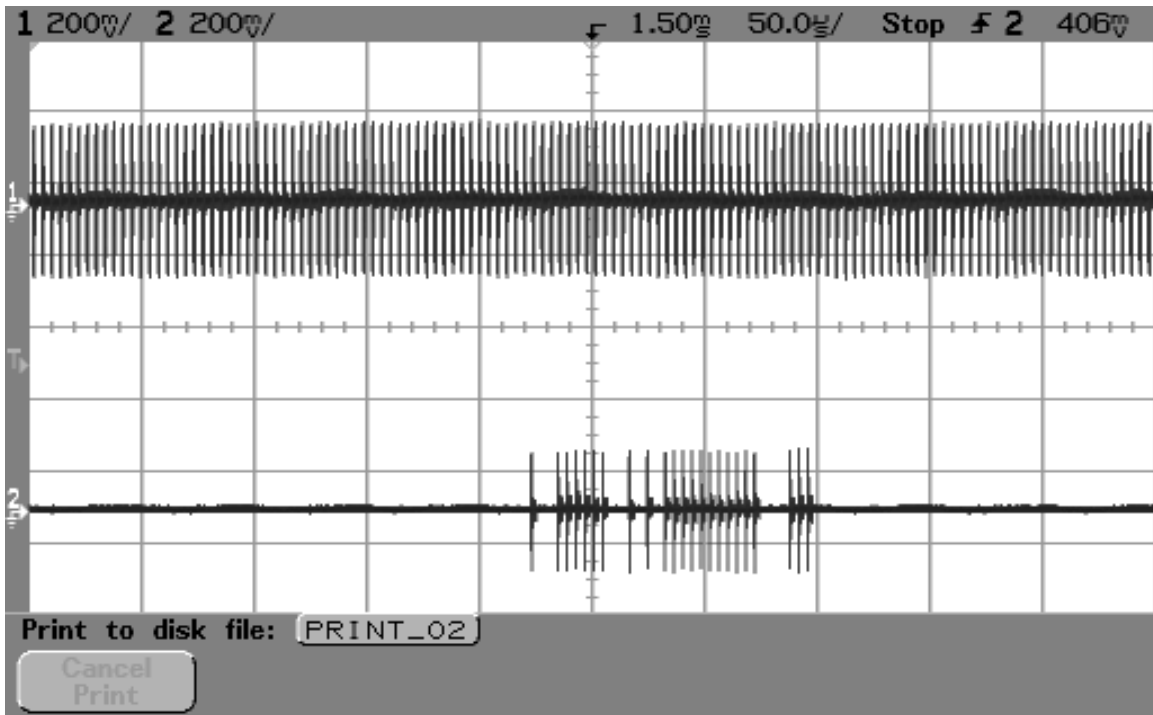
προκύπτει αισθητά αλλοιωμένο σε σχέση με το αναμενόμενο πρότυπο. Αν μειώσουμε όμως το κατώφλι ανίχνευσης συγχρονισμού, τότε ανιχνεύεται υψηλό ποσοστό πλαισίων αλλά με τεράστιες αποκλίσεις ως προς την ακρίβεια (σχ. 8.3.6 – 8.3.8).



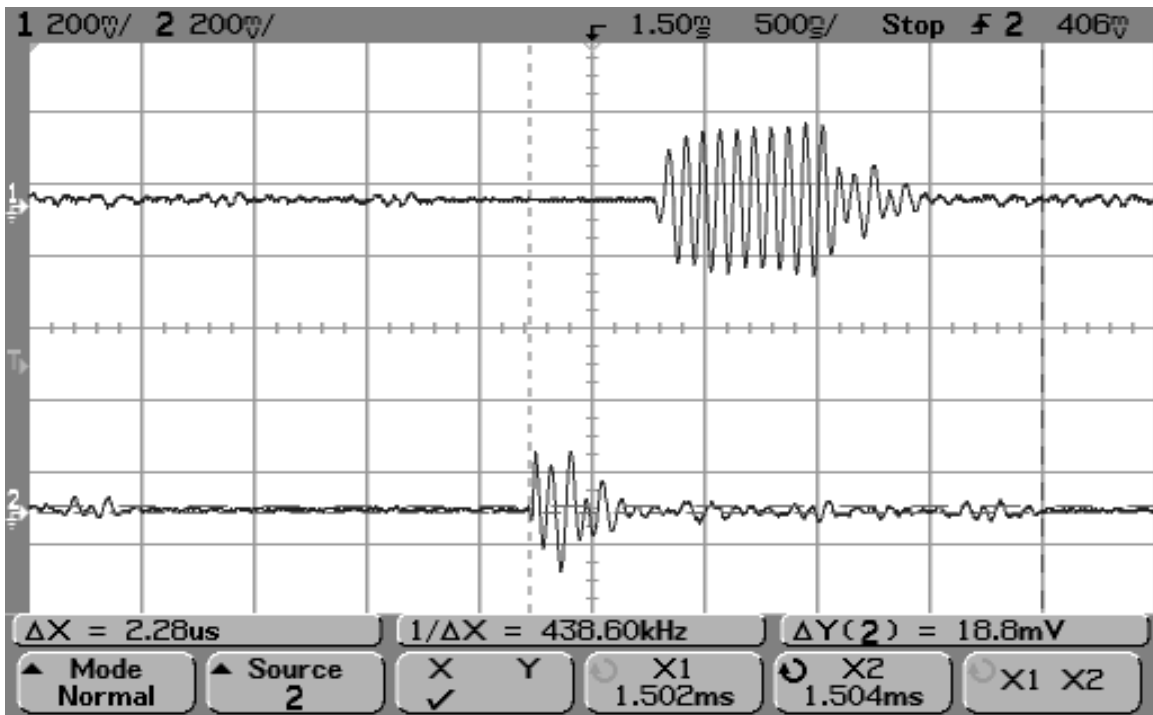
Σχήμα 8.3.9. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.



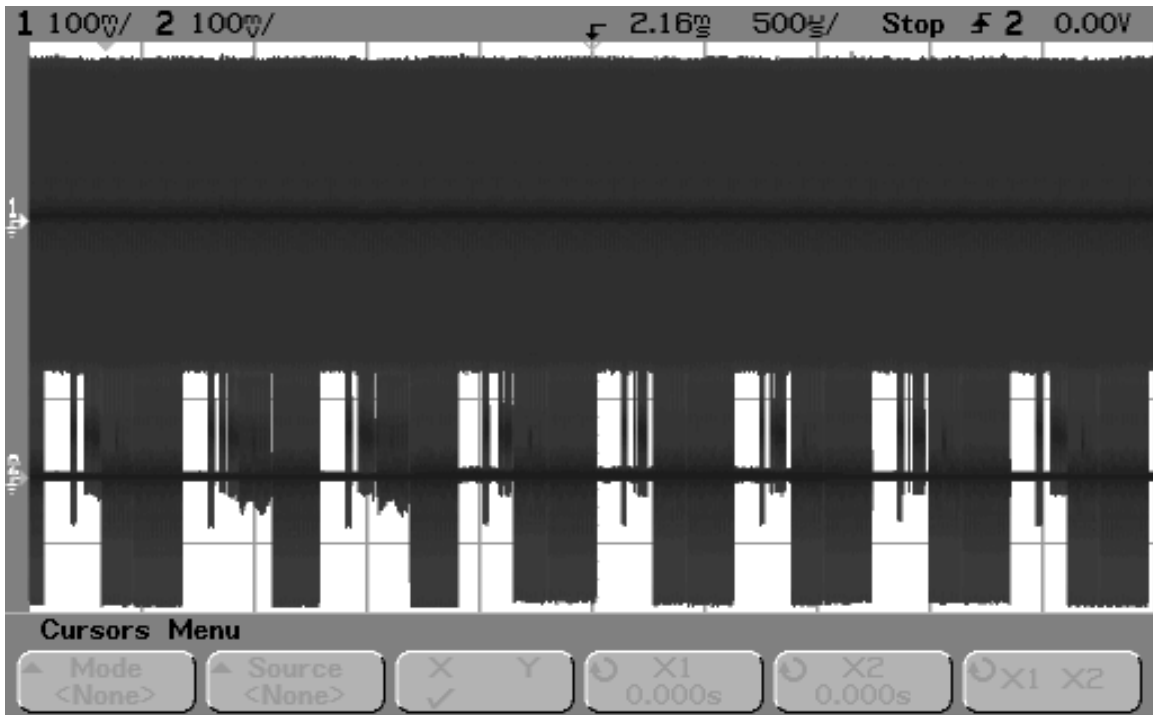
Σχήμα 8.3.10. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 2ms.



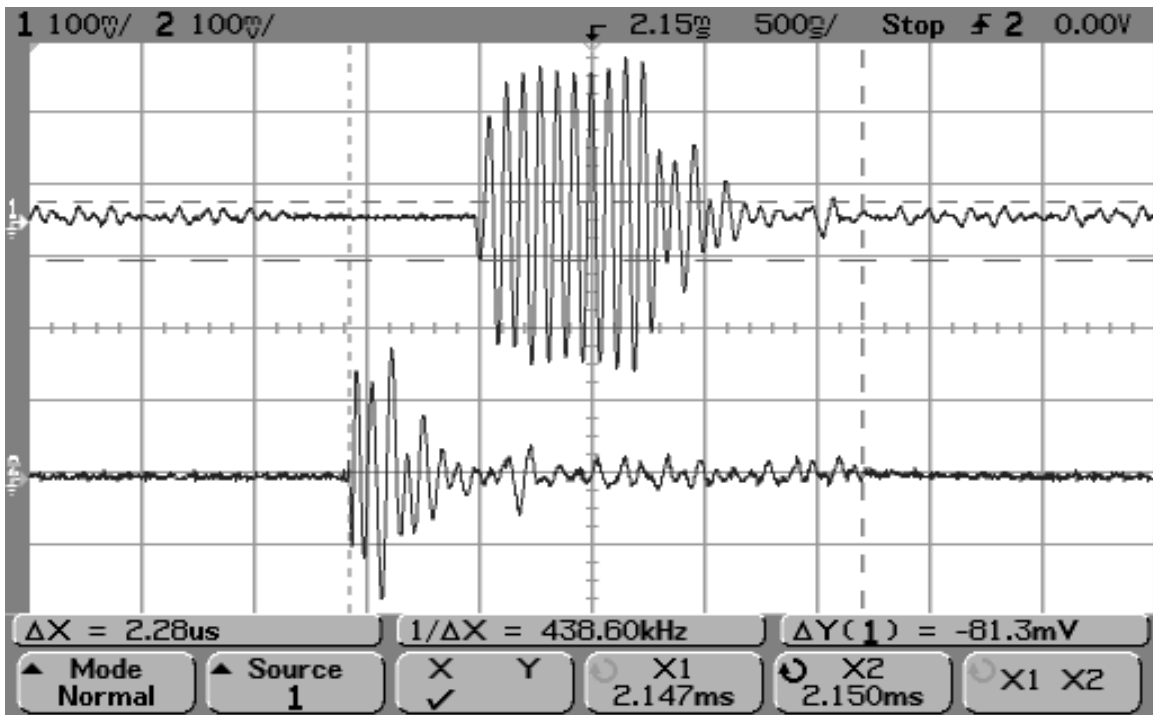
Σχήμα 8.3.11. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 500µs.



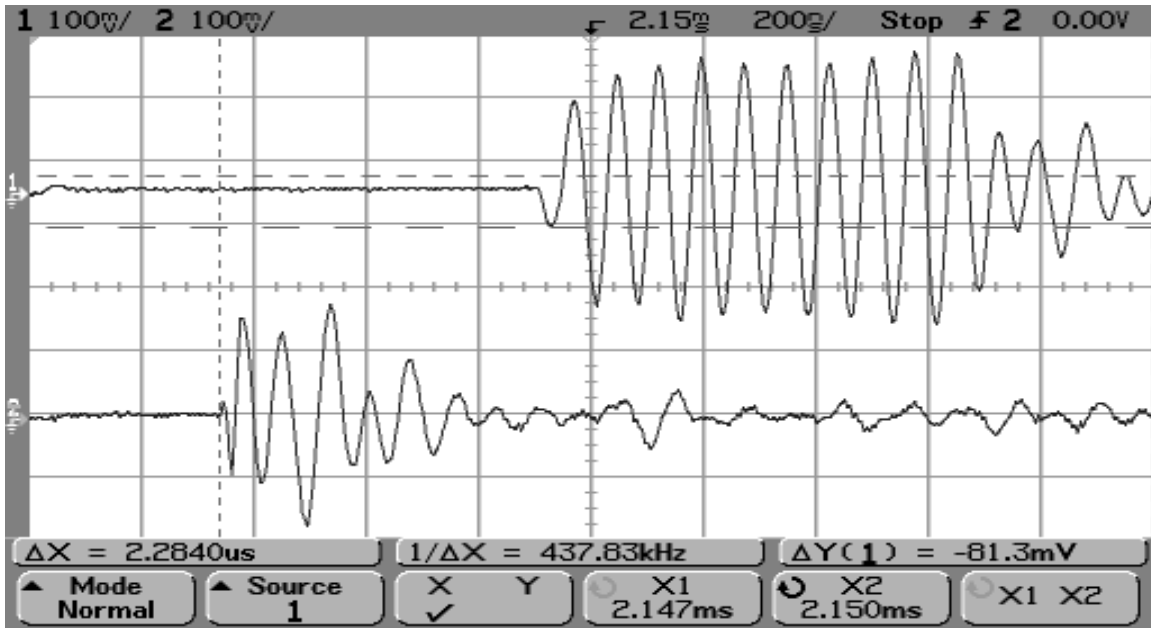
Σχήμα 8.3.12. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5µs.



Σχήμα 8.3.13. Συμπεριφορά αλγορίθμου ZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.

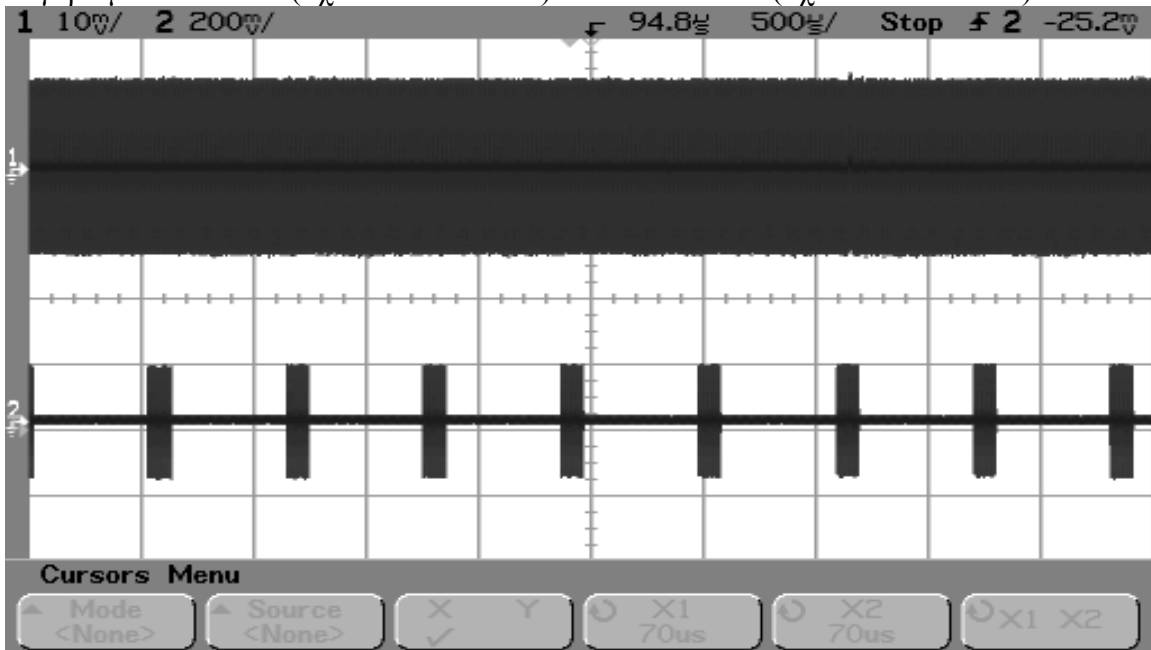


Σχήμα 8.3.14. Συμπεριφορά αλγορίθμου ZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.

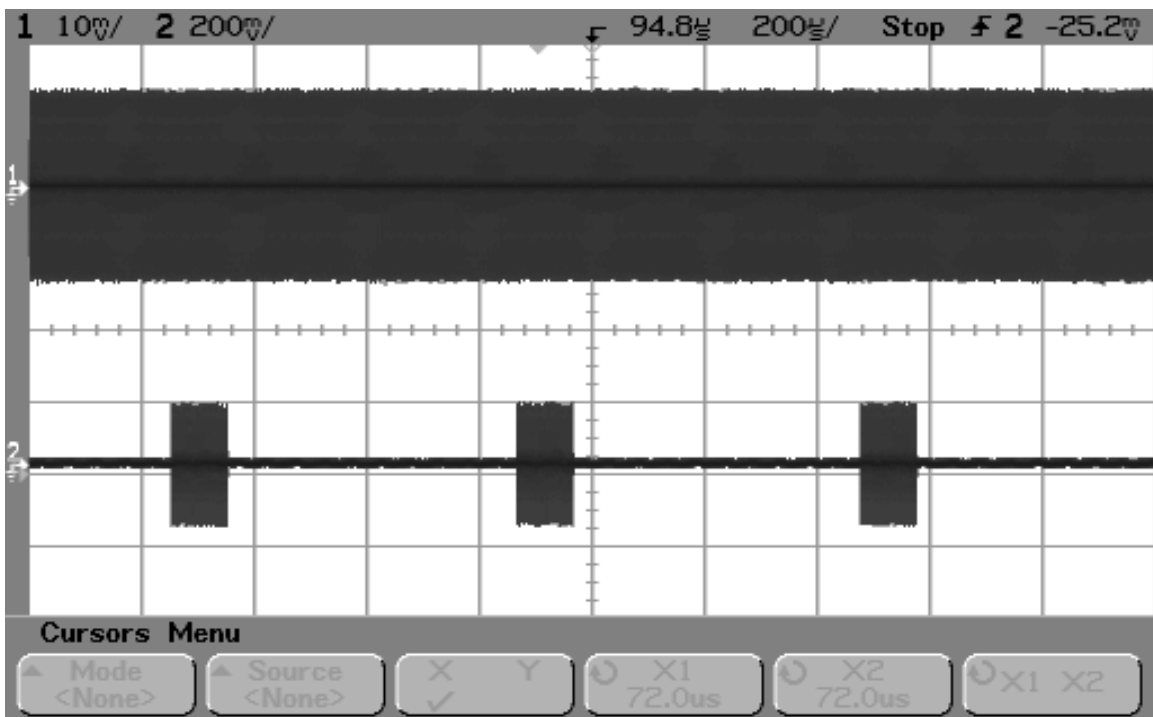


Σχήμα 8.3.15. Επίδοση αλγορίθμου ZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 2μs.

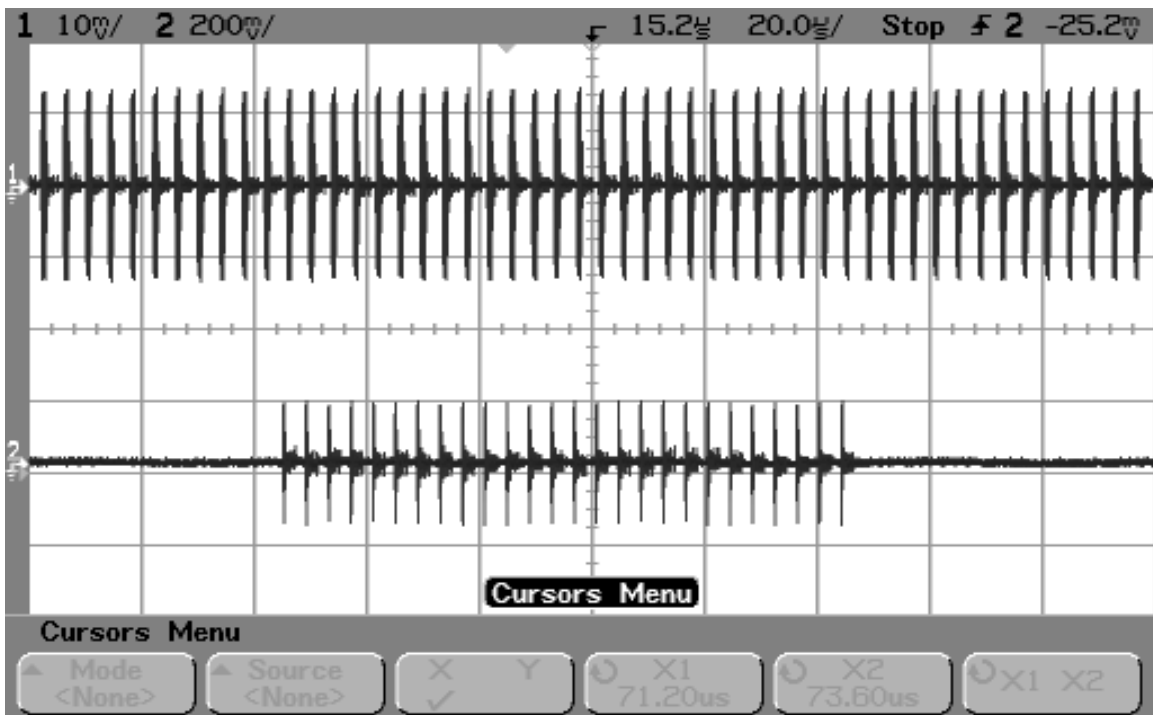
Τα σχ. 8.3.9 – 8.3.15 παρουσιάζουν τη συμπεριφορά του αλγορίθμου ZCD σε PLC διάλυο. Με κατάλληλη ρύθμιση των κατωφλίων απόφασης για bit 0 ή 1 στον 80 – bit καταχωρητή μπορούμε να πετύχουμε συγχρονισμό στο ακριβές σημείο ενός πλαισίου, όμως οι απώλειες πλαισίων είναι μεγάλες (σχ. 8.3.9 – 8.3.12). Μεταβάλλοντας τα κατώφλια απόφασης μπορούμε να επιτύχουμε ανίχνευση περισσότερων πλαισίων, χάνουμε όμως στην ακρίβεια συγχρονισμού (σχ. 8.3.13 – 8.3.15). Η συμπεριφορά αυτή αποδίδεται στη διαφορά φάσης των ρολογιών πομπού – δέκτη που ενισχύεται από τη θορυβώδη φύση του PLC διαύλου. Ανάλογη συμπεριφορά υιοθετούν και οι μικτοί αλγόριθμοι CPCZCD (σχ. 8.3.16 – 8.3.22) και SCHMZCD (σχ. 8.3.23 – 8.3.26).



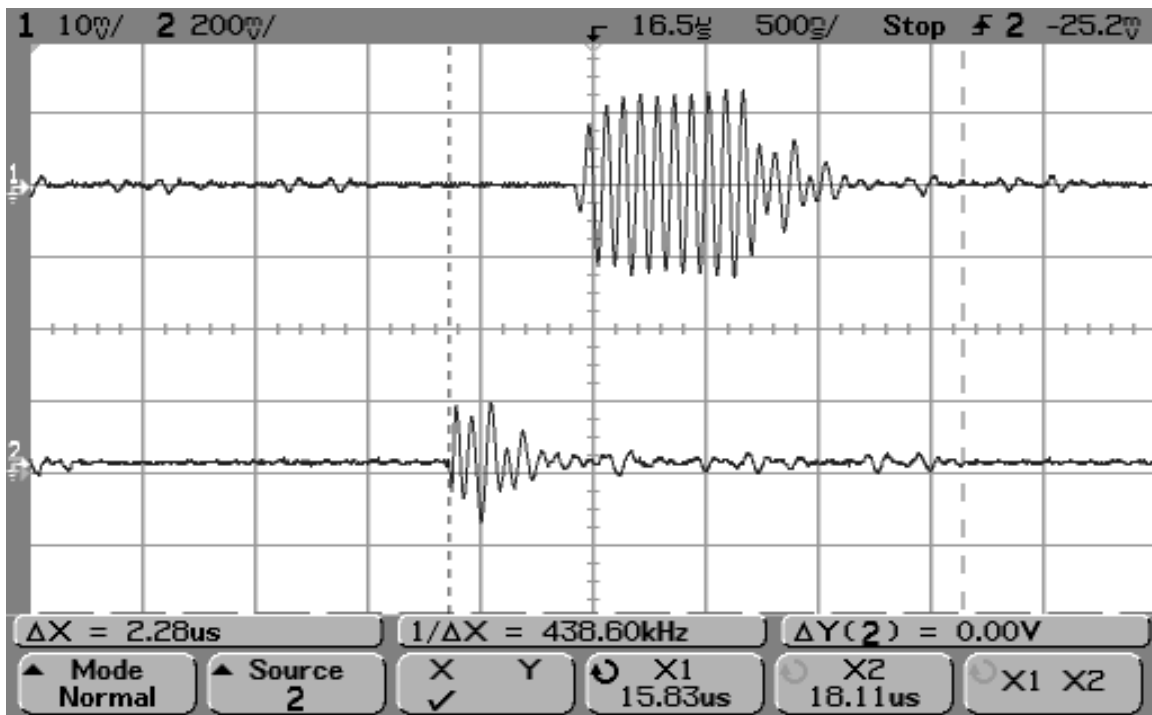
Σχήμα 8.3.16. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.



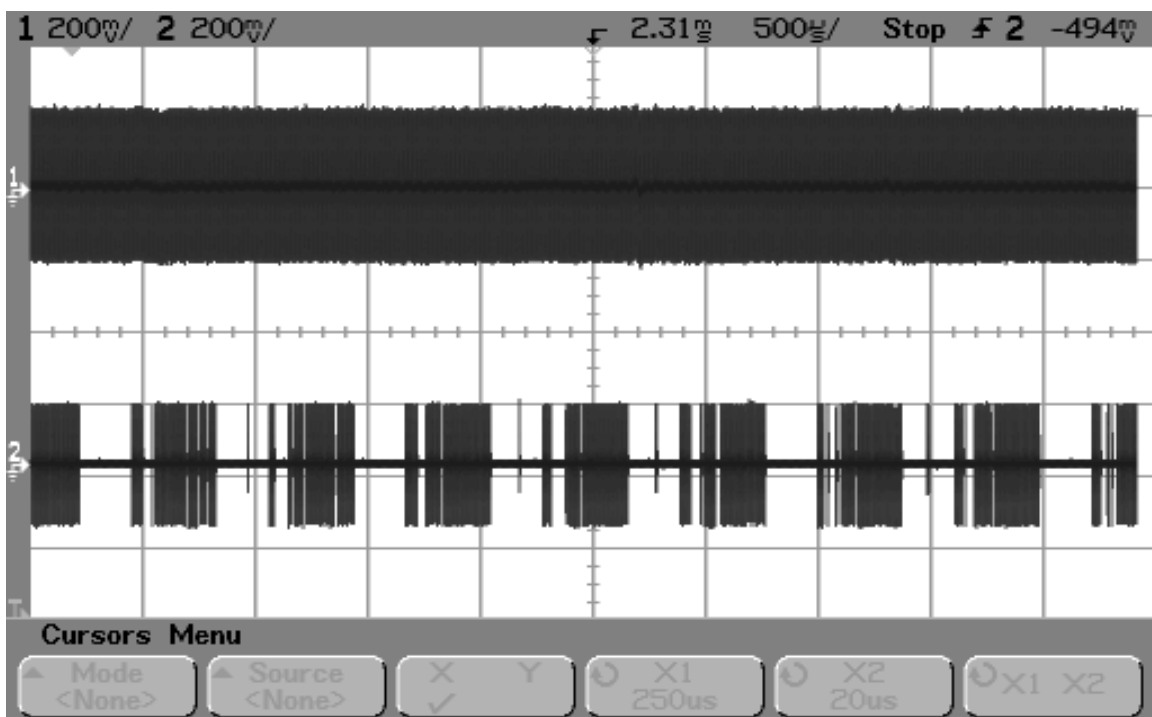
Σχήμα 8.3.17. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 2ms.



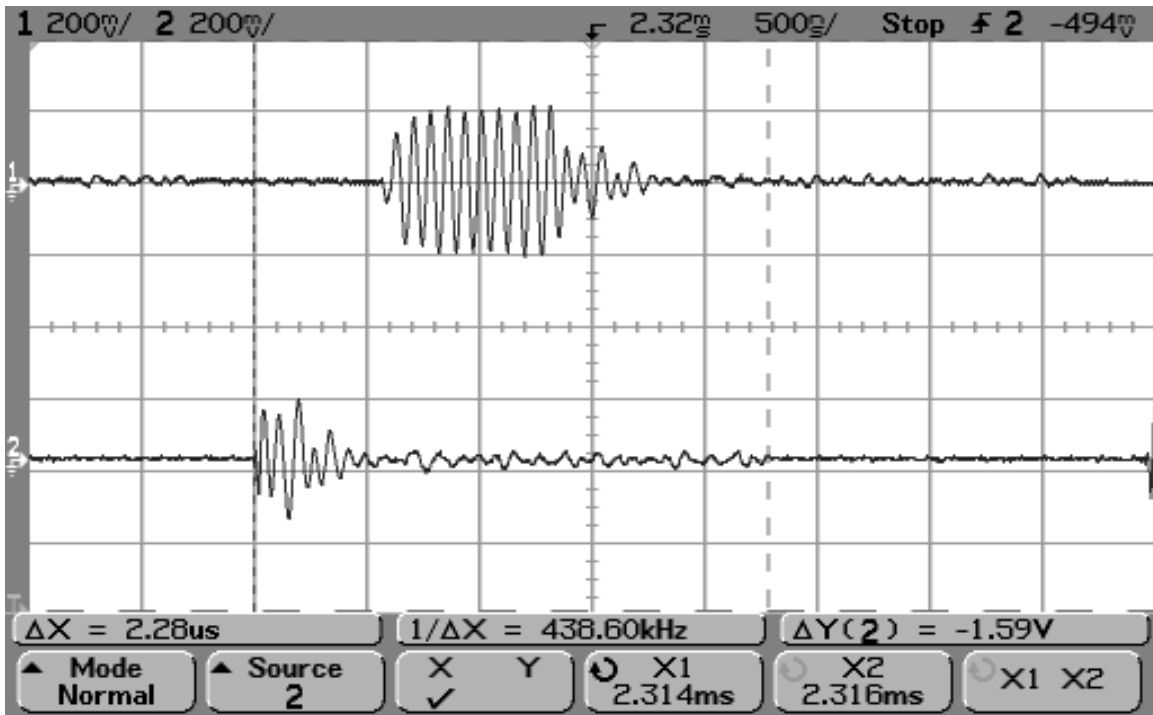
Σχήμα 8.3.18. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 200μs.



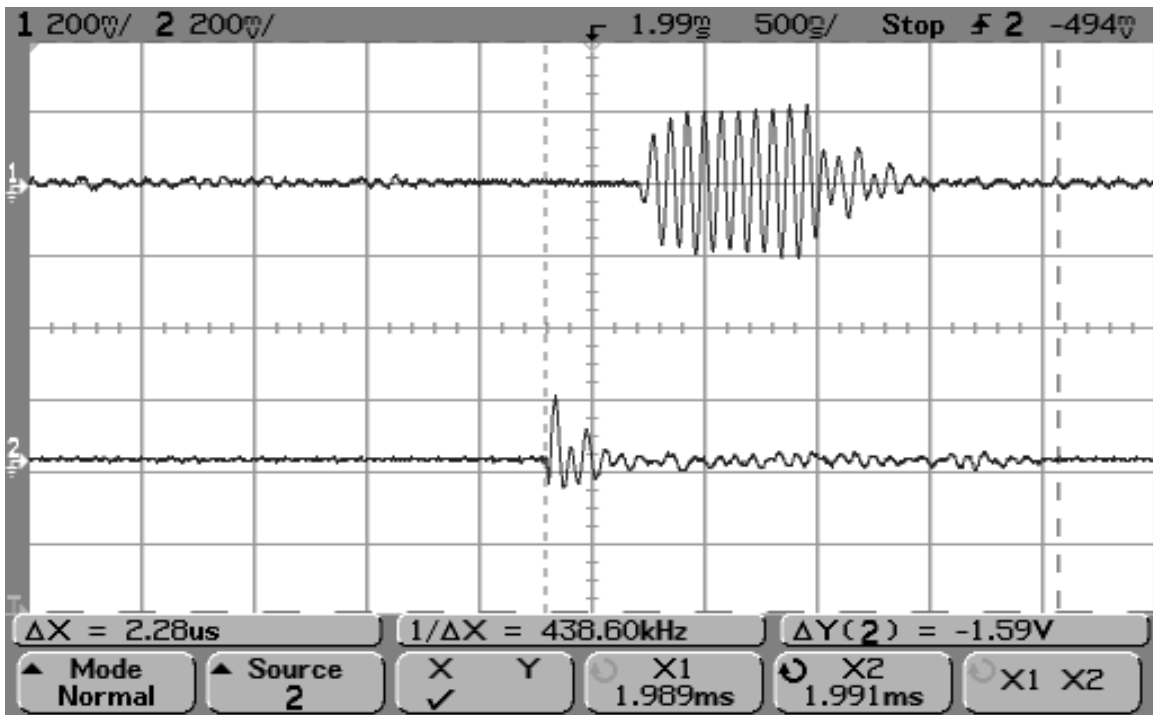
Σχήμα 8.3.19. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.



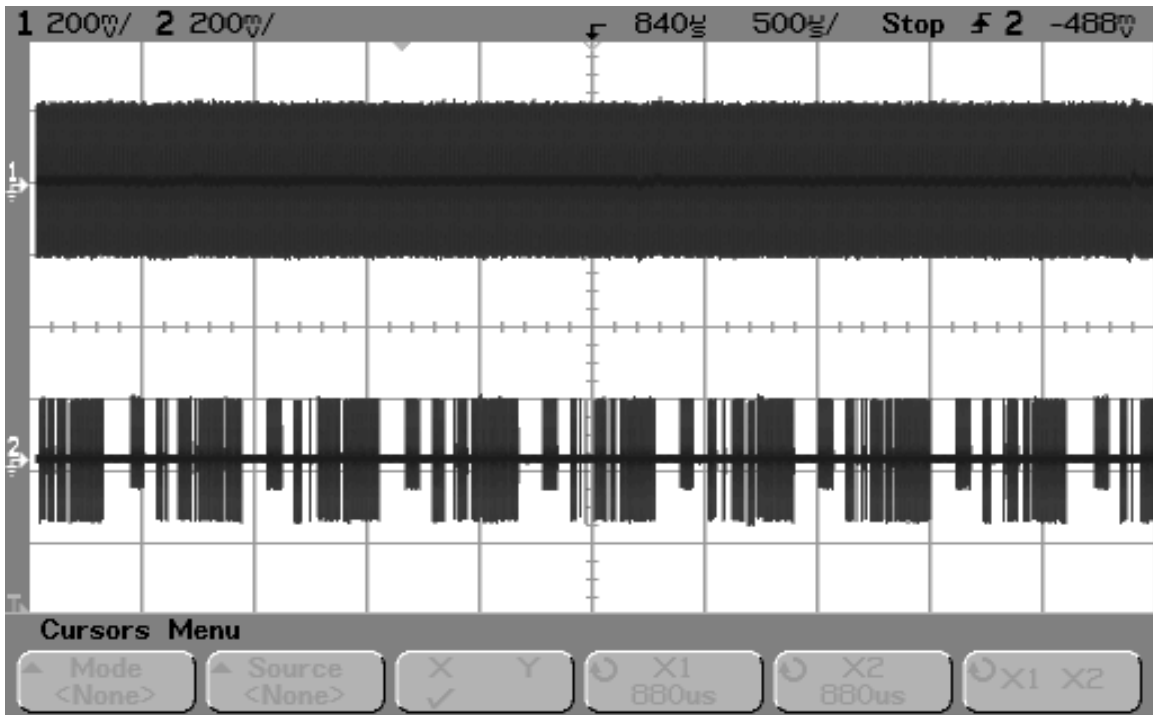
Σχήμα 8.3.20. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.



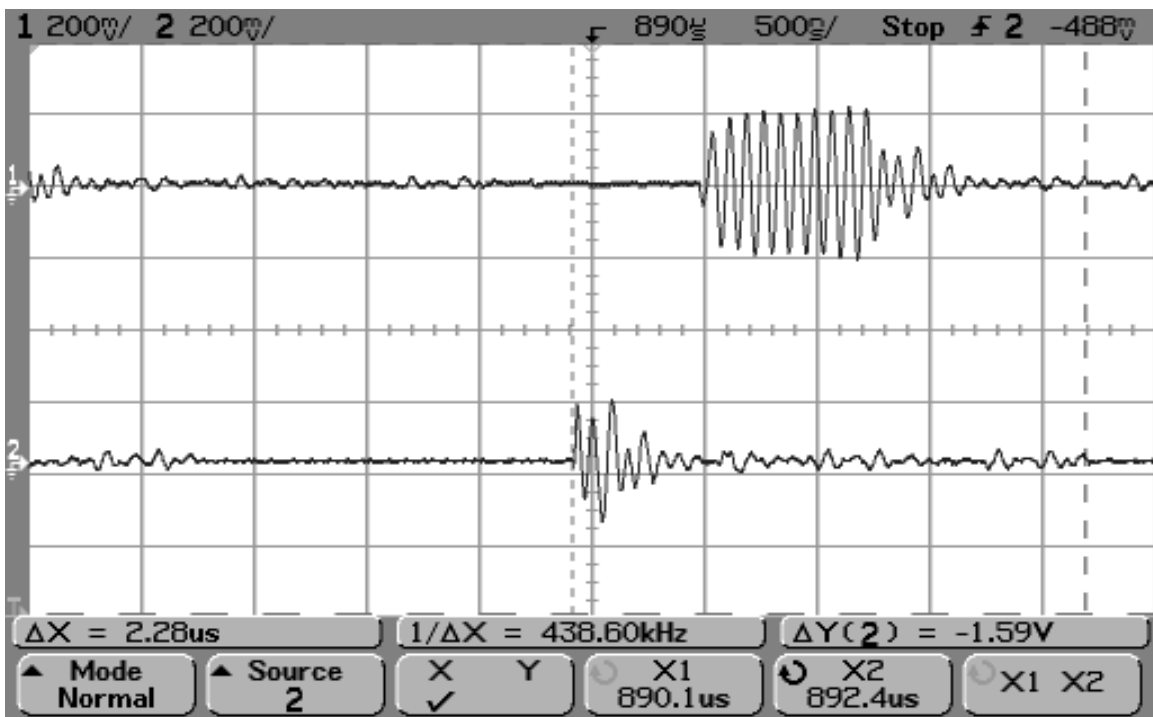
Σχήμα 8.3.21. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5µs.



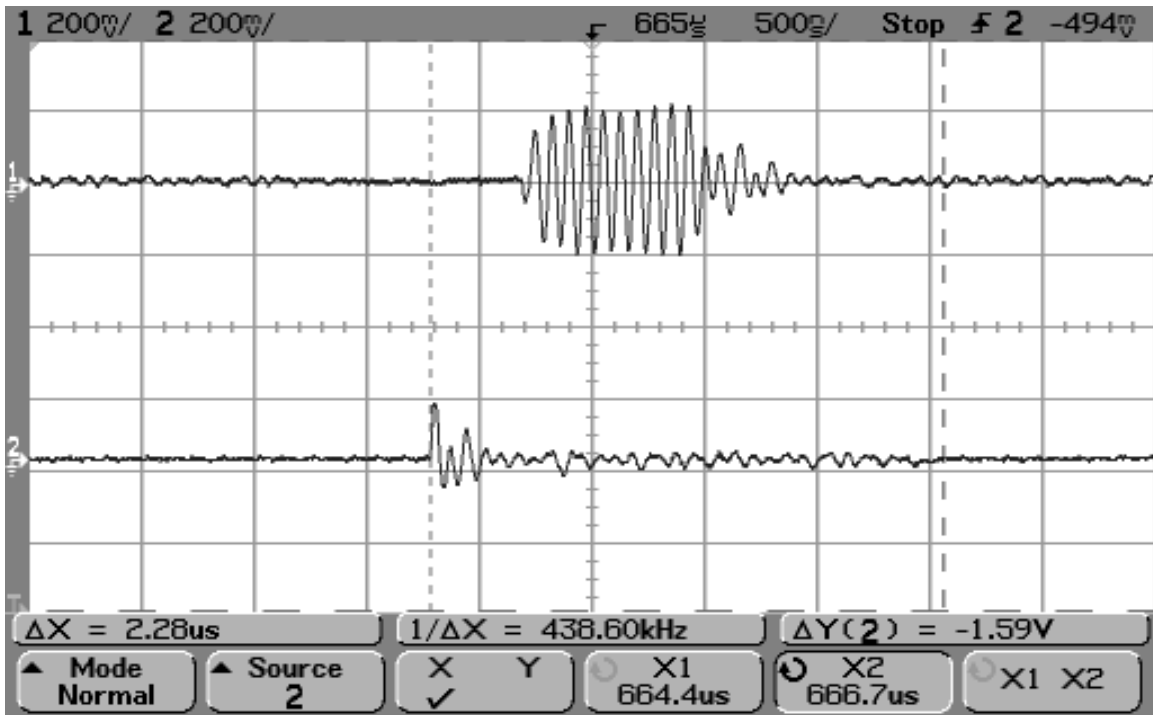
Σχήμα 8.3.22. Επίδοση αλγορίθμου CPCZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5µs.



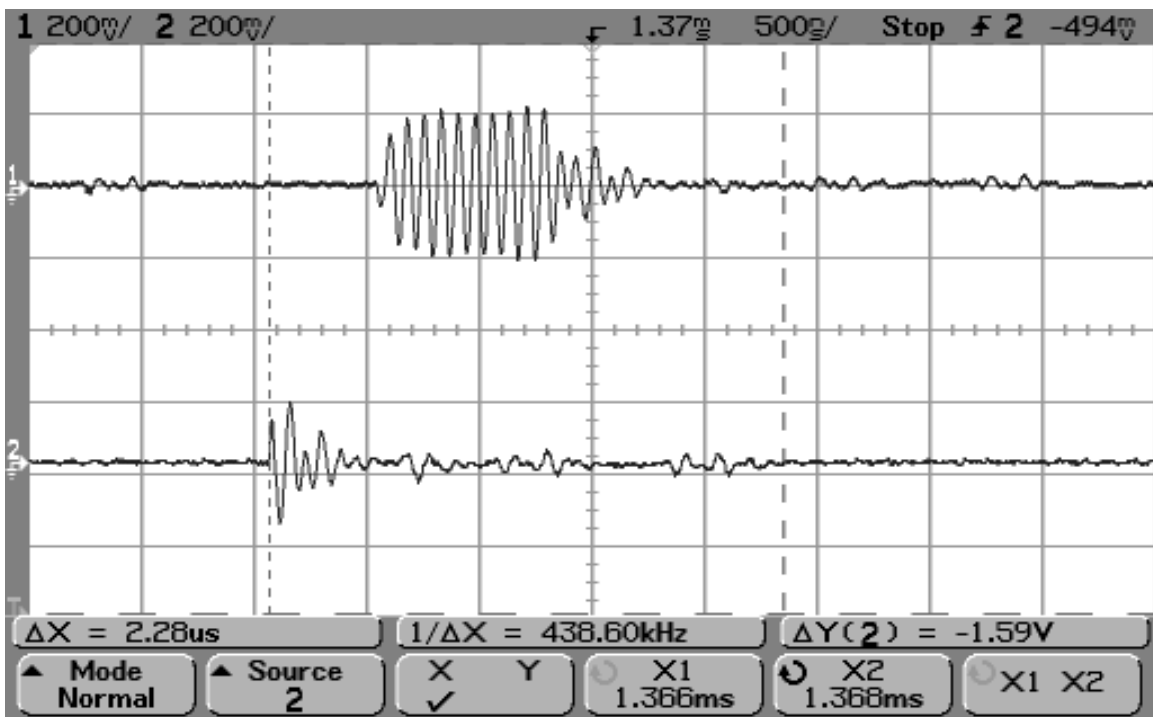
Σχήμα 8.3.23. Επίδοση αλγορίθμου SCHMZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.



Σχήμα 8.3.24. Επίδοση αλγορίθμου SCHMZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.

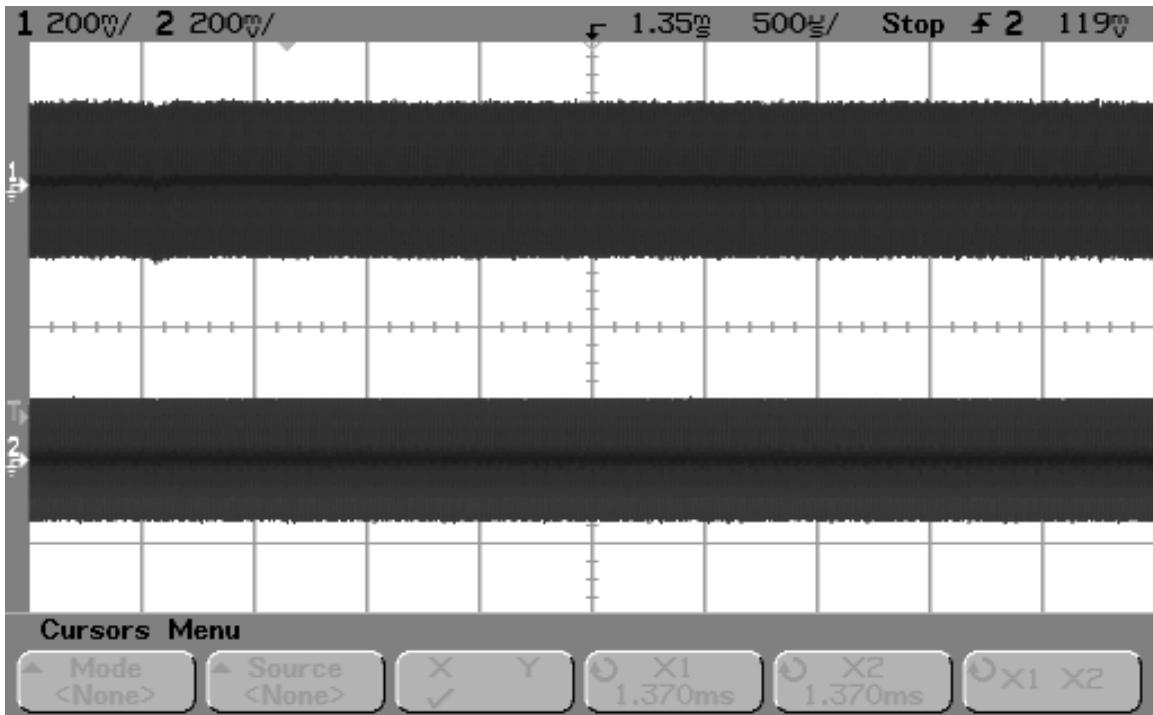


Σχήμα 8.3.25. Επίδοση αλγορίθμου SCHMZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.

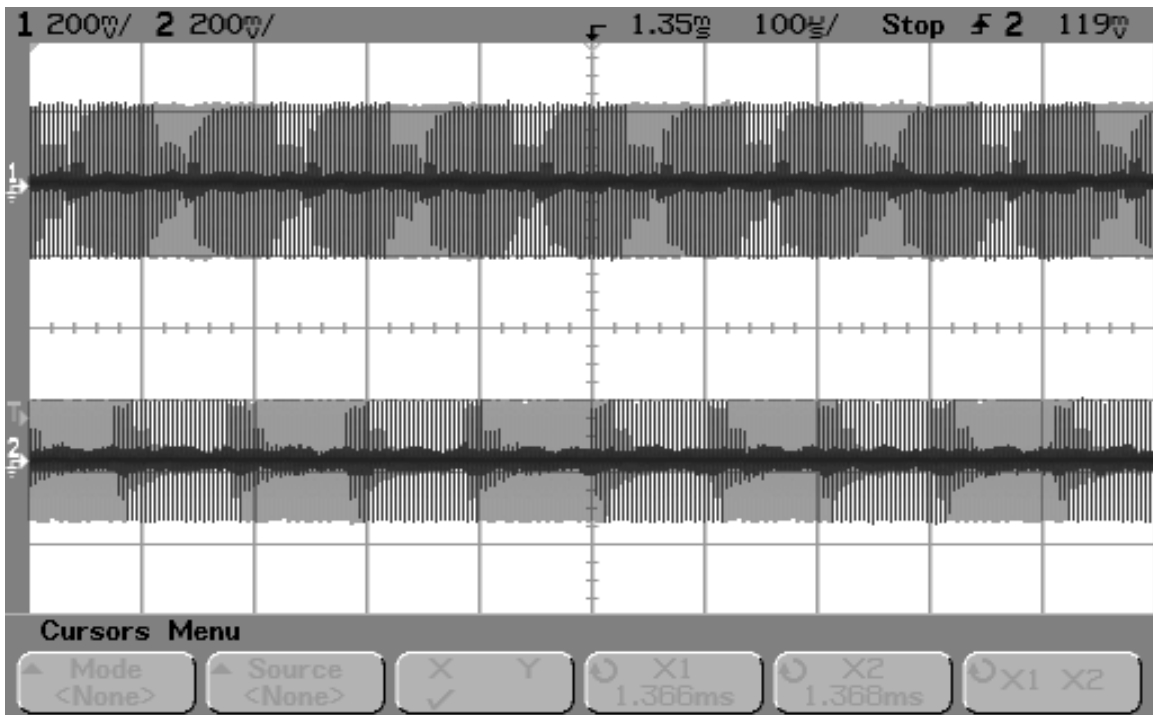


Σχήμα 8.3.26. Επίδοση αλγορίθμου SCHMZCD σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.

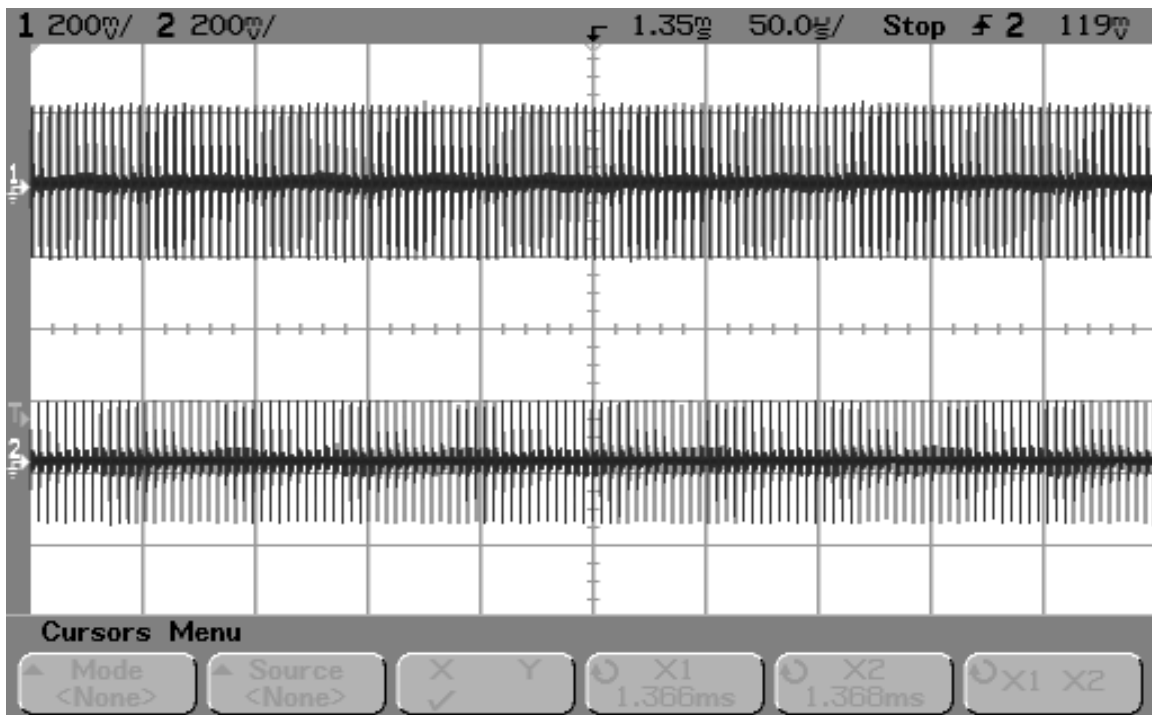
Τα σχ. 8.3.27 – 8.3.33 σκιαγραφούν τη συμπεριφορά του μικτού αλγορίθμου CPCPR.



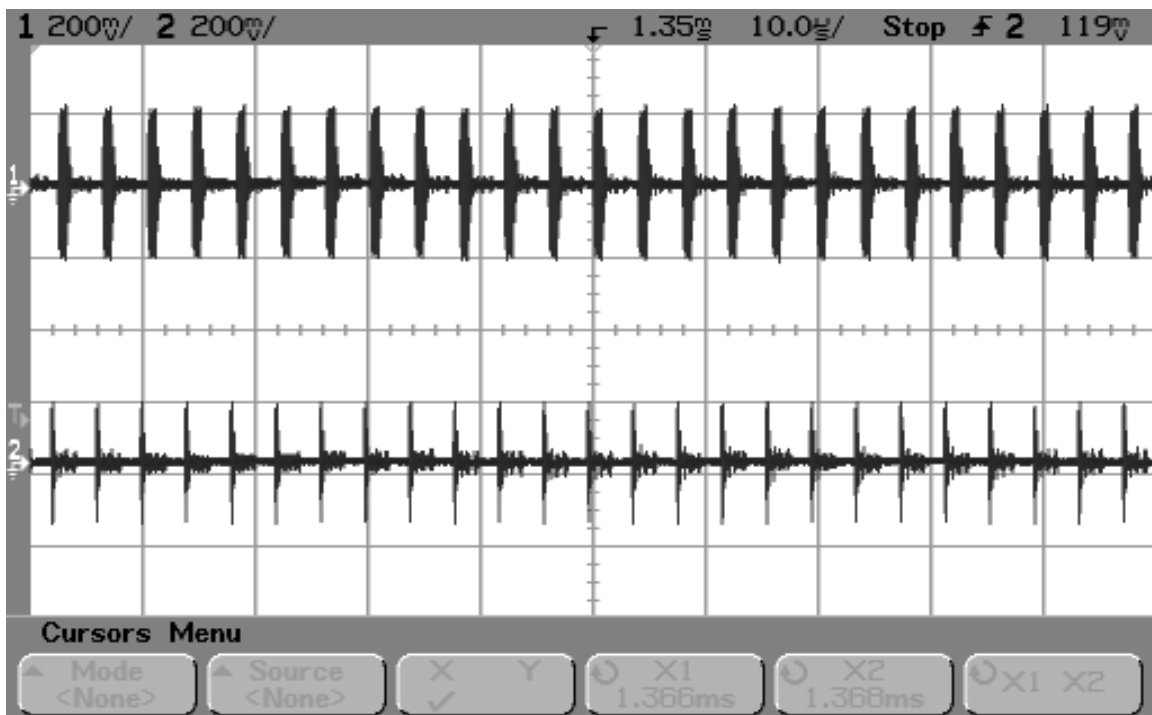
Σχήμα 8.3.27. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5ms.



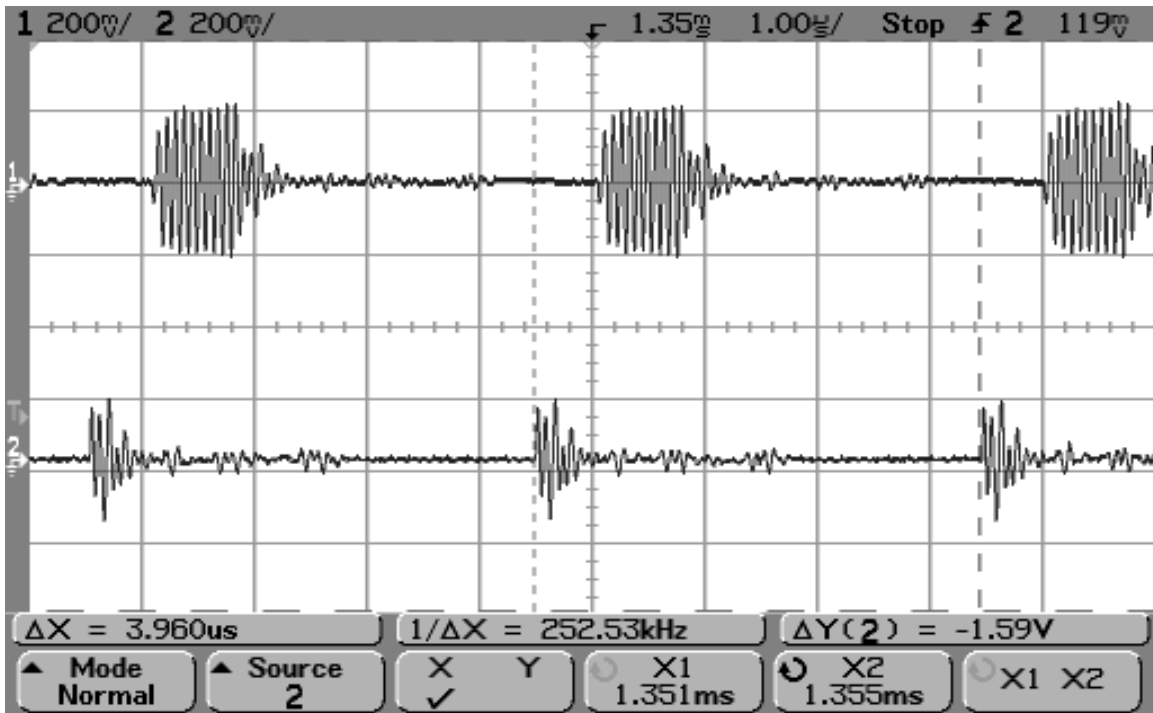
Σχήμα 8.3.28. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 1ms.



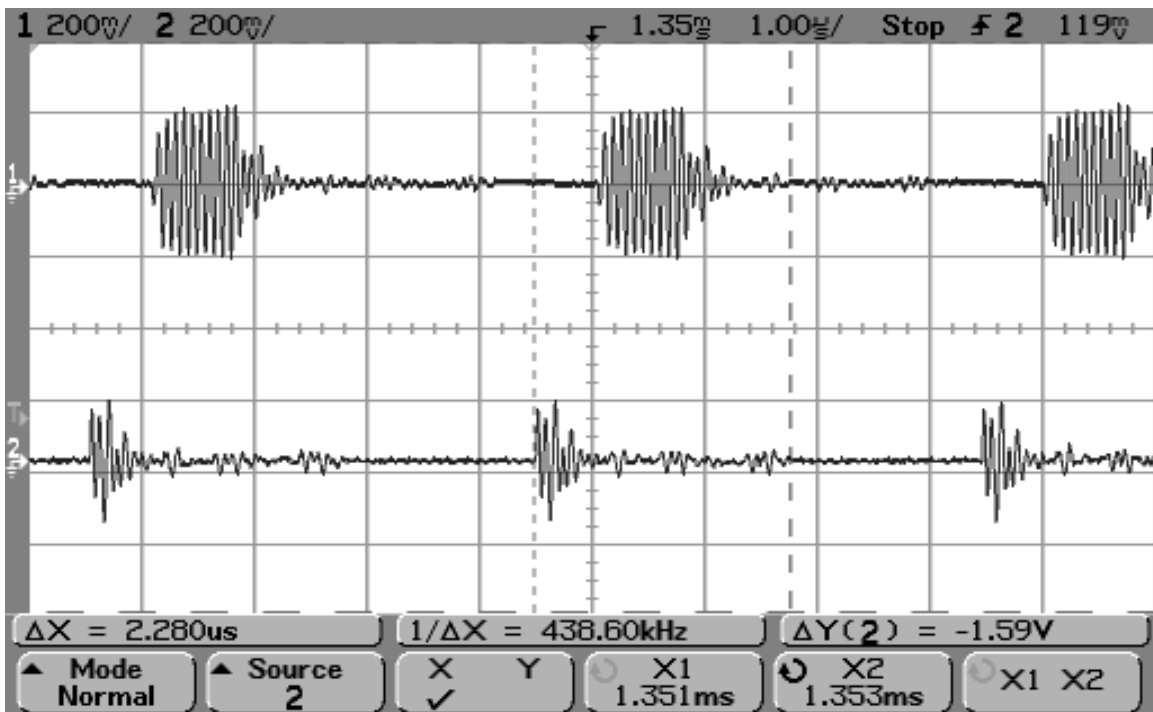
Σχήμα 8.3.29. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 500µs.



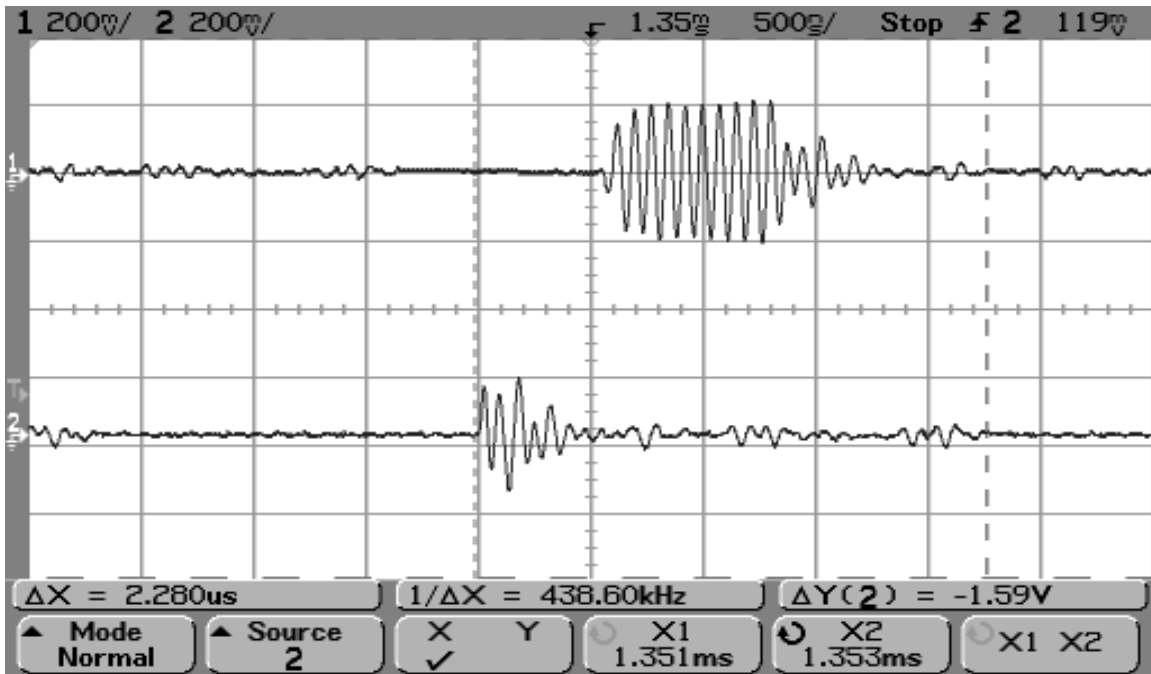
Σχήμα 8.3.30. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 100µs.



Σχήμα 8.3.31. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10µs. Έμφαση στην απόσταση μεταξύ διαδοχικών συγχρονισμένων πλαισίων.

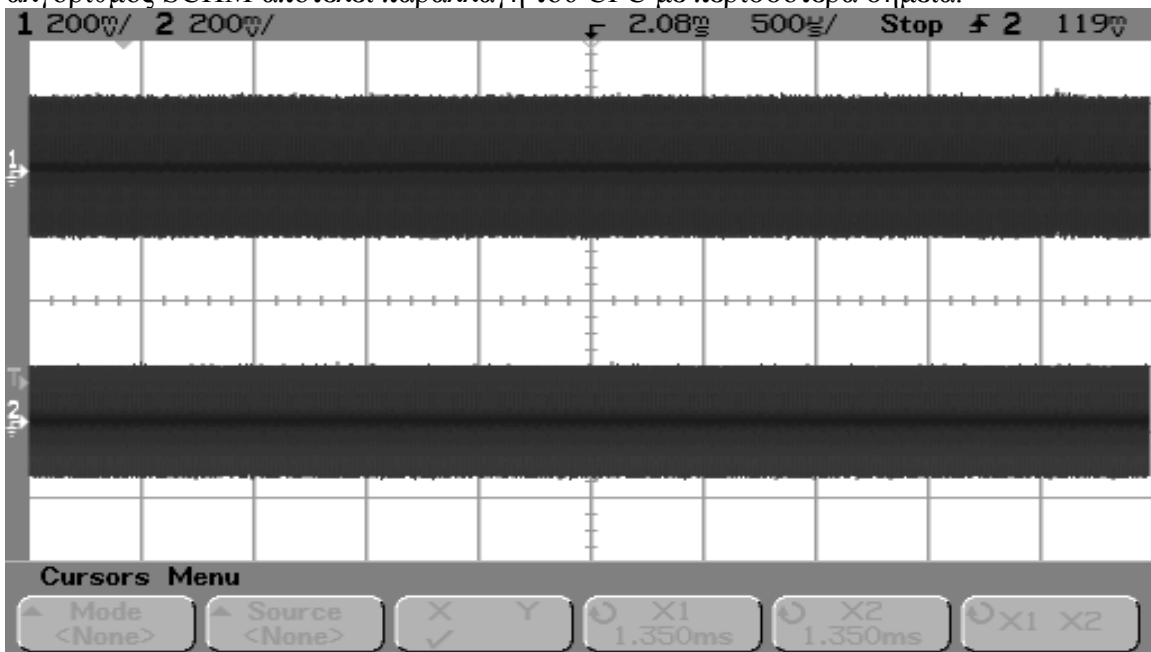


Σχήμα 8.3.32. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10µs. Έμφαση στο μήκος του συγχρονισμένου πλαισίου.

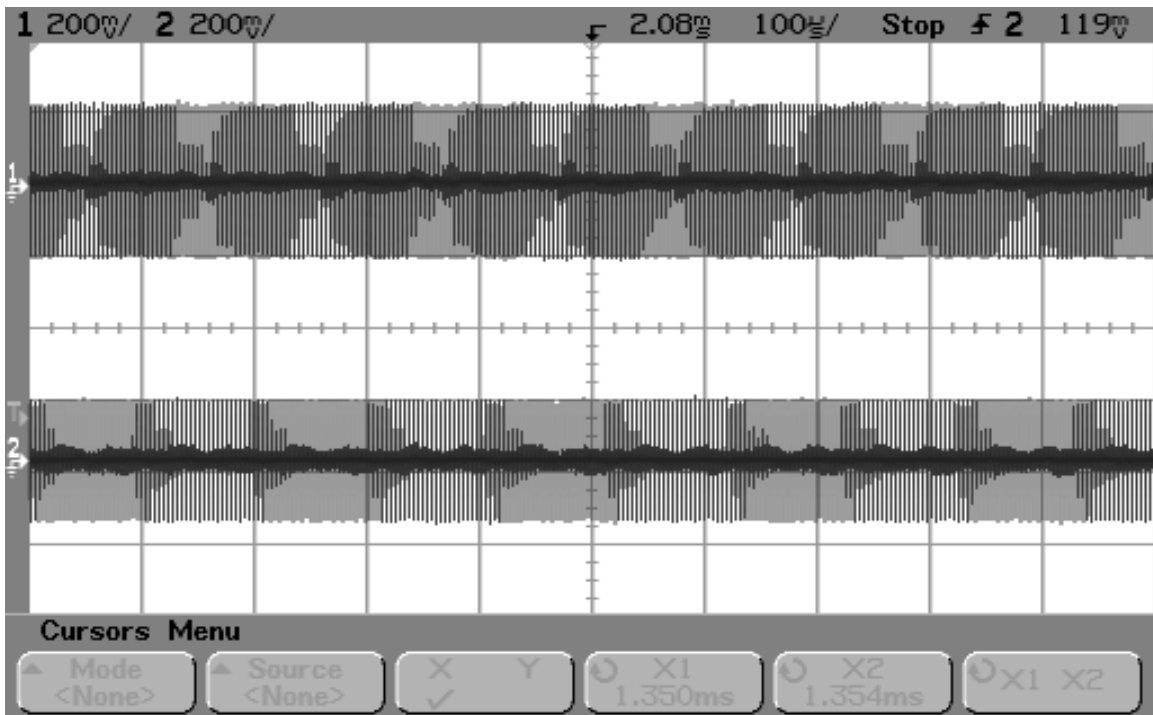


Σχήμα 8.3.33. Επίδοση αλγορίθμου CPCPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5µs.

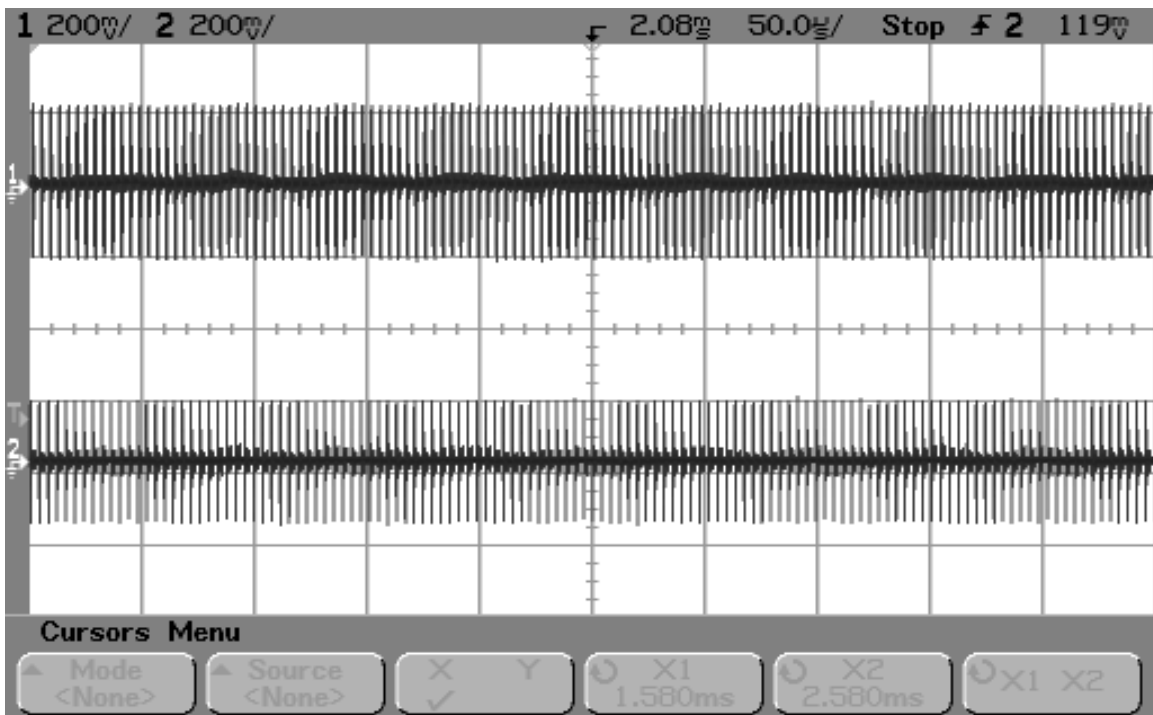
Τα αποτελέσματα είναι πολύ ενθαρρυντικά. Ο αλγόριθμος CPCPR εντοπίζει με απόλυτη ακρίβεια το ιδανικό σημείο συγχρονισμού κάθε πλαισίου, ενώ δεν φαίνεται να χάνει ούτε ένα πλαίσιο. Υπενθυμίζουμε ότι οι αλγόριθμοι CPC και PR δρώντας αυτόνομοι εντόπιζαν μεγάλο αριθμό συγχρονισμών αλλά σε εσφαλμένα σημεία των πλαισίων. Η από κοινού χρήση τους έκανε δυνατό τον εντοπισμό όλων των πλαισίων και στο σωστό σημείο. Πανομοιότυπη είναι και η συμπεριφορά του SCHMPR αλγορίθμου, όπως φαίνεται στα σχ. 8.3.34 – 8.3.41. Κάτι τέτοιο πλέον είναι αναμενόμενο αφού ο αλγόριθμος SCHM αποτελεί παραλλαγή του CPC με περισσότερα σημεία.



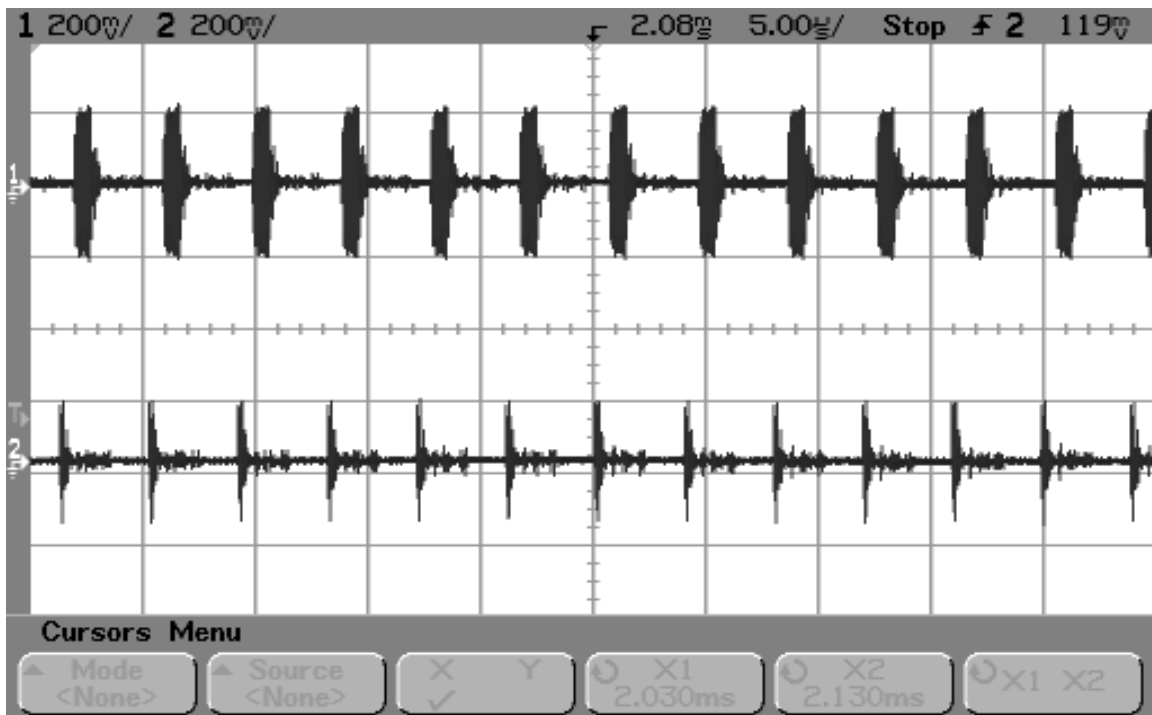
Σχήμα 8.3.34. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5µs.



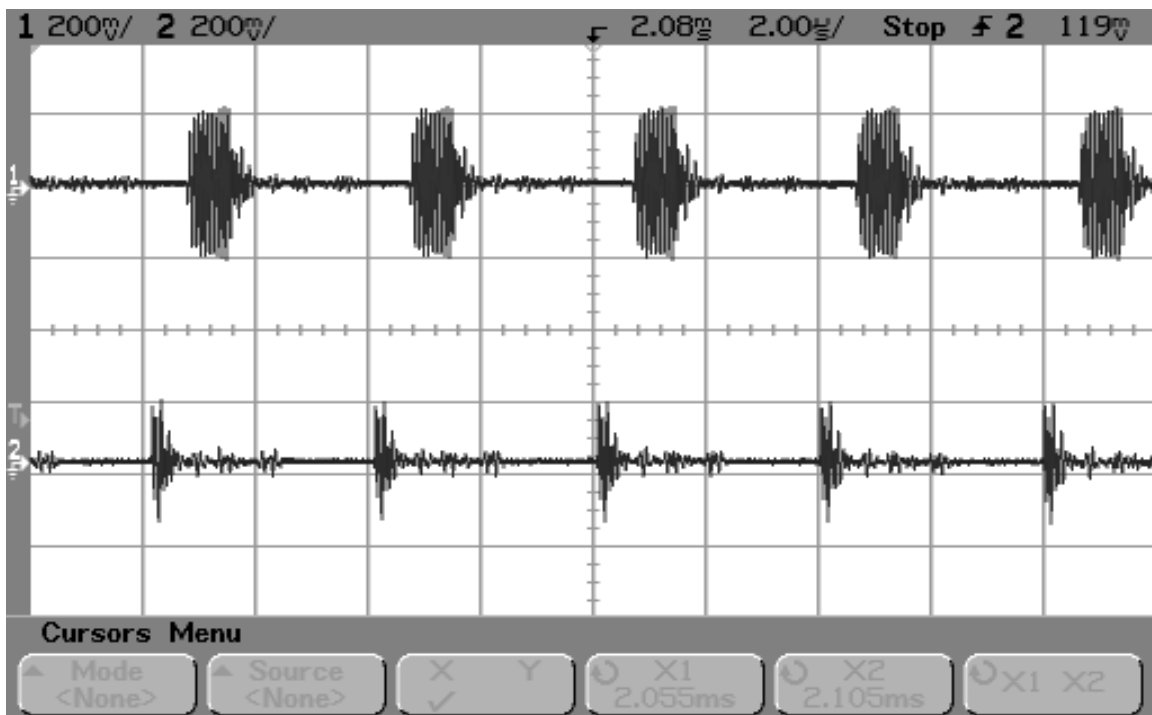
Σχήμα 8.3.35. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 1ms.



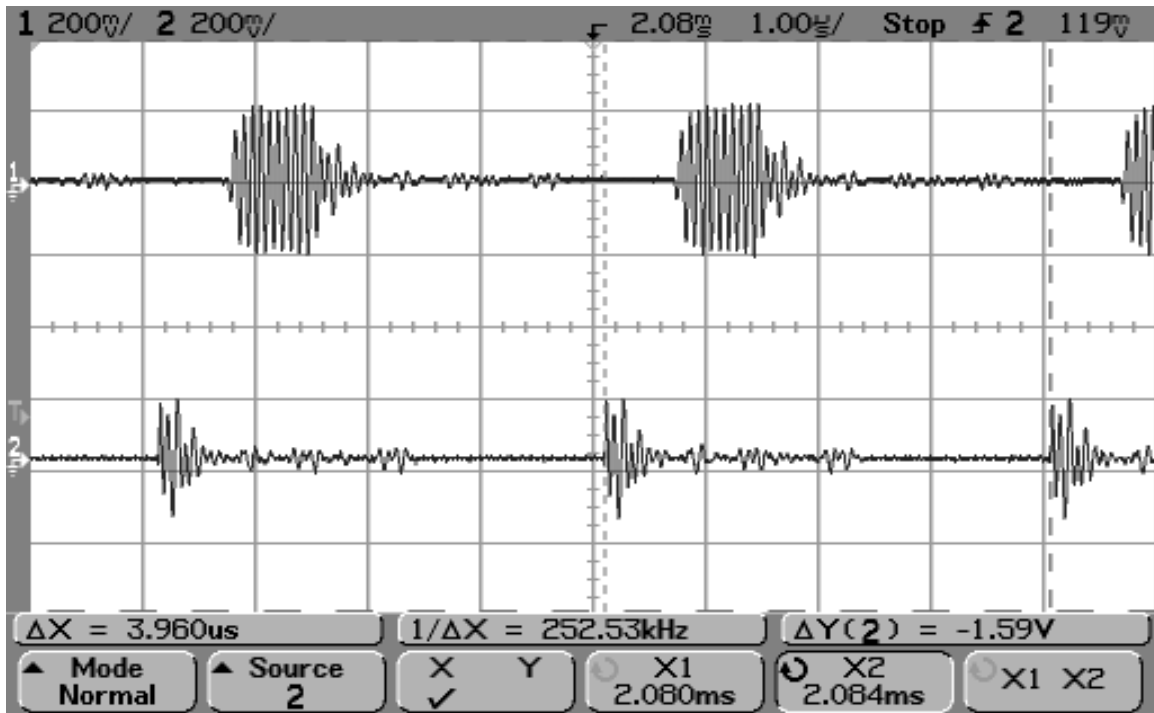
Σχήμα 8.3.36. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 500µs.



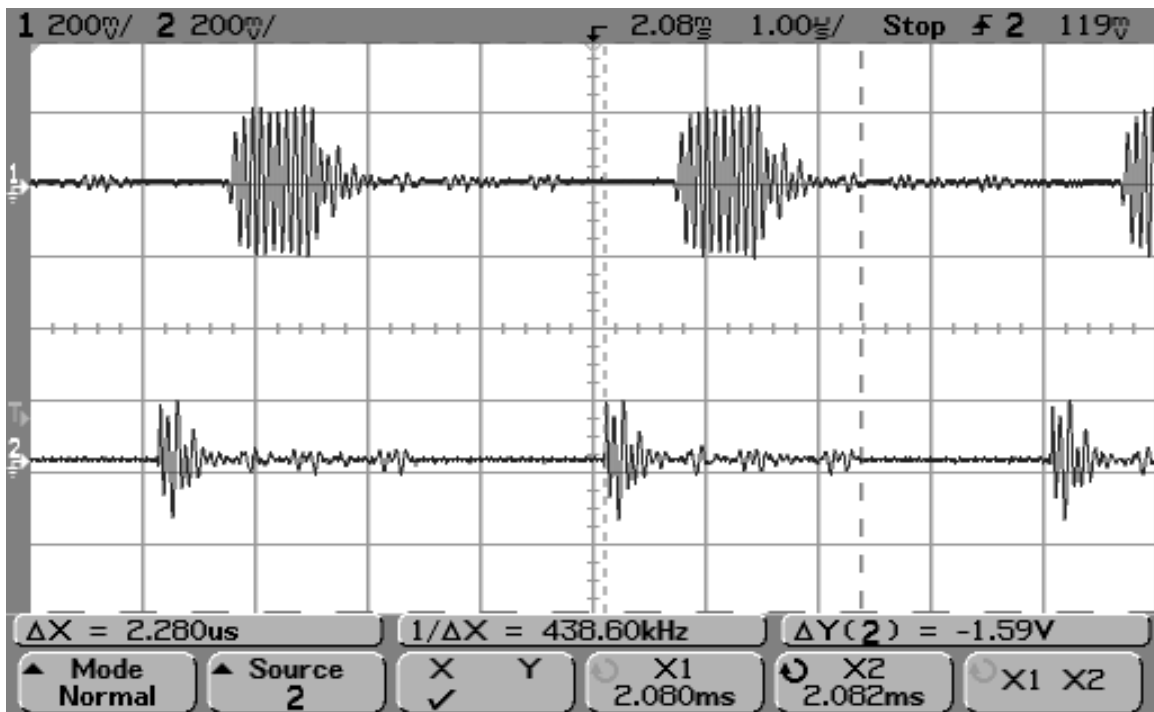
Σχήμα 8.3.37. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 50µs.



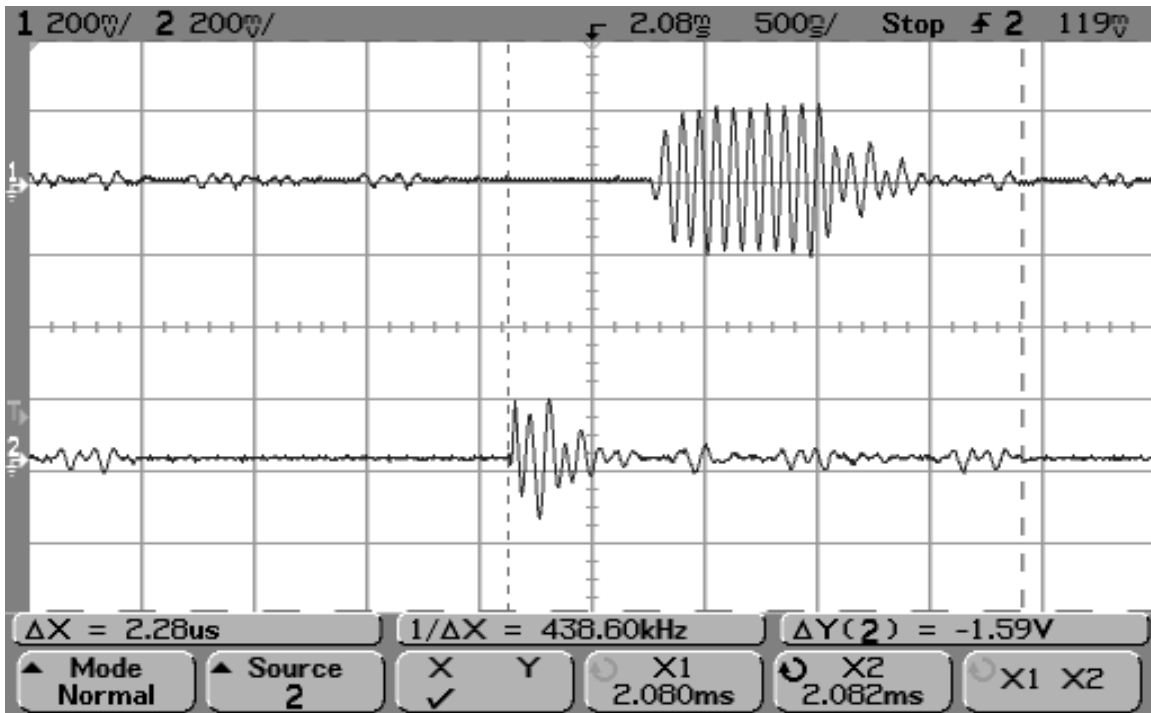
Σχήμα 8.3.38. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 20µs.



Σχήμα 8.3.39. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs. Έμφαση στην απόσταση μεταξύ διαδοχικών συγχρονισμένων πλαισίων.



Σχήμα 8.3.40. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 10μs. Έμφαση στο μήκος του συγχρονισμένου πλαισίου.



Σχήμα 8.3.41. Επίδοση αλγορίθμου SCHMPR σε PLC κανάλι σε χρονικό παράθυρο 5μs.

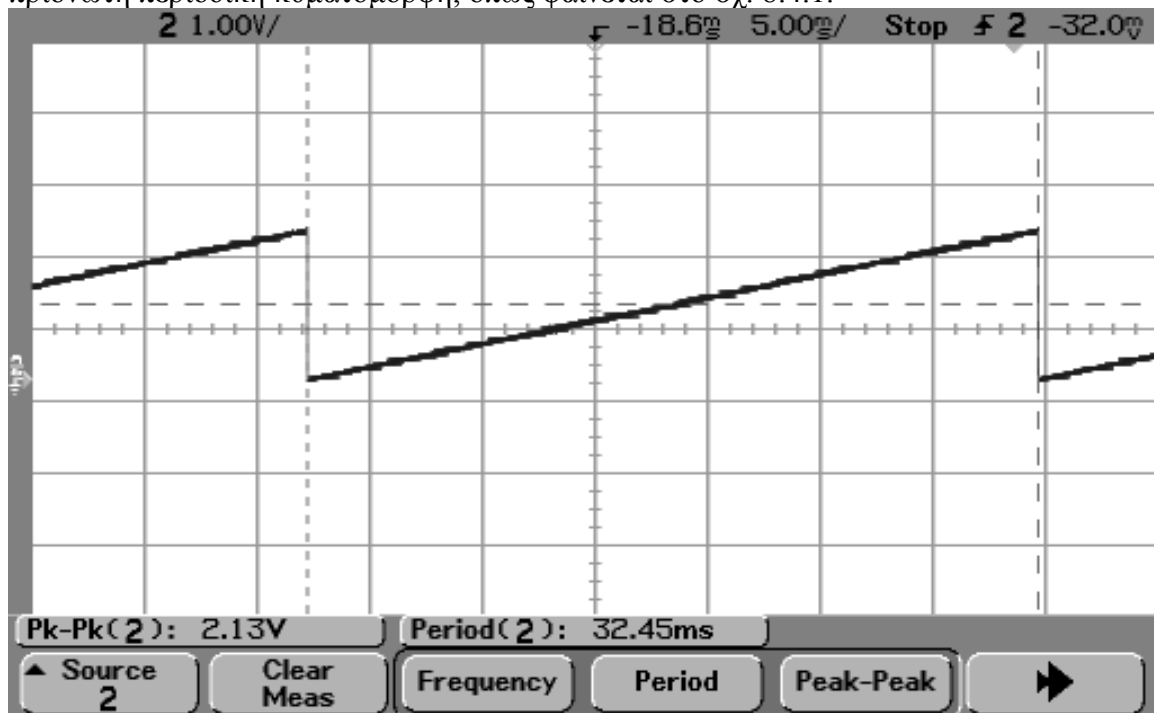
8.4 Συμπεράσματα

Από την παρατήρηση της συμπεριφοράς των αλγορίθμων συγχρονισμού τόσο σε ομοαξονικό όσο και σε PLC κανάλι, προκύπτει μια γενική ομοιότητα στη συμπεριφορά των αλγορίθμων. Αν θέλουμε να πετύχουμε ακρίβεια στο σημείο συγχρονισμού, τότε χάνουμε στον αριθμό πλαισίων που ανιχνεύει ο κάθε αλγόριθμος. Αν περιορίσουμε τις απώλειες πλαισίων, τότε χάνουμε στην ακρίβεια του συγχρονισμού. Όπως προέκυψε, οι αλγόριθμοι CPCPR και SCHMPR πλησιάζουν στην ιδανική συμπεριφορά. Επειδή ο SCHMPR χρησιμοποιεί περισσότερα δείγματα, που οδηγούν σε υψηλότερες τιμές της συνάρτησης συσχέτισης στα σημεία μεγιστοποίησής της, ο SCHMPR προκρίνεται έναντι του CPCPR για χρήση στο πλήρες τηλεπικοινωνιακό σύστημα εκπομπής – λήψης δεδομένων μέσω των γραμμών τάσης.

Η καλή συμπεριφορά του αλγορίθμου SCHMPR αναγνωρίστηκε μέσα από ποιοτική σύγκριση με τους υπόλοιπους αλγορίθμους. Στη συνέχεια θα συνάγουμε και κάποια ποσοτικά στοιχεία για τη συμπεριφορά του SCHMPR που συνηγορούν υπέρ των ιδανικών επιδόσεών του. Το πρώτο στοιχείο είναι το ποσοστό απολεσθέντων πλαισίων, δηλαδή το ποσοστό των πλαισίων που εκπέμπει ο πομπός και δεν ανιχνεύονται από τον αλγόριθμο. Το δεύτερο στοιχείο είναι η ακρίβεια του συγχρονισμού, δηλαδή η ικανότητα του αλγορίθμου να προσδιορίζει την αρχή κάθε πλαισίου στο ορθό σημείο, χωρίς να χάνονται δείγματα από το πρώτο σύμβολο κάθε συγχρονισμένου πλαισίου (δηλαδή από

το δεύτερο σύμβολο κάθε εκπεμπόμενου πλαισίου) ή να περιλαμβάνονται δείγματα που ανήκουν στο σύμβολο συγχρονισμού.

Η μέτρηση του ποσοστού των απολεσθέντων πλαισίων πραγματοποιείται ψηφιακά από το κύκλωμα του δέκτη. Συγκεκριμένα, κάθε φορά που ανιχνεύεται ένα πλαίσιο, αυξάνεται κατά ένα ένας εσωτερικός μετρητής πλαισίων, η τιμή του οποίου κυμαίνεται από 0 ως 8190. Όταν η τιμή του μετρητή φτάσει το 8190, τότε ο μετρητής μηδενίζεται και συνεχίζει να αυξάνεται κατά ένα σε κάθε νέο πλαίσιο. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται αενάως. Η τιμή του μετρητή πλαισίων εξάγεται σε κάθε κύκλο ρολογιού στο δεύτερο κανάλι εξόδου του αναπτυξιακού του δέκτη. Προκύπτει μια πριονωτή περιοδική κυματομορφή, όπως φαίνεται στο σχ. 8.4.1.

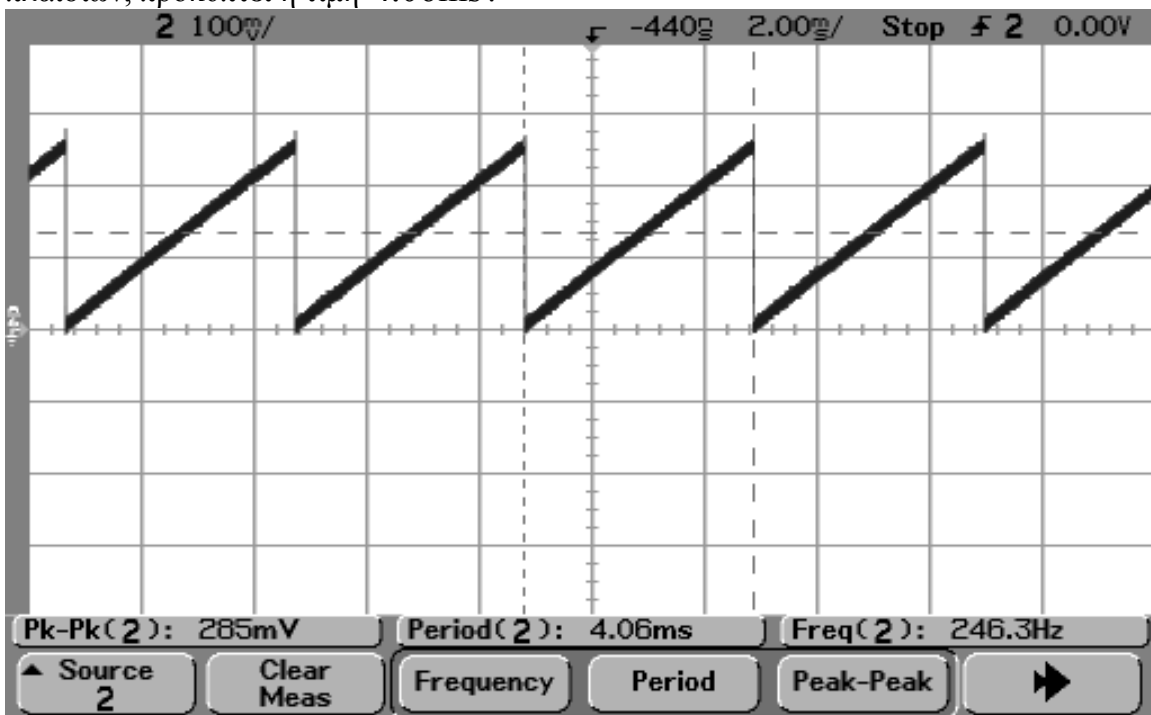


Σχήμα 8.4.1. Περιοδική μεταβολή της τιμής του μετρητή πλαισίων σε PLC κανάλι.

Μετρώντας την περίοδο της πριονωτής κυματομορφής μπορούμε να προσδιορίσουμε το ποσοστό των απολεσθέντων πλαισίων ως εξής: Η περίοδος της κυματομορφής είναι 32.45ms όπως φαίνεται στο σχ. 8.4.1. Αυτό σημαίνει ότι καταγράφηκαν 8190 πλαίσια σε διάστημα 32.45ms. Όπως γνωρίζουμε, ο πομπός εκπέμπει ένα νέο πλαίσιο κάθε 3.96μs, για την ακρίβεια κάθε 3.952μs. Άρα σε χρόνο 32.45ms ο πομπός έχει εκπέμπει $32.45\text{ms}/3.952\mu\text{s} = 8211$ πλαίσια. Άρα ο δέκτης αναγνώρισε 8190 πλαίσια σε σύνολο 8211 πλαισίων που εστάλησαν από τον πομπό. Σε ποσοστό επί τοις εκατό, ο δέκτης αναγνώρισε $8190/8211 = 99.7\%$ των πλαισίων. Άρα το ποσοστό των πλαισίων που δεν ανίχνευσε ο αλγόριθμος SCHMPR είναι μόλις 0.3% ή 3% [35].

Προκειμένου να συνάγουμε κάποιο ποσοτικό συμπέρασμα για την ακρίβεια συγχρονισμού, μετράμε τη χρονική διαφορά μεταξύ διαδοχικών ανιχνευθέντων πλαισίων. Αν υπάρχει απόλυτη ακρίβεια στο συγχρονισμό, τότε τα διαδοχικά πλαίσια θα πρέπει να

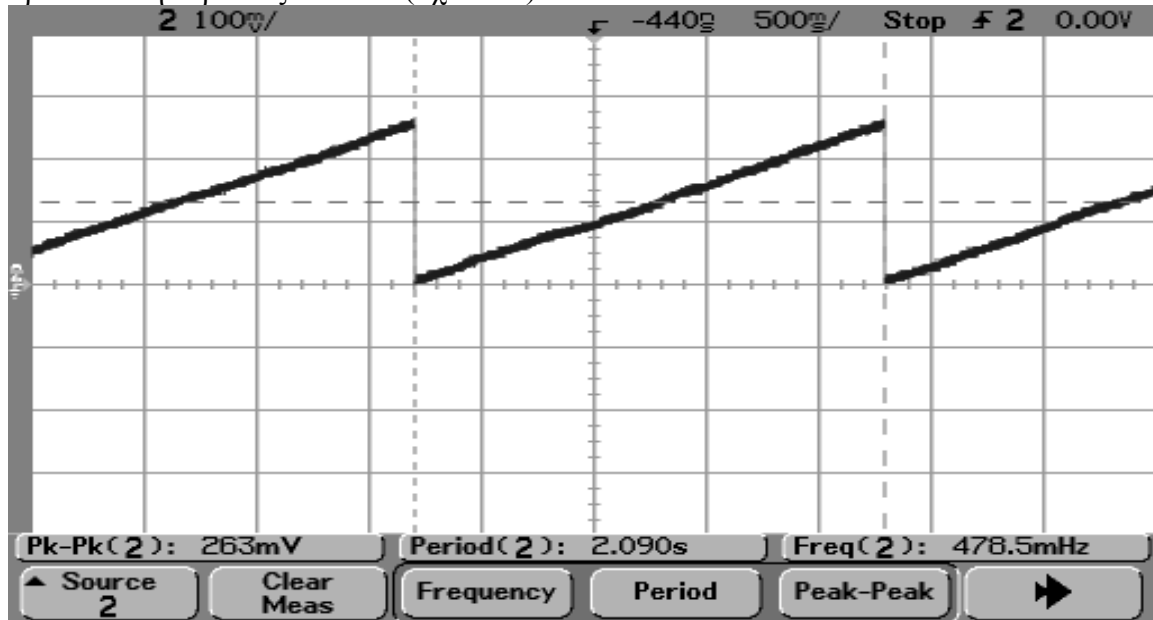
απέχουν 3.952μs ή 416 κύκλους ρολογιού, δηλαδή όσο και η απόσταση μεταξύ διαδοχικών πλαισίων που εκπέμπει ο πομπός. Αν υπάρχει κάποια απόκλιση στο συγχρονισμό, τότε κάποια πλαίσια θα απέχουν από τα διαδοχικά τους απόσταση μεγαλύτερη ή μικρότερη των 416 ωρολογιακών παλμών. Για τη μέτρηση της ακρίβειας συγχρονισμού προσδιορίζουμε το ποσοστό των διαδοχικών πλαισίων που απέχουν 416, ή περισσότερους, ή λιγότερους ωρολογιακούς κύκλους. Το ποσοστό των διαδοχικών πλαισίων που απέχουν συγκεκριμένο αριθμό ωρολογιακών κύκλων μετρείται ψηφιακά στον δέκτη με μεθοδολογία ανάλογη εκείνης για τη μέτρηση του ποσοστού των απολεσθέντων πλαισίων. Συγκεκριμένα, κάθε φορά που ανιχνεύεται ένα πλαίσιο στον δέκτη, εκκινεί ένας μετρητής που αυξάνει σε κάθε κτύπο ρολογιού. Αν κατά την ανίχνευση του επόμενου πλαισίου ο μετρητής αυτός των ωρολογιακών κύκλων έχει την τιμή 416, τότε αυξάνεται κατά ένα ένας μετρητής πλαισίων, ειδάλλως παραμένει αμετάβλητος. Σε κάθε ανίχνευση πλαισίου, ο μετρητής ωρολογιακών παλμών εκκινεί από το μηδέν. Ο μετρητής πλαισίων αυξάνει από την τιμή 0 ως τη μέγιστη τιμή 1000 και στη συνέχεια επανεκκινεί από το 0. Ο μετρητής πλαισίων εξάγεται στο δεύτερο (αναλογικό) κανάλι εξόδου και απεικονίζεται στον ψηφιακό παλμογράφο. Προκύπτει μια περιοδική πριονωτή κυματομορφή. Μετρώντας την περίοδο της κυματομορφής αυτής μπορούμε να προσδιορίσουμε το ποσοστό των πλαισίων που ανιχνεύονται με απόλυτη ακρίβεια. Για την περίπτωση απόστασης 416 κύκλων ρολογιού μεταξύ διαδοχικών πλαισίων, προκύπτει η τιμή 4.06ms.



Σχήμα 8.4.2. Περιοδική μεταβολή του μετρητή πλαισίων σε PLC κανάλι για απόλυτη ακρίβεια συγχρονισμού.

Αυτό σημαίνει ότι σε χρόνο 4.06ms προσδιορίστηκαν 1000 πλαίσια με απόλυτη ακρίβεια. Σε χρόνο 4.06ms ο πομπός έχει εκπέμψει $4.06\text{ms}/3.952\mu\text{s} = 1028$ πλαίσια. Άρα σε σύνολο 1028 πλαισίων ελήφθησαν 1000 με απόλυτη ακρίβεια, δηλαδή ποσοστό 97.2%. Το ποσοστό αυτό είναι αρκετά ικανοποιητικό. Επαναλαμβάνοντας την

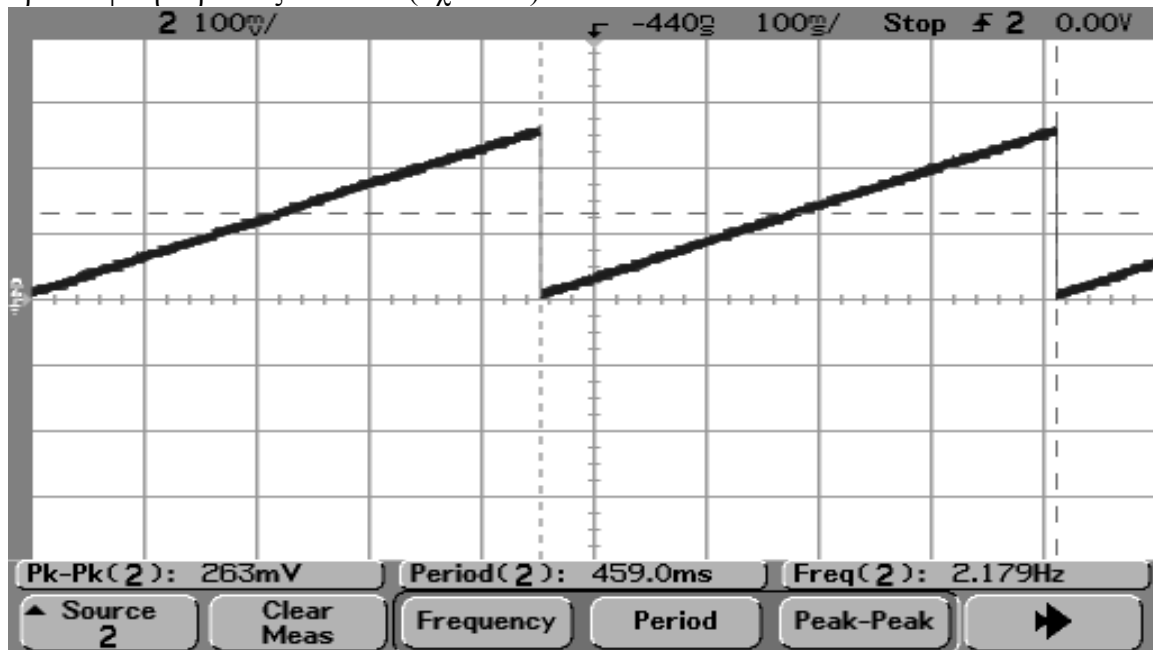
ίδια διαδικασία για απόσταση μεταξύ διαδοχικών πλαισίων 417 ωρολογιακών κύκλων, προκύπτει η περίοδος 2.090s (σχ. 8.4.3).



Σχήμα 8.4.3. Περιοδική μεταβολή του μετρητή πλαισίων σε PLC κανάλι για απόκλιση συγχρονισμού 1 δείγματος.

Άρα σε χρόνο 2.090s που αντιστοιχεί σε εκπομπή 528846 πλαισίων από τον πομπό, ελήφθησαν 1000 πλαίσια με διαδοχική απόσταση 417 κύκλων ρολογιού, δηλαδή ποσοστό 0.2%.

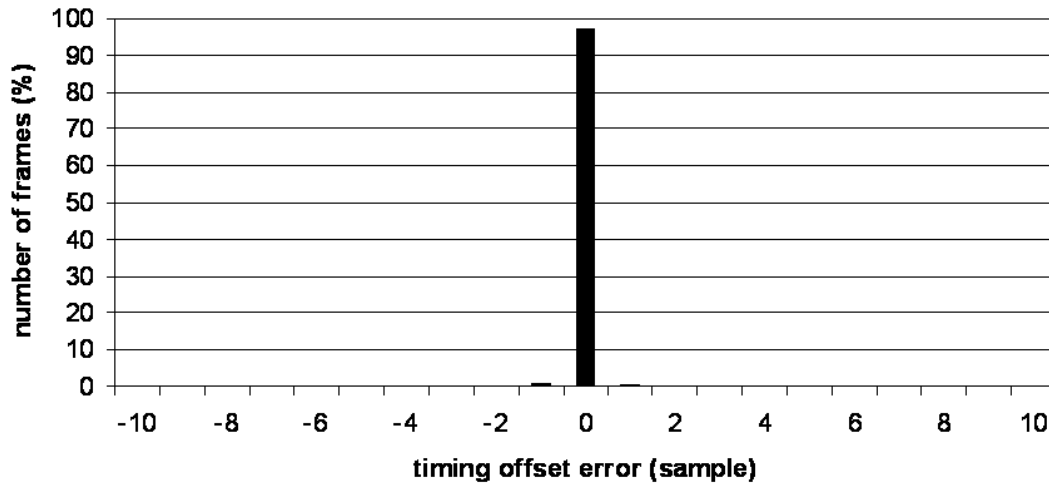
Αντίστοιχα για απόσταση 415 ωρολογιακών κύκλων μεταξύ διαδοχικών πλαισίων προέκυψε η περίοδος 459ms (σχ. 8.4.4).



Σχήμα 8.4.4. Περιοδική μεταβολή του μετρητή πλαισίων σε PLC κανάλι για απόκλιση συγχρονισμού 1 δείγματος.

Σε χρονικό διάστημα 459ms προσδιορίστηκαν 1000 πλαίσια με διαδοχική απόσταση 415 κύκλων ρολογιού, ενώ στο χρόνο αυτό εκπέμφθηκαν 116143 πλαίσια από τον πομπό, δηλαδή ποσοστό 0.8%.

Το σχ. 8.4.5 ανακεφαλαιώνει την επίδοση του αλγορίθμου ως προς την απόκλιση στον εντοπισμό του ορθού σημείου συγχρονισμού.



Σχήμα 8.4.5. Σύνοψη ακρίβειας συγχρονισμού αλγορίθμου SCHMPR σε PLC κανάλι.

Άρα ο αλγόριθμος SCHMPR που προκρίθηκε παρουσιάζει απόλυτη ακρίβεια στο σημείο συγχρονισμού σε ποσοστό 97.2% των πλαισίων, ενώ παρουσιάζει απόκλιση μόλις 1 δείγματος σε ποσοστό 1% των πλαισίων. Το υπόλοιπο 1.8% των πλαισίων αντιστοιχεί σε πλαίσια που προσδιορίζονται με μεγαλύτερη απόκλιση ως προς την ακρίβεια συγχρονισμού, ή αντιστοιχεί σε πλαίσια που δεν ανιχνεύονται καθόλου από τον αλγόριθμο (ποσοστό 0.3%).

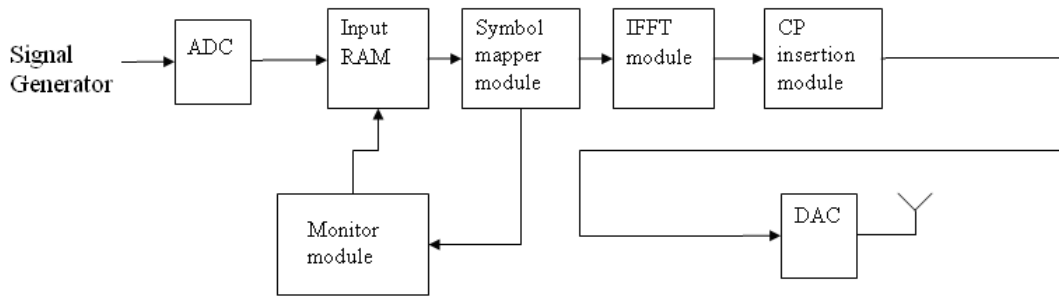
9ο Κεφάλαιο: Υλοποίηση τηλεπικοινωνιακού συστήματος σε PLC δίαυλο

9.1 Υλοποίηση 16_BPSK OFDM συστήματος

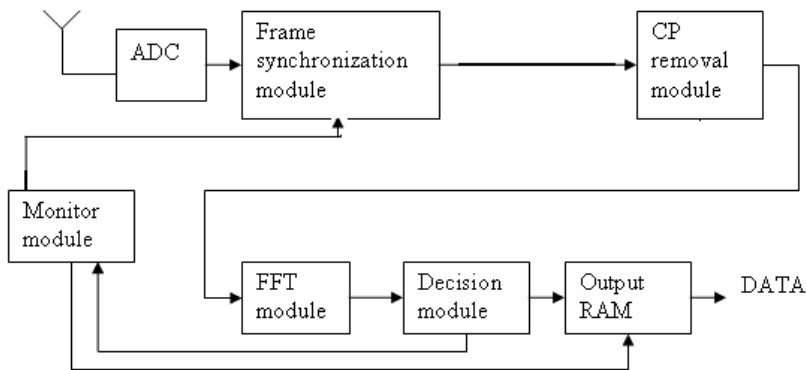
Στο 6^ο κεφάλαιο παρουσιάσαμε την υλοποίηση ενός απλοποιημένου OFDM συστήματος με 16 φέροντα όπου κάθε φέρον διαμορφώνεται ακολουθώντας BPSK διαμόρφωση. Το σύστημα αυτό δοκιμάστηκε με σχετική επιτυχία σε ένα εξιδανικευμένο τηλεπικοινωνιακό μέσο, όπως είναι το ομοαξονικό καλώδιο. Ως βασική αδυναμία της υλοποίησης αναδείχτηκε το θέμα του συγχρονισμού πλαισίων, η ικανότητα δηλαδή του δέκτη να εντοπίζει με ακρίβεια την αρχή κάθε ενός OFDM πλαισίου που μεταδίδεται στο δίαυλο.

Προκειμένου να χρησιμοποιηθεί το υλοποιηθέν σύστημα πομπού – δέκτη πάνω από το ηλεκτρικό δίκτυο, θα πρέπει επιπλέον να βρεθεί τρόπος ώστε το τηλεπικοινωνιακό σήμα να μεταβιβάζεται από την έξοδο του πομπού στις γραμμές τάσης, καθώς και από τις γραμμές τάσης στην είσοδο του δέκτη. Η λύση σε αυτό το ζήτημα δόθηκε στο 7^ο κεφάλαιο με την ανάπτυξη της προσαρμοστικής διάταξης. Επίσης, για την επιτυχημένη λειτουργία του συστήματος θα πρέπει να αντιμετωπιστεί το θέμα του συγχρονισμού πλαισίων ώστε να μειωθούν τα σφάλματα στο δέκτη λόγω απωλειών πλαισίων. Η λύση σε αυτό το ζήτημα δόθηκε στο 8^ο κεφάλαιο με την ανάπτυξη του βέλτιστου αλγορίθμου συγχρονισμού πλαισίων.

Μετά από όλα αυτά, είμαστε έτοιμοι να δοκιμάσουμε το υλοποιηθέν OFDM σύστημα πάνω στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Το τελικό OFDM σύστημα στις γραμμές τάσης διαφέρει ως προς το σύστημα του 6^{ου} κεφαλαίου σε ορισμένα σημεία. Πρώτον, ο πομπός εκπέμπει το ημιτονοειδές σήμα συγχρονισμού που περιγράφηκε στο 8^ο κεφάλαιο και υφίσταται την ελάχιστη παραμόρφωση κατά τη διέλευσή του μέσα από τις γραμμές ισχύος. Επίσης ο πομπός δεν χρησιμοποιεί το τμήμα BPF και η ανάγνωση και εγγραφή των παραγόμενων δειγμάτων στη RAM εξόδου ελέγχεται από το τμήμα κυκλικού προθέματος. Όσον αφορά το δέκτη, εκείνος διαφοροποιείται ως προς το τμήμα συγχρονισμού, όπου και υλοποιείται ο βέλτιστος αλγόριθμος του 8^{ου} κεφαλαίου. Το δομικό διάγραμμα πομπού και δέκτη του υλοποιηθέντος συστήματος στο PLC κανάλι εικονίζεται στα σχ. 9.1.1 και 9.1.2 αντίστοιχα.



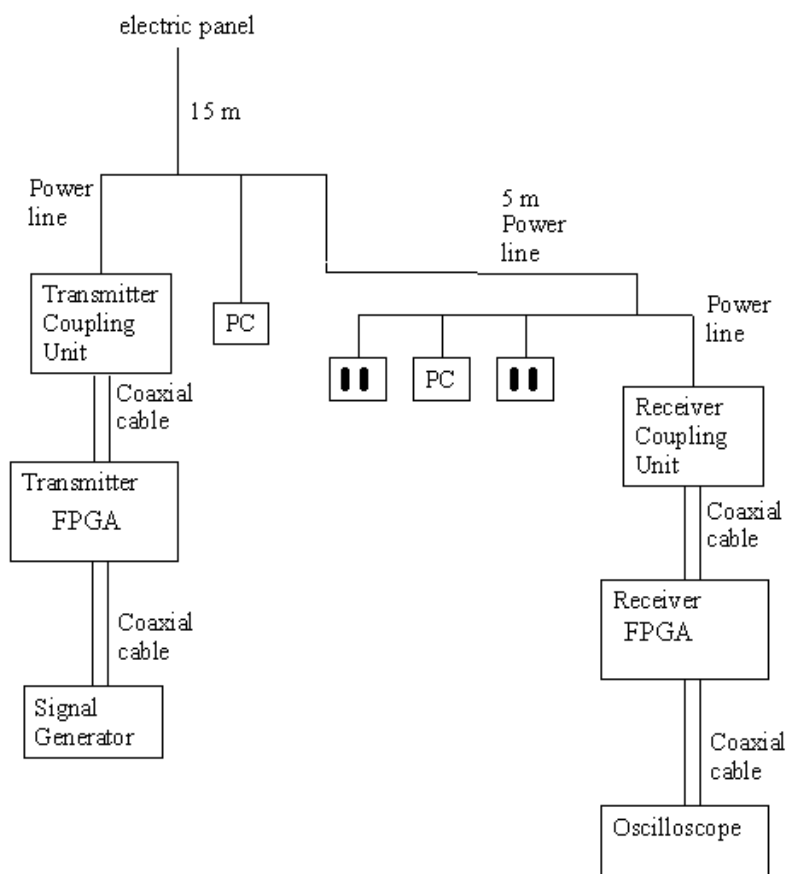
Σχήμα 9.1.1. Δομικό διάγραμμα πομπού.



Σχήμα 9.1.2. Δομικό διάγραμμα δέκτη.

Συνοψίζοντας τα χαρακτηριστικά του OFDM συστήματος, το διαθέσιμο εύρος ζώνης μοιράζεται σε 16 φέροντα. Το OFDM σήμα καταλαμβάνει την περιοχή 4 – 22MHz. Τα φέροντα διαμορφώνονται σύμφωνα με την BPSK διαμόρφωση. Κάθε δείγμα διαρκεί 38ns. Ένα διάστημα φρουρός 4 δειγμάτων (152ns) υιοθετείται για την αντιμετώπιση του φαινομένου της πολύοδης διάδοσης. Κάθε πλαίσιο περιλαμβάνει 4 OFDM σύμβολα των 4 δειγμάτων, εκ των οποίων τα δύο πρώτα είναι πιλοτικά και τα άλλα δύο φέρουν φορτίο δεδομένων πληροφορίας. Το σήμα συγχρονισμού είναι ένα ημίτονο συχνότητας 13.16MHz. Η διάρκεια κάθε πλαισίου είναι 3040ns και ο χρόνος μεταξύ διαδοχικών αφίξεων πλαισίων 3952ns. Ο ωφέλιμος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων (data rate) του συστήματος είναι περίπου 3Mbps.

Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για τη δοκιμή της λειτουργίας του PLC συστήματος εικονίζεται στο σχ. 9.1.3.



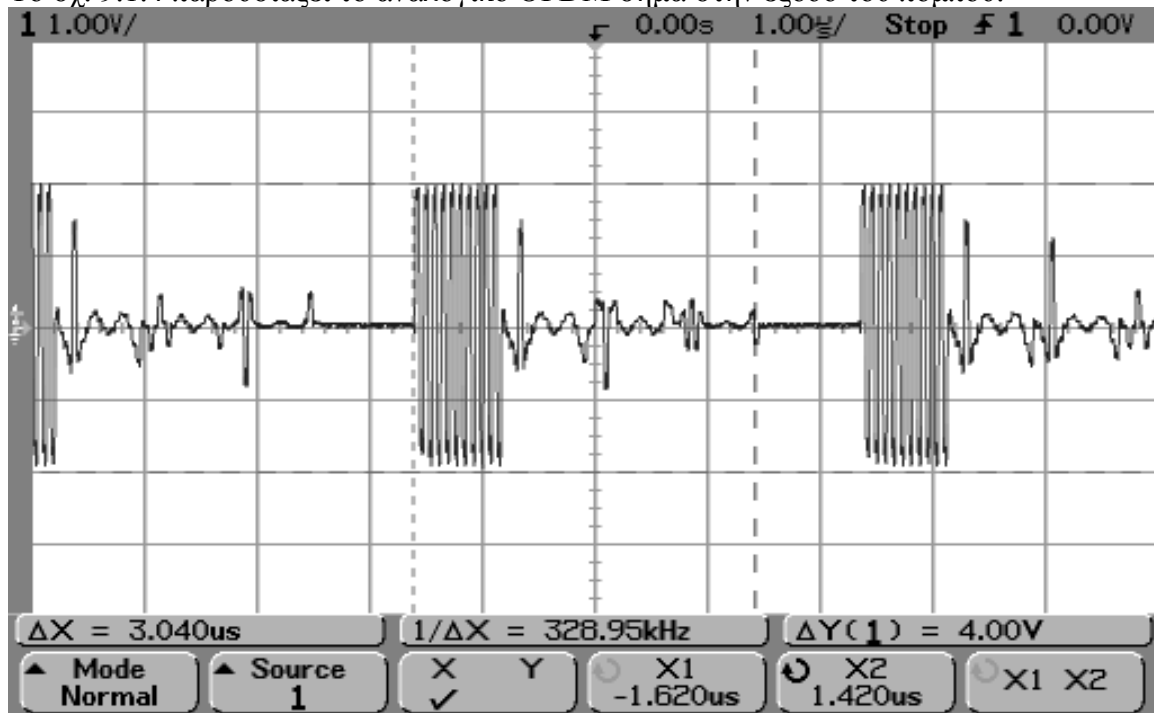
Σχήμα 9.1.3. Πειραματική διάταξη λειτουργίας τηλεπικοινωνιακού συστήματος σε PLC κανάλι.

Το ένα XtremeDSP αναπτυξιακό υλοποιεί το κύκλωμα του πομπού, ενώ το άλλο XtremeDSP αναπτυξιακό υλοποιεί το κύκλωμα του δέκτη. Κάθε αναπτυξιακό φέρει 2 κανάλια εισόδου και 2 κανάλια εξόδου, όλα τερματισμένα στα 50Ω με κονέκτορες τύπου MCX. Μια γεννήτρια αναλογικών σημάτων συνδέεται στο πρώτο κανάλι εισόδου του αναπτυξιακού. Το πρώτο κανάλι εξόδου του πομπού συνδέεται στο BNC βύσμα (δευτερεύον τύλιγμα) της προσαρμοστικής διάταξης. Στο C14 βύσμα της προσαρμοστικής διάταξης (πρωτεύον τύλιγμα) συνδέεται κατάλληλο καλώδιο τροφοδοσίας που καταλήγει σε ρευματοδότη τύπου F του ηλεκτρικού δικτύου. Στην πλευρά του δέκτη, το C14 βύσμα της αντίστοιχης διάταξης προσαρμογής συνδέεται με καλώδιο τροφοδοσίας σε ρευματοδότη του οικιακού δικτύου. Το BNC βύσμα της διάταξης προσαρμογής του δέκτη συνδέεται με ομοαξονικό καλώδιο στο πρώτο κανάλι εισόδου του αναπτυξιακού του δέκτη. Το πρώτο κανάλι εξόδου του αναπτυξιακού του δέκτη συνδέεται με ομοαξονικό καλώδιο στον ψηφιακό παλμογράφο. Η δομή του οικιακού ηλεκτρικού δικτύου που παρεμβάλλεται μεταξύ πομπού και δέκτη φαίνεται στο σχ. 9.1.3. Πομπός και δέκτης απέχουν περίπου 5m σε μια τοπολογία δικτύου όπου μπορούν να συνδεθούν διάφορες ηλεκτρικές συσκευές.

Η γεννήτρια παράγει μια τετραγωνική κυματομορφή μεταβλητής συχνότητας. Το αναλογικό αυτό σήμα δειγματοληπτείται στον ADC του πρώτου καναλιού του

αναπτυξιακού του πομπού και τα προκύπτοντα δείγματα αποτελούν το συρμό ψηφίων πληροφορίας. Θετικό δείγμα αντιστοιχεί σε ψηφίο 1 (bit 1) και αρνητικό σε ψηφίο 0 (bit 0). Το Virtex IV FPGA του πομπού παράγει ψηφιακά το μεταδιδόμενο OFDM σήμα, το οποίο και μετατρέπεται σε αναλογικό σήμα στην έξοδο του DAC του πρώτου καναλιού του πομπού. Το αναλογικό σήμα, μέσω του ομοαξονικού καλωδίου, της προσαρμοστικής διάταξης και του καλωδίου τροφοδοσίας κατά σειρά, μεταβιβάζεται στο ηλεκτρικό δίκτυο, όπου και διαδίδεται. Φθάνοντας στο δέκτη, το αναλογικό OFDM σήμα αποσπάται από τις γραμμές τάσης και, ακολουθώντας την πορεία καλώδιο τροφοδοσίας – διάταξη προσαρμογής – ομοαξονικό καλώδιο, μεταβιβάζεται στην είσοδο του πρώτου καναλιού του αναπτυξιακού του δέκτη. Στο αναπτυξιακό του δέκτη το αναλογικό OFDM σήμα ψηφιοποιείται και αποδιαμορφώνεται. Στην έξοδο του πρώτου καναλιού του δέκτη οδηγείται ο ανακτημένος συρμός των ψηφίων πληροφορίας που εξέπεμψε ο πομπός. Τα ψηφία πληροφορίας μετατρέπονται από τον DAC του πρώτου καναλιού εξόδου του αναπτυξιακού σε αναλογικό σήμα, το οποίο και απεικονίζεται στον παλμογράφο. Η θετική τάση σημαίνει ότι ελήφθη bit 1 και η αρνητική bit 0. Επομένως η λειτουργία του συστήματος θα κριθεί επιτυχημένη όταν το αναλογικό σήμα τετραγωνικής μορφής που εκπέμπει η γεννήτρια ανακτάται στην έξοδο του δέκτη και απεικονίζεται στον παλμογράφο.

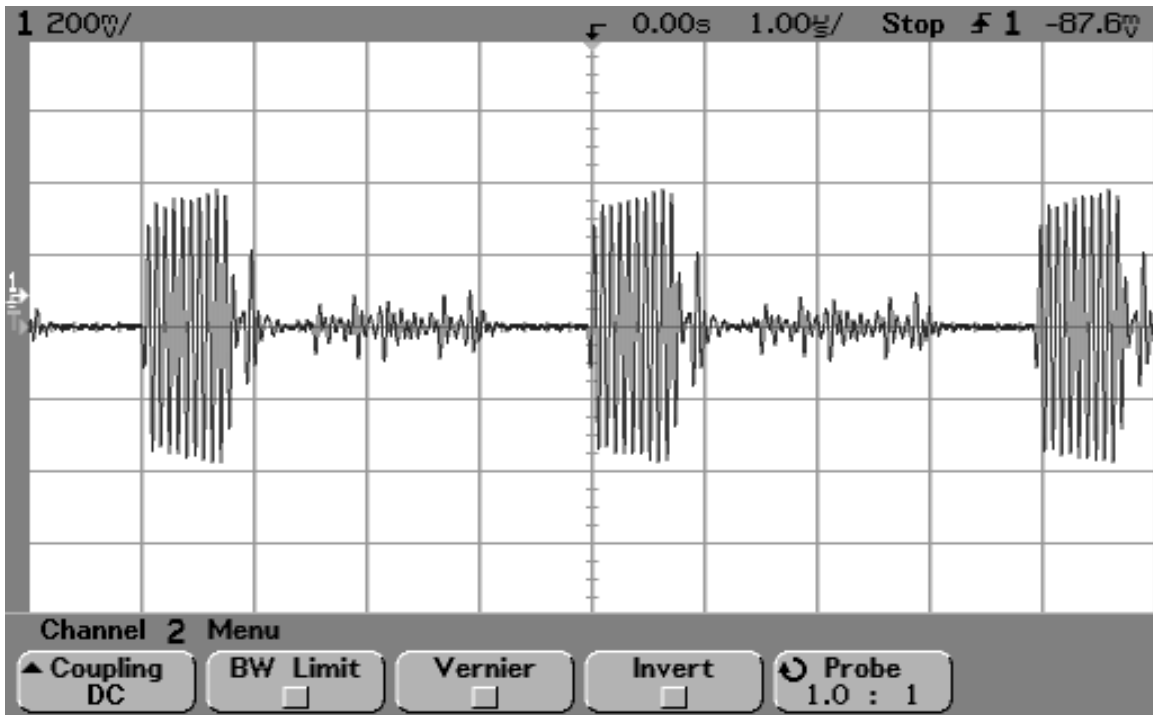
Το σχ. 9.1.4 παρουσιάζει το αναλογικό OFDM σήμα στην έξοδο του πομπού.



Σχήμα 9.1.4. Αναλογικό OFDM σήμα στην έξοδο του πομπού.

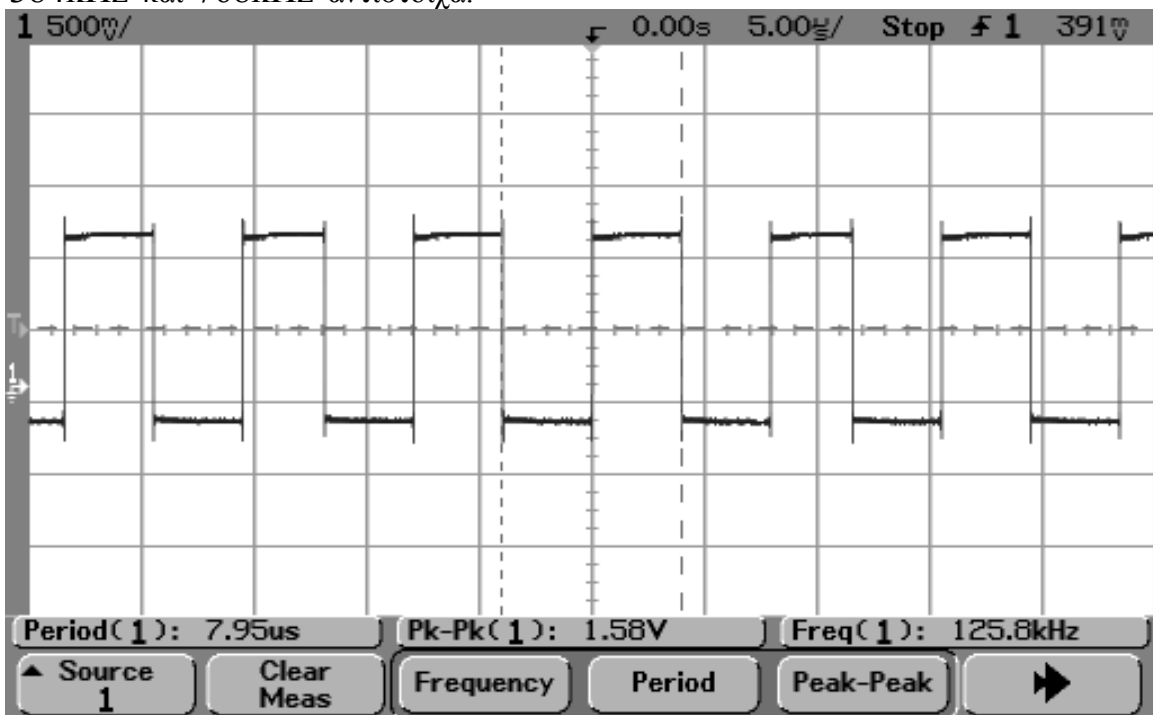
Το μέγιστο πλάτος του εκπεμπόμενου OFDM σήματος είναι 2V.

Το σχ. 9.1.5 παρουσιάζει το αναλογικό OFDM σήμα όπως φτάνει παραμορφωμένο στην είσοδο του δέκτη μετά τη διέλευσή του από το ηλεκτρικό δίκτυο του σχ. 9.1.3.

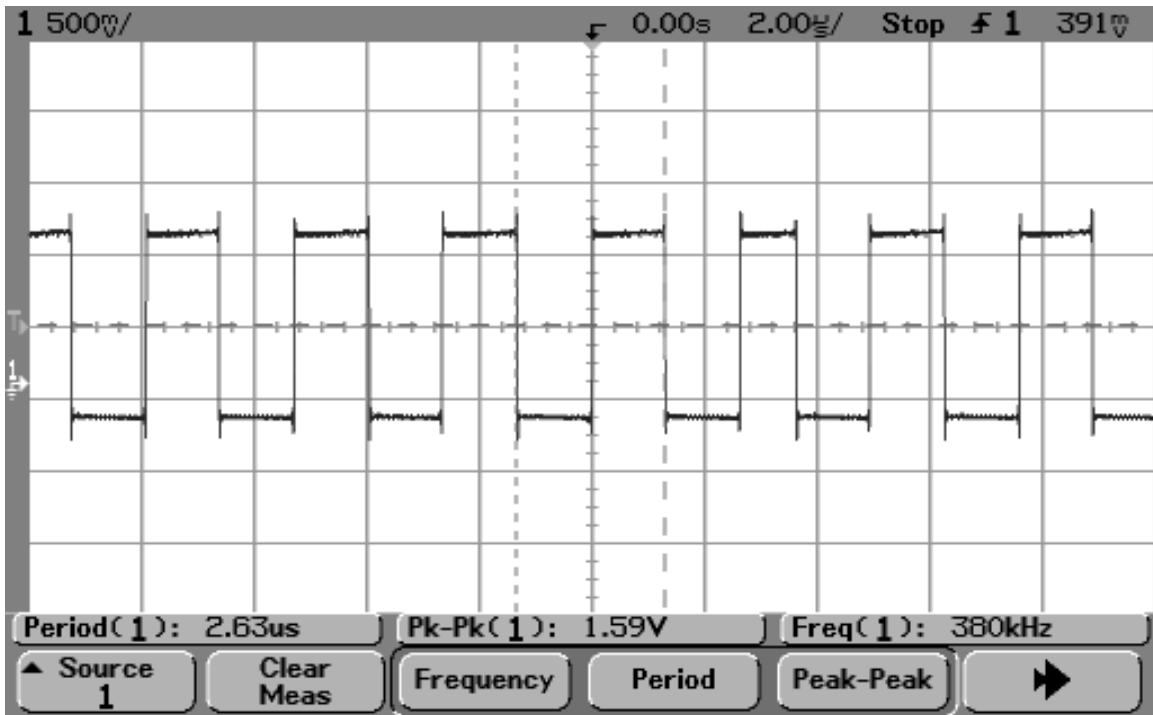


Σχήμα 9.1.5. Αναλογικό OFDM σήμα στην είσοδο του δέκτη.

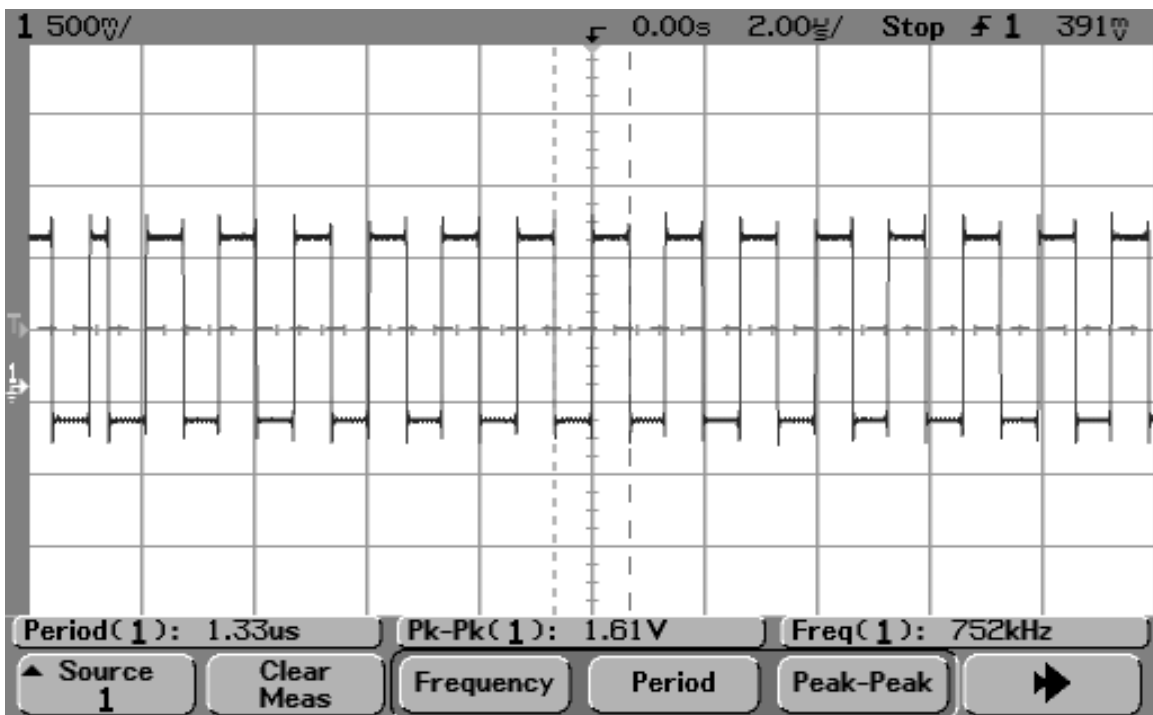
Τα σχ. 9.1.6 – 9.1.8 σκιαγραφούν την απόκριση του δέκτη με σήμα γεννήτριας 128kHz, 384kHz και 768kHz αντίστοιχα.



Σχήμα 9.1.6. Έξοδος πομπού για σήμα γεννήτριας 128kHz.



Σχήμα 9.1.7. Έξοδος πομπού για σήμα γεννήτριας 384kHz.



Σχήμα 9.1.8. Έξοδος πομπού για σήμα γεννήτριας 768kHz.

Παρατηρούμε ότι το αναλογικό σήμα της γεννήτρια ανακατασκευάζεται στον δέκτη με αρκετά μεγάλη επιτυχία. Η μετρούμενη συχνότητα του ανακτηθέντος σήματος είναι 125.8kHz έναντι 128kHz που παράγει η γεννήτρια. Αντίστοιχα, όταν η γεννήτρια

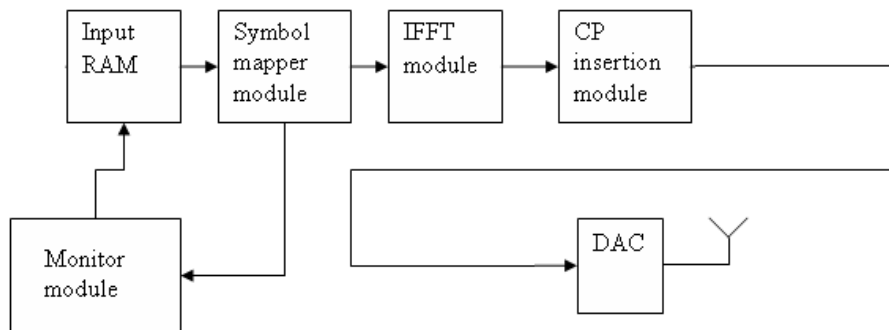
έχει εκπέμψει σήμα συχνότητας 384kHz, στον δέκτη ανακτάται σήμα 380kHz, ενώ για σήμα γεννήτριας 768kHz, ο δέκτης προσδιορίζει σήμα συχνότητας 752kHz.

9.2 Μέτρηση Ρυθμού Λαθών (BER)

Προκειμένου να αξιολογήσουμε το πόσο επιτυχημένη είναι η λειτουργία του PLC συστήματος, θα πρέπει να αναφερθούμε σε κάποια ποσοτικά μεγέθη που περιγράφουν την επίδοση του συστήματος με αντικειμενικό τρόπο. Ένα τέτοιο μέγεθος είναι ο ρυθμός λαθών (bit error rate – BER) που περιγράφει το ποσοστό των ψηφίων (bits) που ανακτώνται εσφαλμένα στον δέκτη έναντι του συνολικού αριθμού των ψηφίων (bits) που ανακτώνται από τον δέκτη. Ένα άλλο αντικειμενικό μέγεθος των επιδόσεων του συστήματος αποτελεί ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων (data rate), δηλαδή η ταχύτητα με την οποία το τηλεπικοινωνιακό σύστημα μεταδίδει τα ψηφία πληροφορίας, και η οποία μετράται σε ψηφία ανά δευτερόλεπτο (bits/s).

Για να μετρήσουμε το ρυθμό λαθών (BER) του συστήματος, ακολουθούμε την εξής βασική μεθοδολογία. Ο πομπός εκπέμπει πλαίσια τα οποία παράγει χρησιμοποιώντας μια προκαθορισμένη αλληλουχία ψηφίων πληροφορίας. Ο δέκτης γνωρίζει εκ των προτέρων την αλληλουχία που χρησιμοποιεί ο πομπός και συγκρίνει την αλληλουχία δεδομένων που ανακτά με την προκαθορισμένη αλληλουχία, εντοπίζοντας έτσι τα ψηφία που ελήφθησαν εσφαλμένα.

Η μέτρηση του ρυθμού λαθών πραγματοποιείται ψηφιακά από το κύκλωμα του δέκτη στο αντίστοιχο Virtex IV FPGA. Τα κυκλώματα του πομπού και δέκτη στα αντίστοιχα αναπτυξιακά τροποποιούνται κατάλληλα έτσι ώστε να είναι εφικτή η μέτρηση του BER. Συγκεκριμένα, ο πομπός πλέον δεν λαμβάνει δεδομένα από τον ADC του πρώτου καναλιού εισόδου, αλλά αντίθετα αντλεί τα δεδομένα από τη μνήμη RAM εισόδου (σχ. 9.2.1) όπου βρίσκεται αποθηκευμένη η προκαθορισμένη αλληλουχία δεδομένων.

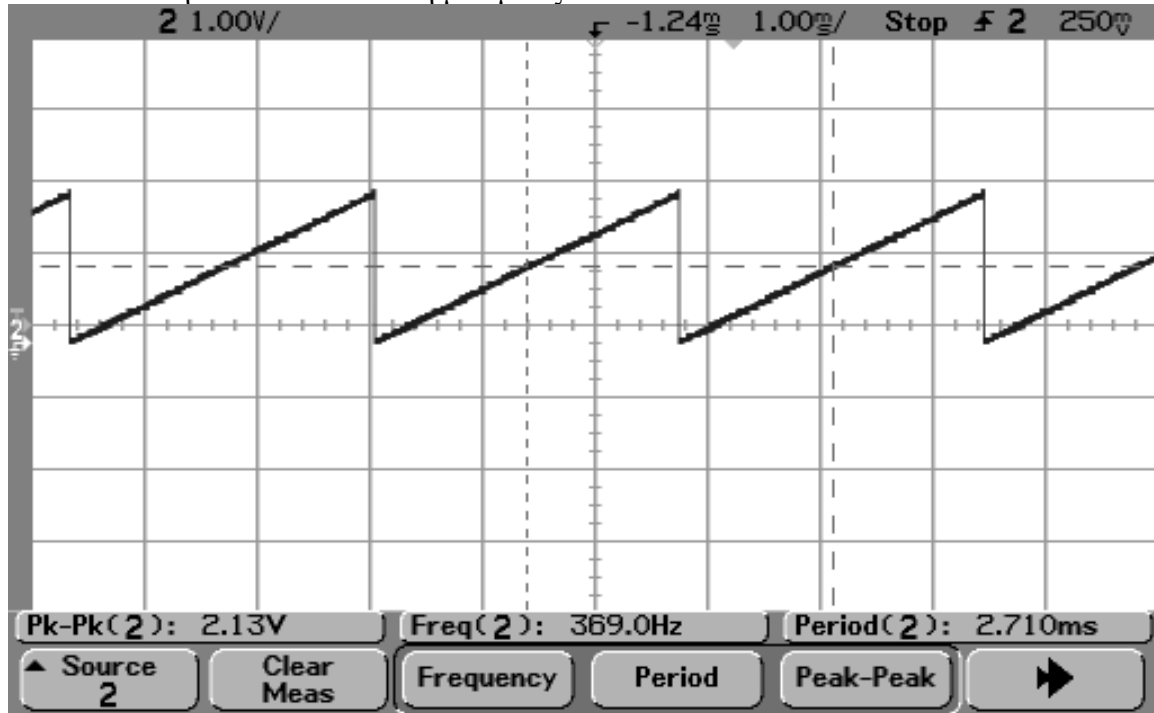


Σχήμα 9.2.1. Δομικό διάγραμμα του πομπού του συστήματος με δυνατότητα μέτρησης BER.

Ο δέκτης συγκρίνει κάθε ανακτηθέν ψηφίο με την προκαθορισμένη αλληλουχία. Σε περίπτωση που υπάρχει ταύτιση, ένας εσωτερικός μετρητής αυξάνει κατά 1, διαφορετικά

η τιμή του μετρητή παραμένει σταθερή. Η τιμή του μετρητή κυμαίνεται από 0 ως 8190 και όταν φθάσει στη μέγιστη τιμή, ο μετρητής επανεκκινεί από το 0. Σε κάθε ωρολογιακό κύκλο, η τιμή του μετρητή οδηγείται στον DAC του δευτέρου καναλιού εξόδου του δέκτη και απεικονίζεται ως αναλογικό σήμα στον παλμογράφο. Η προκύπτουσα κυματομορφή θα είναι ένα περιοδικό σήμα πριονωτής μορφής. Μετρώντας την περίοδο της πριονωτής κυματομορφής στον παλμογράφο μπορούμε να προσδιορίσουμε το ρυθμό λαθών (BER).

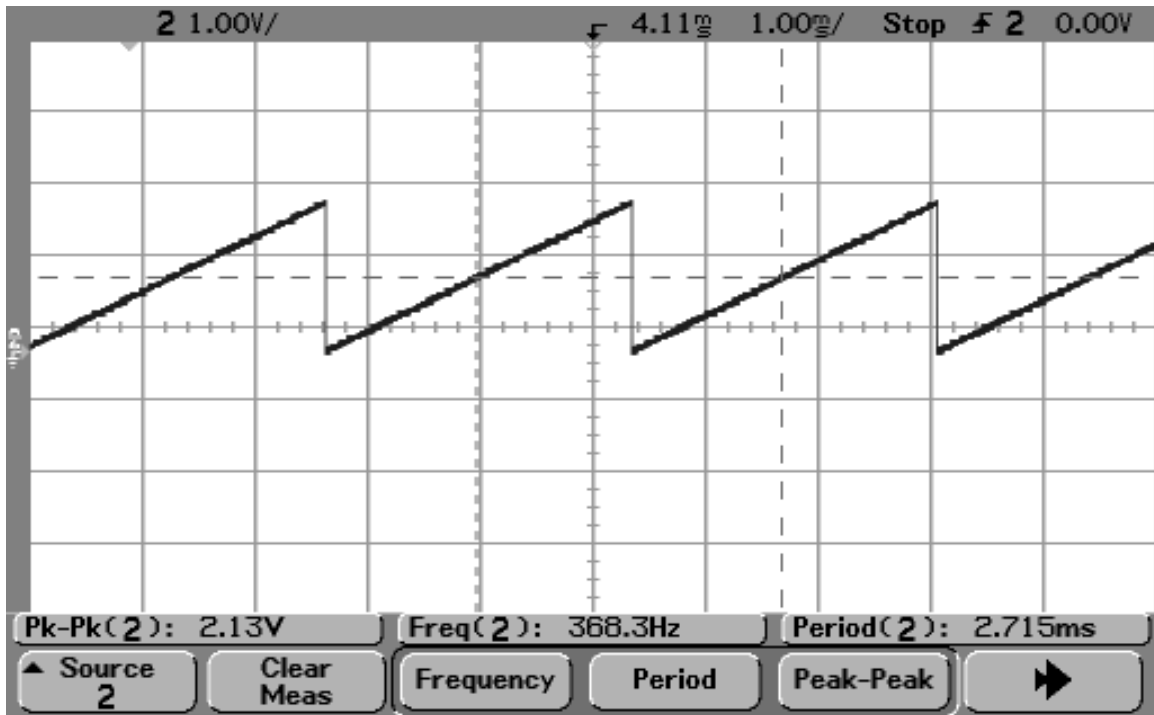
Το σχ. 9.2.2 παρουσιάζει την επίδοση του PLC συστήματος όταν η έξοδος του πομπού συνδέεται στην είσοδο του δέκτη με ομοαξονικό καλώδιο.



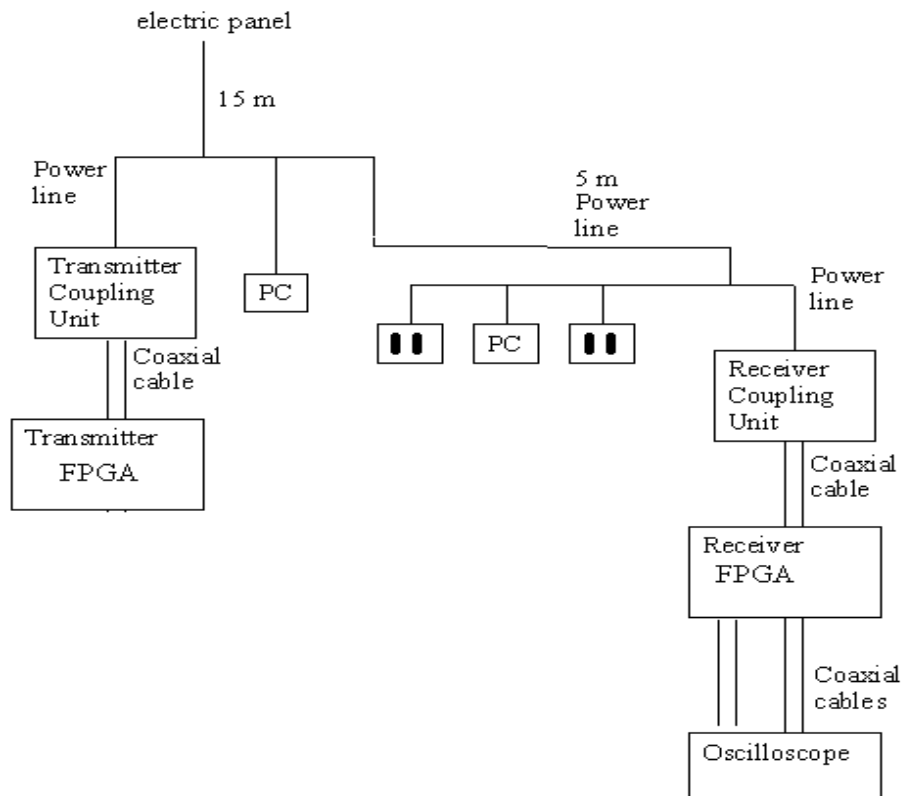
Σχήμα 9.2.2. Μετρήτης BER σε ομοαξονικό κανάλι.

Η περίοδος της κυματομορφής είναι 2.710ms. Στο χρόνο αυτό ο πομπός έχει εκπέμψει 684 πλαίσια εφόσον κάθε πλαίσιο εκπέμπεται ανά 3.96μs. Σε κάθε πλαίσιο αποστέλλονται 12 ψηφία πληροφορίας άρα συνολικά στάλθηκαν 8208 ψηφία. Σε σύνολο λοιπόν 8208 ψηφίων, ο δέκτης καταμέτρησε 8190 σωστά ανακτηθέντα ψηφία, δηλαδή ποσοστό 99.8%. Άρα τα λανθασμένα ψηφία ανέρχονται σε μόλις 0.2% (BER). Η τιμή αυτή είναι λογική αν συνυπολογίσουμε τα πλαίσια που χάνονται από τον αλγόριθμο συγχρονισμού καθώς και τα όποια πειραματικά σφάλματα (ακρίβεια παλμογράφου, κλπ.).

Το σχ. 9.2.3 παρουσιάζει την επίδοση του PLC συστήματος όταν είναι συνδεδεμένο στο ηλεκτρικό δίκτυο και ο πομπός απέχει από το δέκτη απόσταση 5m σύμφωνα με την τοπολογία του σχ. 9.2.4.



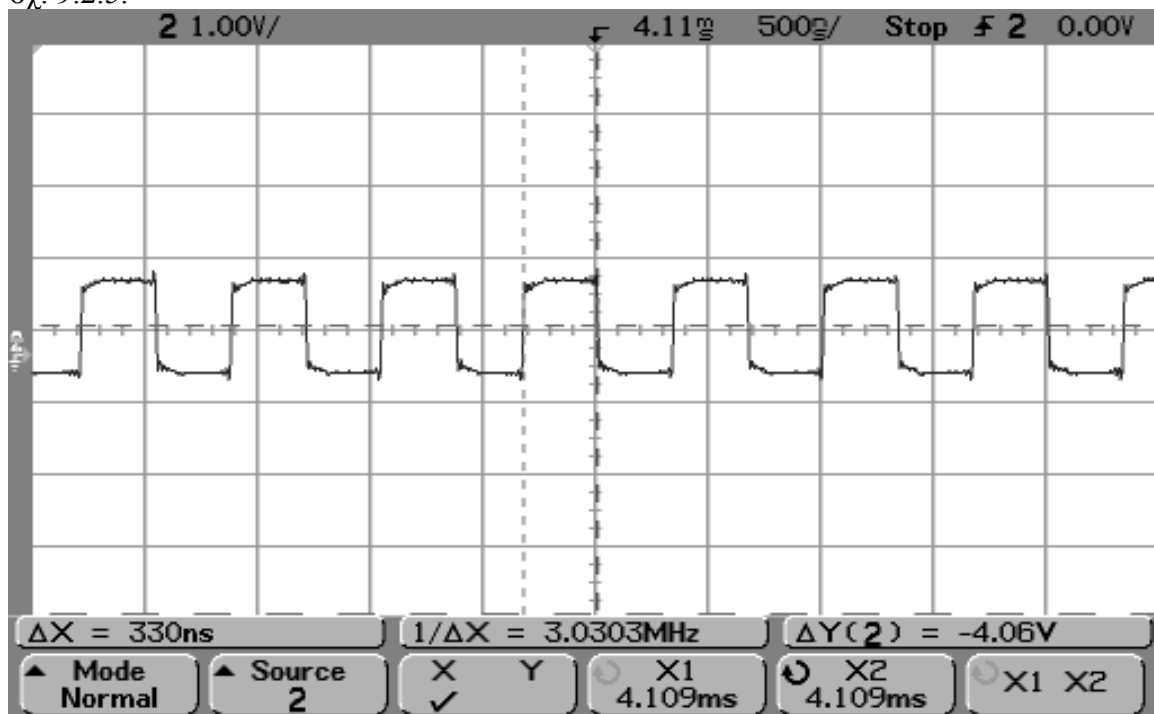
Σχήμα 9.2.3. Μετρητής BER σε PLC κανάλι.



Σχήμα 9.2.4. Τοπολογία PLC δικτύου για την μέτρηση BER του συστήματος.

Η μετρούμενη περίοδος είναι 2.715ms . Στο χρόνο αυτό ο πομπός έστειλε 685 πλαίσια των 12 ψηφίων έκαστο, δηλαδή συνολικά 8220 ψηφία πληροφορίας. Επομένως σε σύνολο 8220 ψηφίων αναγνωρίστηκαν ορθά τα 8190, δηλαδή ποσοστό 99.6%. Άρα στην PLC τοπολογία των 5m απόστασης πομπού – δέκτη, ο μετρούμενος BER είναι 0.4%.

Ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων πληροφορίας του PLC συστήματος με τα 16 φέρονται και BPSK διαμόρφωση έχει υπολογιστεί θεωρητικά στα 3Mbps . Προκειμένου να επαληθεύσουμε πειραματικά την τιμή αυτή, ο πομπός αποστέλλει στον δέκτη μια αλληλουχία από εναλλασσόμενα ψηφία 1 και 0. Στην έξοδο του δέκτη θα πρέπει να παραχθεί ένα αναλογικό σήμα τετραγωνικής μορφής, όπου το ψηφίο 1 αντιστοιχεί σε θετική τιμή ενώ το ψηφίο 0 σε αρνητική τιμή του αναλογικού σήματος. Μετρώντας τη διάρκεια κάθε ψηφίου μετράμε και το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, όπως φαίνεται στο σχ. 9.2.5.



Σχήμα 9.2.5. Ρυθμός μετάδοσης συστήματος στο PLC κανάλι.

Στο σχ. 9.2.5 επαληθεύεται ότι ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων στο PLC κανάλι για το σύστημα των 16 φερόντων και BPSK διαμόρφωσης είναι περίπου 3Mbps (3.03Mbps για την ακρίβεια).

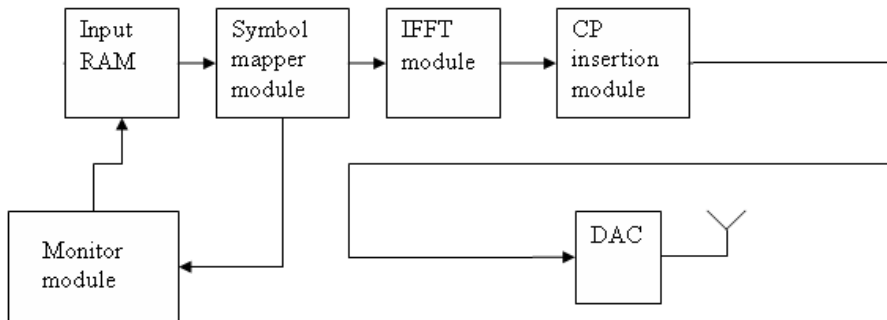
9.3 Υλοποίηση 1024_BPSK OFDM Συστήματος

Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζουμε μια παραλλαγή του αρχικού PLC συστήματος, την επίδοση του οποίου στο ηλεκτρικό δίκτυο εκθέσαμε στις ενότητες 9.1 και 9.2. Το νέο PLC σύστημα χρησιμοποιεί 1024 φέροντα έναντι 16 του αρχικού και στόχος του είναι να πλησιάσει στα χαρακτηριστικά που ορίζει το πρότυπο HomePlug BPL [36]. Μια σαφής

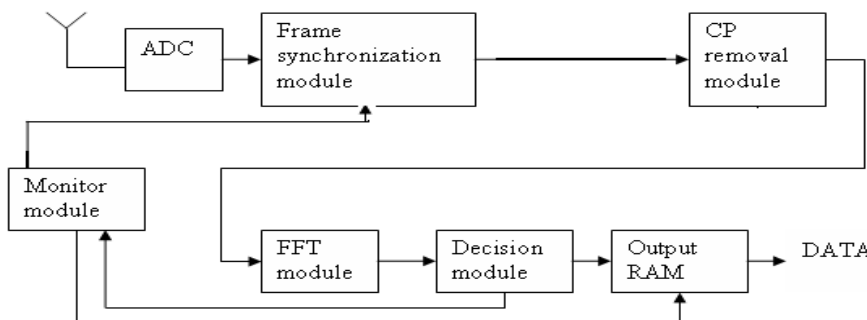
διαφοροποίηση του συστήματος έναντι του προτύπου HomePlug αφορά την ισχύ εκπομπής. Το πρότυπο HomePlug επιτρέπει την εκπομπή σήματος στη ζώνη 1 – 30MHz ισχύος μέχρι -50dBm/Hz [37] το οποίο σε φορτίο 50Ω και εύρος ζώνης 30MHz αντιστοιχεί σε μέγιστο πλάτος εκπεμπόμενου σήματος 4V. Το σύστημά μας εκπέμπει με τη μέγιστη ισχύ που μπορούν να δώσουν τα αναπτυξιακά XtremeDSP, η οποία είναι πολύ χαμηλότερη των ορίων του HomePlug. Τα αναπτυξιακά μπορούν να εκπέμψουν σήμα μέγιστου πλάτους μόλις 2V (4V p-p).

Η υλοποίηση ενός συστήματος με 1024 φέροντα είναι σαφώς πιο περίπλοκη σε σχέση με ένα σύστημα 16 φερόντων. Απαιτείται καταρχήν η υλοποίηση ενός αντίστροφου/ ευθύ μετασχηματισμού Fourier (IFFT/FFT) με πολύ περισσότερα σημεία σε πομπό και δέκτη αντίστοιχα. Επίσης απαιτούνται περισσότερες και μεγαλύτερες μνήμες για την αποθήκευση των δειγμάτων που παράγονται σε κάθε στάδιο πομπού και δέκτη αντίστοιχα. Η σχεδίαση του συστήματος σε FPGA πρέπει να γίνει με ιδιαίτερη προσοχή ώστε να επαρκούν οι πόροι των FPGA για την υλοποίηση των κυκλωμάτων πομπού και δέκτη. Παρόλη την αυξημένη πολυπλοκότητα ένα σύστημα με περισσότερα (1024) φέροντα αναμένεται να παρέχει καλύτερη προσαρμογή στις συνθήκες του διαύλου και υψηλότερο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων.

Το νέο PLC σύστημα υιοθετεί την γενική αρχιτεκτονική του αρχικού PLC συστήματος όπως περιγράφηκε στην ενότητα 9.2 και αναπαράγεται στα σχ. 9.3.1 και 9.3.2.



Σχήμα 9.3.1. Αρχιτεκτονική του πομπού του 1024_BPSK συστήματος.



Σχήμα 9.3.2. Αρχιτεκτονική του δέκτη του 1024_BPSK συστήματος.

Το νέο PLC σύστημα παρέχει και τη δυνατότητα μέτρησης BER στο δεύτερο κανάλι εξόδου του δέκτη. Έτσι ο πομπός αποστέλλει μια γνωστή στον δέκτη αλληλουχία δεδομένων, η οποία είναι αποθηκευμένη στη μνήμη εισόδου. Ο δέκτης ανακτά τα δεδομένα από το λαμβανόμενο OFDM σήμα και συγκρίνει την ανακτηθείσα ακολουθία δεδομένων με την προκαθορισμένη, ακολουθώντας τη μεθοδολογία της ενότητας 9.2.

Το βασικό σημείο διαφοροποίησης του νέου συστήματος είναι ο αριθμός των χρησιμοποιούμενων φερόντων, που από 16 αυξάνει σε 1024. Τα λοιπά χαρακτηριστικά του OFDM συστήματος μεταβάλλονται κατάλληλα με γνώμονα ότι το μόνο που παραμένει σταθερό είναι το εύρος ζώνης που καταλαμβάνει το OFDM σήμα, που πρέπει να κείται στην περιοχή 1 – 30MHz. Όπως έχουμε αναφέρει, η χρονική μονάδα των κυκλωμάτων πομπού και δέκτη ταυτίζεται με την περίοδο του κεντρικού ρολογιού του κάθε αναπτυξιακού, που είναι 9.5ns. Κάθε δείγμα που παράγει ο πομπός θα έχει διάρκεια 4 κύκλους ρολογιού, άρα η περίοδος δειγματοληψίας (sampling period) του OFDM σήματος θα είναι $t_{spl} = 4 \times 9.5ns = 38ns$, όπως στην περίπτωση του 16_BPSK συστήματος. Το OFDM σήμα παράγεται στη βασική ζώνη, όπως και στην 16_BPSK αρχιτεκτονική. Άρα το εύρος ζώνης που θα καταλαμβάνει το OFDM σήμα θα είναι

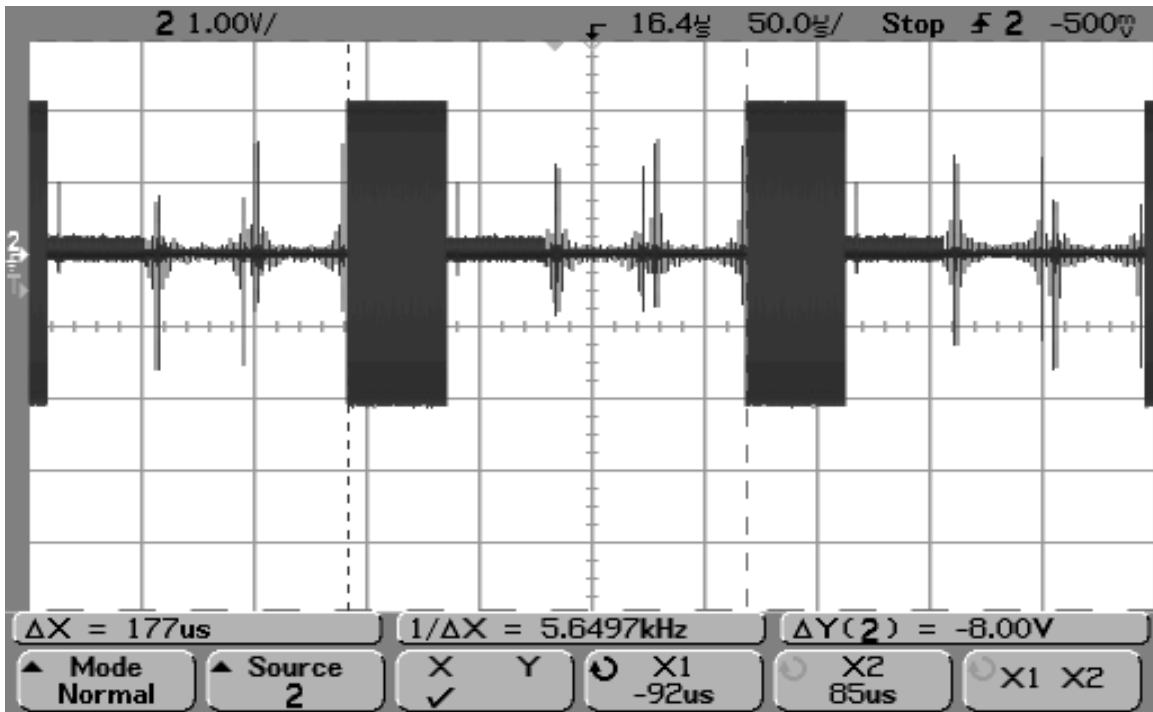
$$B_{OFDM} = \frac{1}{t_{spl}} = 26.32MHz, \text{ περιγραφή που αφορά τον κύριο λοβό του φάσματος.}$$

Εφόσον το διατιθέμενο εύρος ζώνης μοιράζεται σε $N_{sc} = 1024$ φέροντα, η απόσταση μεταξύ διαδοχικών φερόντων (subcarrier separation) γίνεται

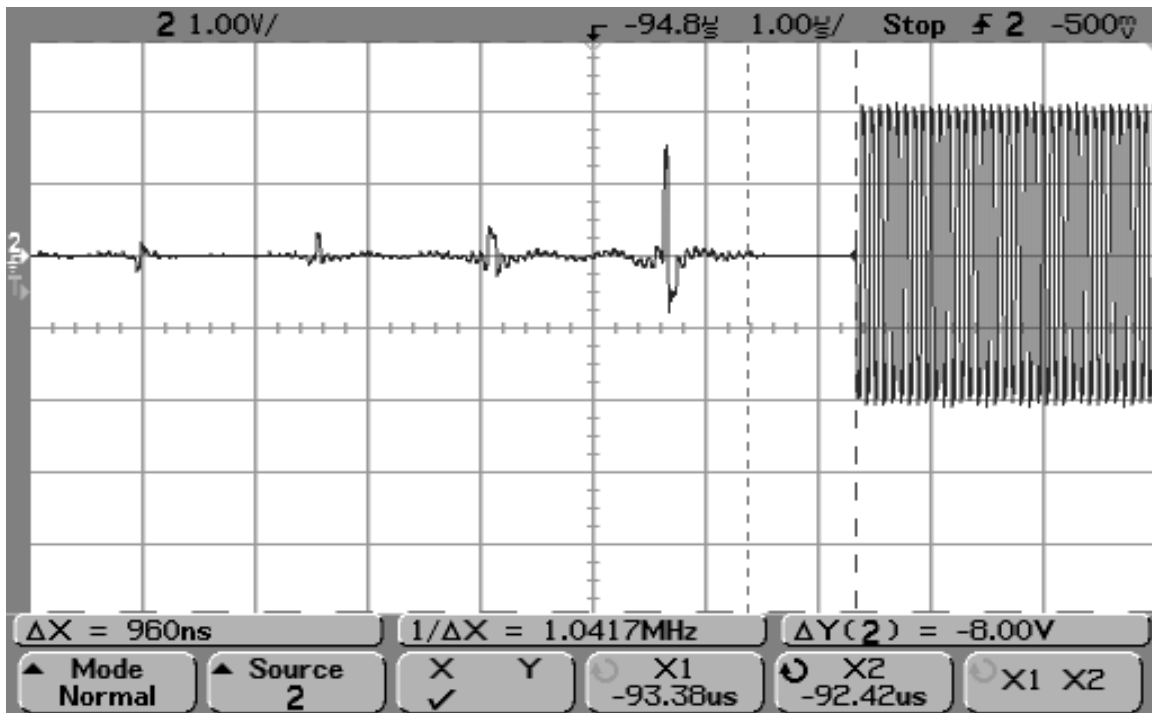
$$\Delta f = \frac{B_{OFDM}}{N_{sc}} = 25.7kHz. \text{ Το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου (symbol mapper}$$

module, σχ. 9.3.1) ρυθμίζει το εύρος ζώνης που τελικά θα καταλαμβάνει το OFDM σήμα μηδενίζοντας τα πρώτα 70 φέροντα. Προκειμένου να προκύπτει πραγματικό σήμα στην έξοδο του IFFT (σχ. 9.3.1), επιβάλλεται η φόρτωση μιας «συμμετρικής» ακολουθίας στα φέροντα, σύμφωνα με τη σχέση (2) του 6^{ου} κεφαλαίου. Άρα μηδενισμός των φερόντων 1 – 70 συνεπάγεται μηδενισμό των φερόντων 956 – 1024. Επομένως, δοθείσης της απόσταση $\Delta f = 25.7kHz$ μεταξύ φερόντων, το πραγματικό εύρος ζώνης του OFDM σήματος θα είναι στην περιοχή 1.8 – 24.52MHz. Συνεπώς τα φέροντα 71 – 955, δηλαδή 885 στον αριθμό, είναι ενεργά και χρησιμοποιούνται για την αποστολή ψηφίων (usable carriers). Στο πρότυπο HomePlug BPL ο αριθμός των χρησιμοποιούμενων φερόντων (usable carriers) είναι 917 [36]. Λόγω της απαραίτητης συμμετρικής φόρτωσης των φερόντων, μόνο τα φέροντα 71 – 513, δηλαδή 443 στον αριθμό, φορτώνονται με καινοφανή δεδομένα, αφού τα φέροντα 514 – 955 φορτώνουν τα ίδια ψηφία. Άρα, εξαιτίας και της BPSK διαμόρφωσης που υιοθετείται, κάθε OFDM σύμβολο φέρει 443 ψηφία (bits). Το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου (σχ. 9.3.1) είναι υπεύθυνο για την ανάγνωση των ψηφίων αυτών από τη μνήμη εισόδου (σχ. 9.3.1), την παραγωγή του διανύσματος συμβόλου (symbol vector) που καθορίζει τη φόρτωση των φερόντων, και οδηγεί την αλληλουχία αυτή των 1024 δειγμάτων στο τμήμα IFFT όπου και θα παραχθεί ψηφιακά το OFDM σήμα, όπως περιγράφηκε και στο 6^ο κεφάλαιο. Το τμήμα IFFT (σχ. 9.3.1) υπολογίζει τώρα τον αντίστροφο διακριτό μετασχηματισμό Fourier 1024 –

σημείων, έναντι μόλις 16 του 16_BPSK συστήματος. Η έξοδος του IFFT οδηγείται στο τμήμα κυκλικού προθέματος, όπου προστίθεται σε κάθε OFDM σύμβολο κυκλικό πρόθεμα, που παρέχει ευρωστία έναντι του φαινομένου των πολλαπλών διαδρομών. Το πρότυπο HomePlug BPL [38] υιοθετεί τρία διαφορετικά μήκη για το διάστημα – φρουρός (guard interval), ήτοι 5.56μs, 7.56μs, και 47.19μs. Στην υλοποίησή μας υιοθετούμε ένα διάστημα φρουρό πλησίον της τιμής 5.56μs. Συγκεκριμένα, το κυκλικό πρόθεμα διαρκεί 133 δείγματα, δηλαδή $133 \times 38\text{ns} = 5.05\mu\text{s}$. Άρα κάθε OFDM σύμβολο αποτελείται από 1157 δείγματα, έναντι 20 δειγμάτων της 16_BPSK υλοποίησης. Από πλευράς ωρολογιακών κύκλων, κάθε σύμβολο διαρκεί 4628 κύκλους έναντι μόλις 80 της 16_BPSK υλοποίησης. Η αποστολή του OFDM σήματος γίνεται σε πλαίσια των 4 συμβόλων, όπως στην περίπτωση του 16_BPSK συστήματος. Το πρώτο σύμβολο φέρει το ημιτονοειδές σήμα συγχρονισμού συχνότητας 13.16MHz, ενώ το δεύτερο σύμβολο είναι πιλοτικό για την εκτίμηση της κατάστασης του διαύλου. Τα υπόλοιπα σύμβολα φέρουν τα δεδομένα πληροφορίας. Ένα πλαίσιο διαρκεί 18512 κύκλους ρολογιού, δηλαδή 175.86μs, έναντι 3.04μs της 16_BPSK υλοποίησης. Ένα νέο πλαίσιο εκπέμπεται κάθε 18608 ωρολογιακούς κύκλους, δηλαδή κάθε 176.776μs (σχ. 9.3.3), έναντι 3.952μs του 16_BPSK συστήματος. Το κενό διάστημα μεταξύ πλαισίων παραμένει στους 96 ωρολογιακούς κύκλους, δηλαδή στα 912ns (σχ. 9.3.4), όπως και στο 16_BPSK σύστημα. Εφόσον κάθε πλαίσιο περιλαμβάνει 2 σύμβολα που φέρουν δεδομένα, συγκεκριμένα 443 ψηφία (bits) έκαστο, συνεπάγεται ότι εκπέμπονται 886 ψηφία δεδομένων σε χρονική διάρκεια 176.776μs. Άρα ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων του 1024_BPSK συστήματος είναι $886/176.776\mu\text{s} = 5.01\text{Mbps}$, έναντι 3.03Mbps του 16_BPSK συστήματος.



Σχήμα 9.3.3. Μορφή εκπεμπόμενων OFDM πλαισίων του 1024_BPSK συστήματος.

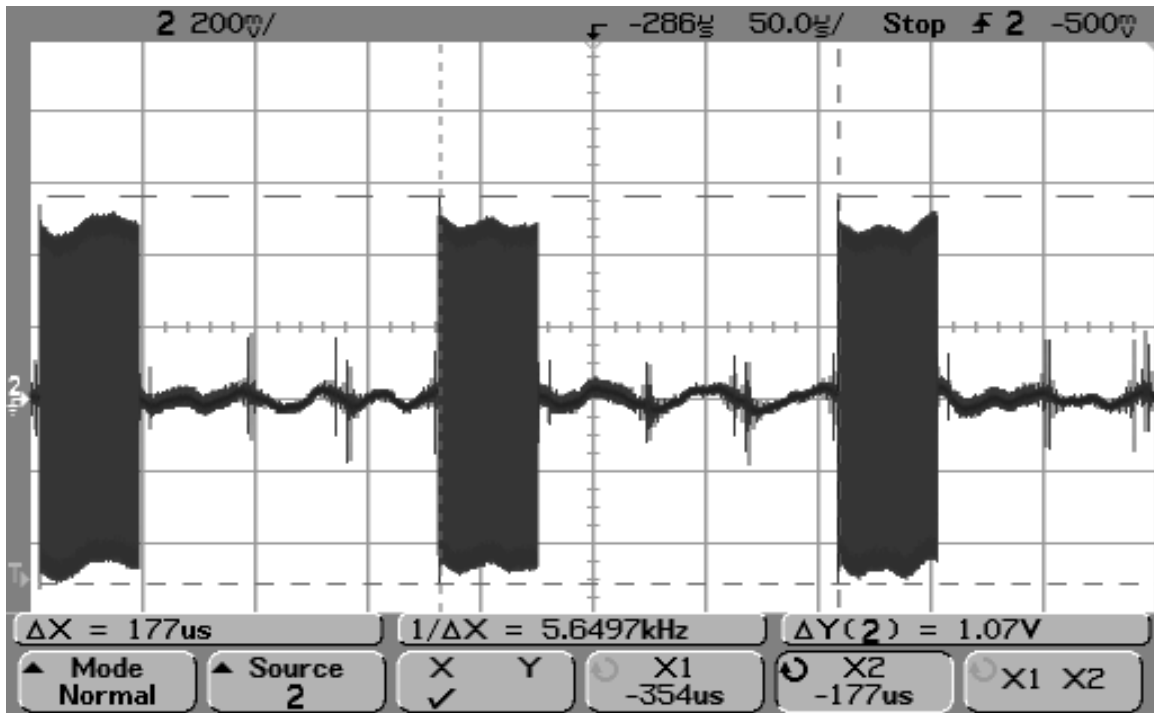


Σχήμα 9.3.4. Κενό διάστημα μεταξύ πλαισίων του 1024_BPSK συστήματος.

Το τμήμα συγχρονισμού πλαισίου του κυκλώματος του δέκτη (frame synchronization module, σχ. 9.3.2) υλοποιεί τον βέλτιστο αλγόριθμο συγχρονισμού που περιγράφηκε στο 8^ο κεφάλαιο και συνδυάζει τη μέθοδο Schmidl με τη μέθοδο αναγνώρισης πρότυπης αλληλουχίας. Ο αλγόριθμος συγχρονισμού τροποποιείται κατάλληλα ώστε να είναι συμβατός με το νέο μήκος του συμβόλου συγχρονισμού (4628 κύκλοι ρολογιού - 44μs) και το νέο μήκος του OFDM πλαισίου (18512 κύκλοι ρολογιού - 175.86μs).

Προκειμένου να επιβεβαιώσουμε την ορθή λειτουργία της μεθόδου συγχρονισμού, ο αλγόριθμος δοκιμάζεται ανεξάρτητα από το δέκτη στην τοπολογία 5m του PLC δικτύου (σχ. 9.2.4) και εξάγονται τα αποτελέσματα της επίδοσής του σε σχέση με το ποσοστό χαμένων πλαισίων και την ακρίβεια συγχρονισμού σύμφωνα με τη μεθοδολογία που αναπτύχθηκε στην ενότητα 8.4.

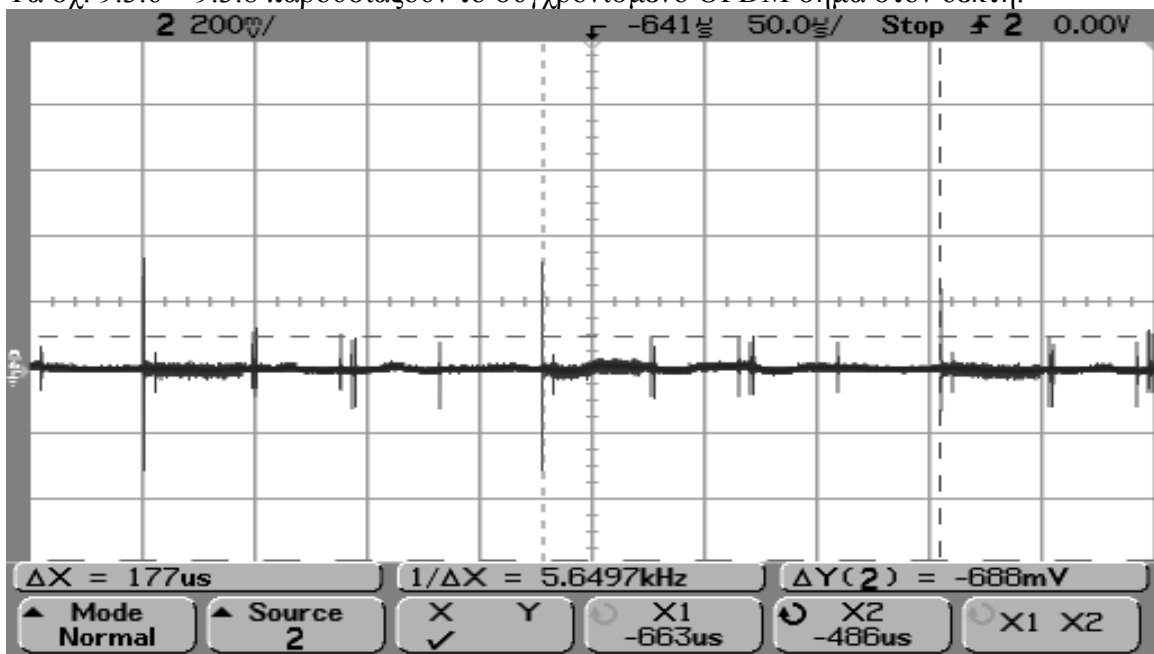
Το σχ. 9.3.5 παρουσιάζει το ληφθέν OFDM σήμα στην είσοδο του δέκτη, μετά τη διάδοσή του στην τοπολογία PLC δικτύου των 5m.



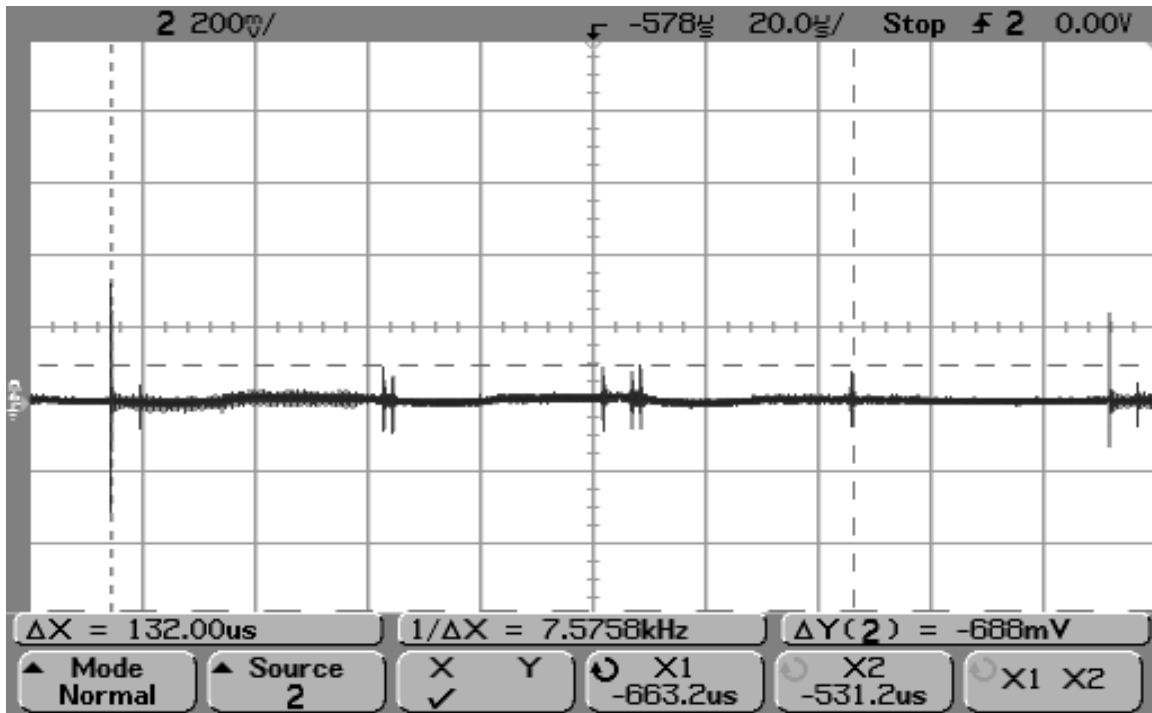
Σχήμα 9.3.5. Αναλογικό OFDM σήμα στην είσοδο του δέκτη του 1024_BPSK συστήματος μετά τη διέλευσή του από το PLC κανάλι.

Η μέγιστη τιμή του ληφθέντος OFDM σήματος είναι 1.07V p – p. Δοθέντος ότι το επίπεδο θορύβου θεωρείται στα 400mV p – p (ενότητα 7.4), η επίδοση του αλγορίθμου συγχρονισμού αξιολογείται για σηματοθορυβικό λόγο (signal – to – noise ratio, SNR) 8.5dB.

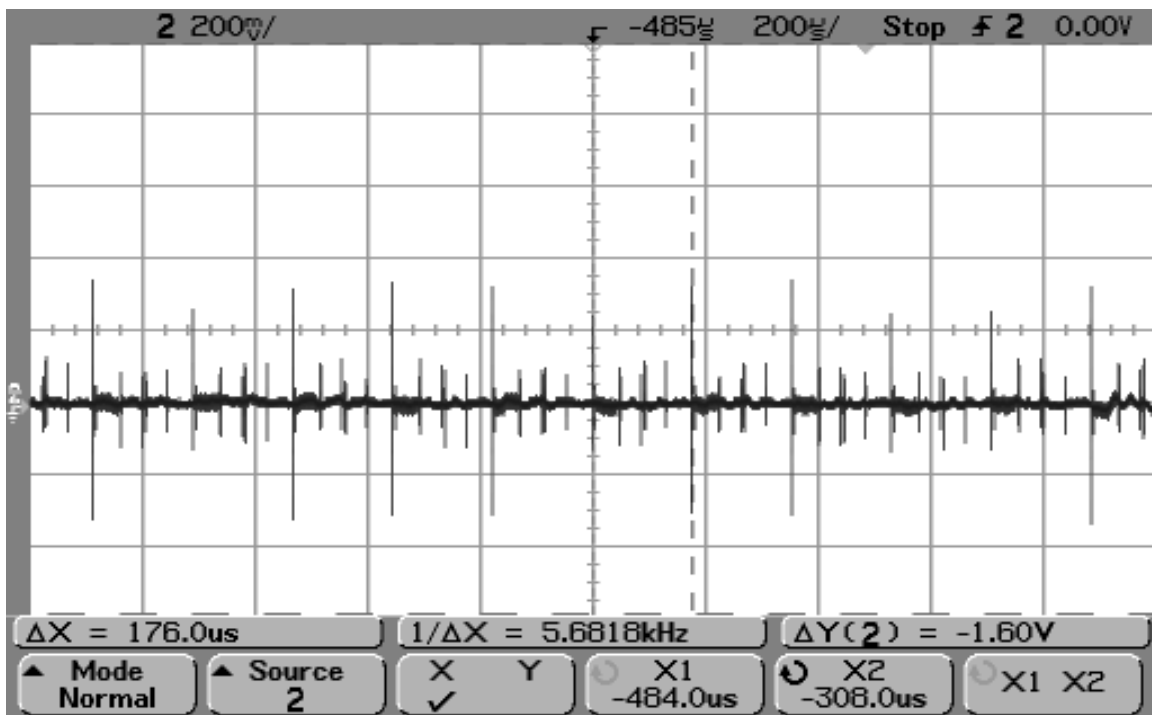
Τα σχ. 9.3.6 – 9.3.8 παρουσιάζουν το συγχρονισμένο OFDM σήμα στον δέκτη.



Σχήμα 9.3.6. Συγχρονισμένα OFDM πλαίσια του 1024_BPSK συστήματος.



Σχήμα 9.3.7. Μεγέθυνση συγχρονισμένων OFDM πλαισίων του 1024_BPSK συστήματος.

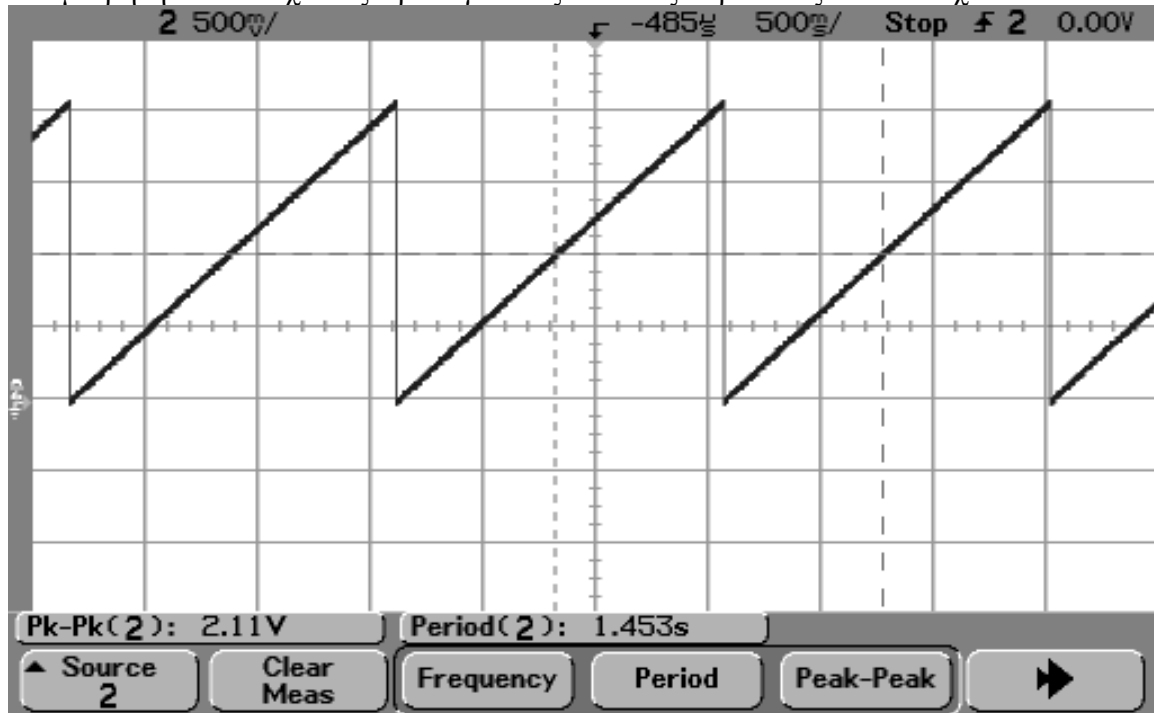


Σχήμα 9.3.8. Συγχρονισμένα OFDM πλαίσια του 1024_BPSK συστήματος σε χρονικό παράθυρο 2ms.

Παρατηρούμε ότι ο αλγόριθμος ανιχνεύει κάθε OFDM πλαίσιο και εντοπίζει με επιτυχία το ακριβές σημείο συγχρονισμού αφαιρώντας το σύμβολο συγχρονισμού. Το σχ. 9.3.8 μας δείχνει μια ποιοτική εικόνα της επιτυχίας της μεθόδου. Προκειμένου να επαληθεύσουμε ποσοτικά την ορθή λειτουργία του τμήματος συγχρονισμού του δέκτη,

μετράμε το ποσοστό των χαμένων πλαισίων και την απόκλιση ως προς το ακριβές σημείο συγχρονισμού.

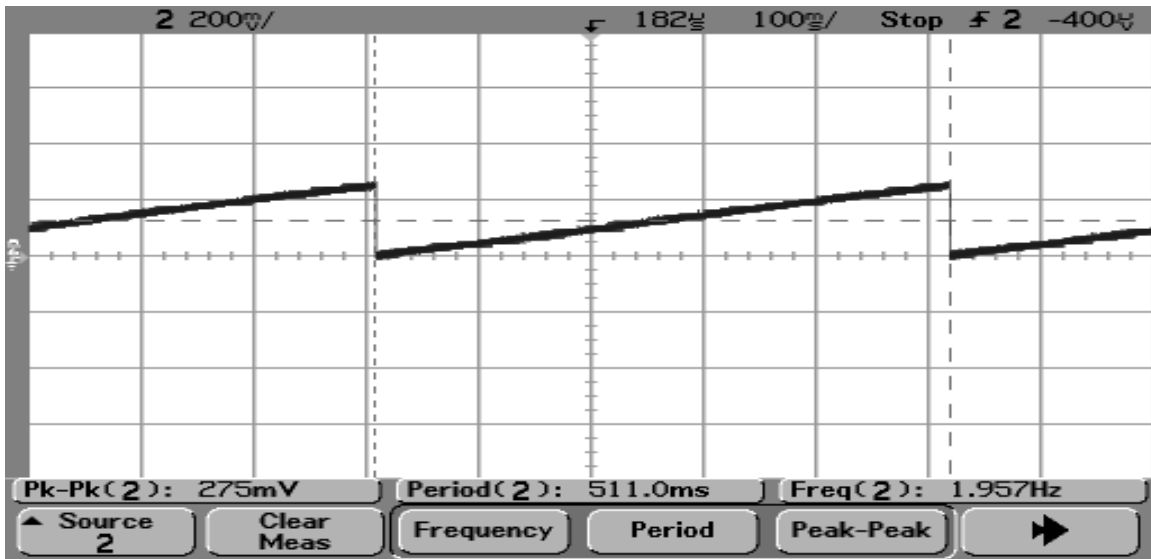
Κάθε φορά που ο δέκτης ανιχνεύει ένα πλαίσιο, αυξάνεται η τιμή ενός μετρητή. Ο μετρητής μεταβάλλεται από 0 ως 8190 και επανεκκινεί στη συνέχεια από το 0. Η τιμή του μετρητή σε διαδοχικούς ωρολογιακούς κύκλους παρουσιάζεται στο σχ. 9.3.9.



Σχήμα 9.3.9. Μετρητής ανιχνευμένων πλαισίων στον δέκτη για το PLC κανάλι.

Από το σχ. 9.3.9 παρατηρούμε ότι ο δέκτης ανιχνεύει 8190 πλαίσια σε χρόνο 1.453s. Δεδομένου ότι ο πομπός εκπέμπει ένα νέο πλαίσιο κάθε 176.78μs, σε χρόνο 1.453s ο πομπός έχει εκπέμψει $1.453s/176.78\mu s = 8219$ πλαίσια. Άρα ο δέκτης ανίχνευσε 8190 πλαίσια σε σύνολο 8219, δηλαδή ποσοστό 99.6%. Άρα το ποσοστό των απολεσθέντων πλαισίων ανέρχεται σε μόλις 0.4%.

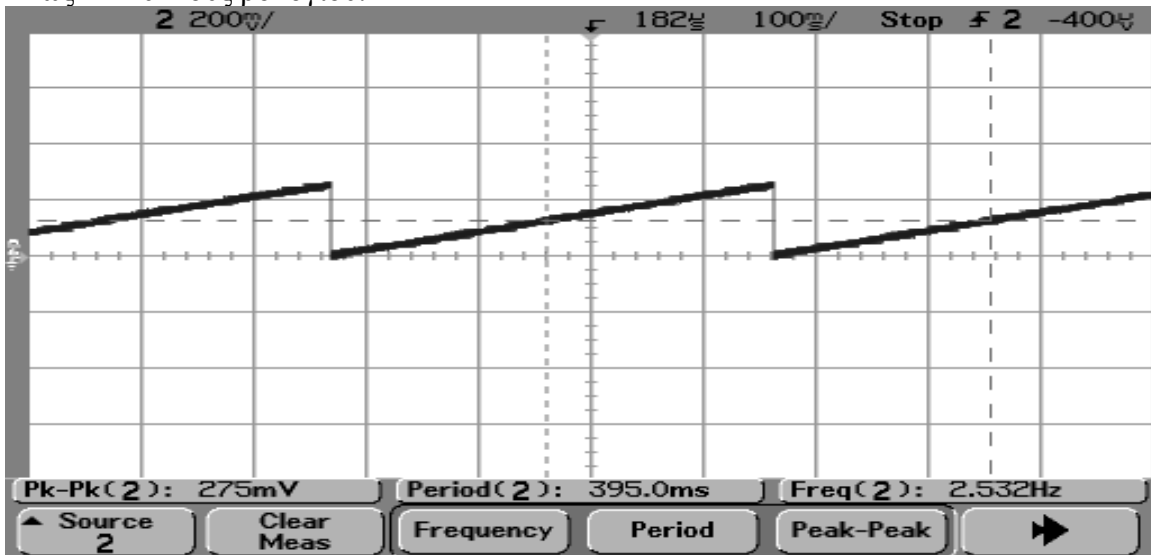
Προκειμένου να ποσοτικοποιήσουμε την απόκλιση του συγχρονισμού από το ακριβές σημείο, μετράμε την απόσταση μεταξύ διαδοχικών ανιχνευμένων πλαισίων. Κάθε φορά που η χρονική απόσταση κείται εντός συγκεκριμένου διαστήματος, η τιμή ενός μετρητή αυξάνει κατά 1. Η τιμή του μετρητή κυμαίνεται από 0 ως 1000 και κατόπιν επανεκκινεί από το 0. Το σχ. 9.3.10 παρουσιάζει την τιμή του μετρητή σε διαδοχικούς κύκλους ρολογιού. Η τιμή του μετρητή αυξάνεται κατά 1 μόνο όταν η απόσταση μεταξύ διαδοχικών πλαισίων είναι 18608 ωρολογιακοί κύκλοι.



Σχήμα 9.3.10. Μετρητής πλαισίων με απόλυτη ακρίβεια συγχρονισμού για το PLC κανάλι.

Απόσταση 18608 ωρολογιακών κύκλων μεταξύ διαδοχικών πλαισίων σημαίνει απόλυτη ακρίβεια στον εντοπισμό του κατάλληλου σημείου συγχρονισμού. Από το σχ. 9.3.10 συνάγουμε ότι σε χρόνο 511ms καταμετρούνται 1000 πλαίσια με μηδενική απόκλιση στον εντοπισμό του ορθού σημείου συγχρονισμού. Ο πομπός σε χρόνο 511ms εκπέμπει 2890 πλαίσια, εφόσον εκπέμπει ένα πλαίσιο ανά 176.78μs. Άρα στα 2890 πλαίσια, τα 1000 πλαίσια παρουσιάζουν μηδενική απόκλιση (offset 0) στο συγχρονισμό, δηλαδή ποσοστό 34.6%.

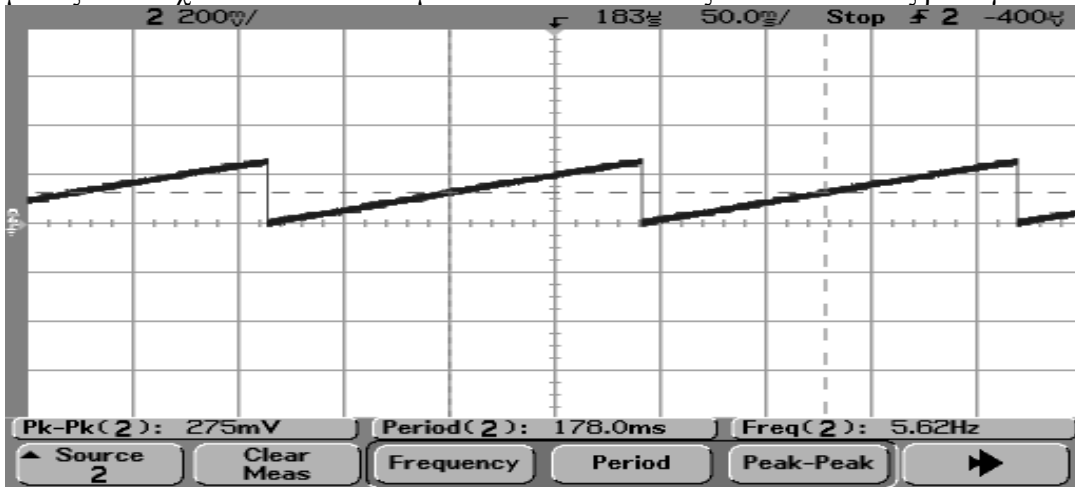
Το σχ. 9.3.11 παρουσιάζει την τιμή του μετρητή για την περίπτωση που ο μετρητής αυξάνει όταν η χρονική απόσταση μεταξύ διαδοχικών πλαισίων κυμαίνεται από 18606 ως 18610 κύκλους ρολογιού, δηλαδή όταν η απόκλιση στο συγχρονισμό κυμαίνεται από -2 ως +2 κύκλους ρολογιού.



Σχήμα 9.3.11. Μετρητής πλαισίων με απόκλιση ως 2 ωρολογιακούς κύκλους στην ακρίβεια συγχρονισμού για το PLC κανάλι.

Σε χρόνο 395ms καταμετρούνται 1000 πλαίσια με απόκλιση το πολύ 2 ωρολογιακών κύκλων. Δεδομένου ότι ο πομπός εκπέμπει πλαίσια ανά 176.78μs, σε χρόνο 395ms έχουν σταλεί 2234 πλαίσια. Άρα σε σύνολο 2234 πλαισίων, τα 1000 πλαίσια εμφανίζουν απόκλιση ως και 2 κύκλους ρολογιού, δηλαδή ποσοστό 44.6%.

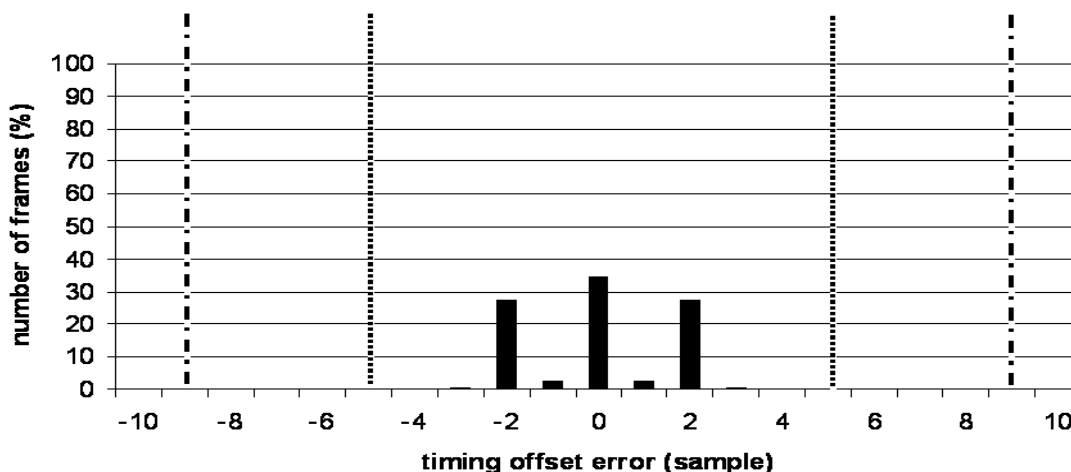
Το σχ. 9.3.12 παρουσιάζει την περίπτωση που ο μετρητής αυξάνει όταν η απόσταση μεταξύ διαδοχικών πλαισίων κυμαίνεται από 18600 ως 18616 κύκλους ρολογιού.



Σχήμα 9.3.12. Μετρητής πλαισίων με απόκλιση ως 8 ωρολογιακούς κύκλους στην ακρίβεια συγχρονισμού για το PLC κανάλι.

Από το σχ. 9.3.12 παρατηρούμε ότι σε χρόνο 178ms καταμετρούνται 1000 πλαίσια με απόκλιση συγχρονισμού το πολύ ως 8 κύκλους ρολογιού. Σε χρόνο 178ms ο πομπός εκπέμπει 1006 πλαίσια. Επομένως, σε σύνολο 1006 πλαισίων εντοπίζονται 1000 πλαίσια με απόκλιση συγχρονισμού το πολύ 8 κύκλων ρολογιού, δηλαδή ποσοστό 99.5%.

Το σχ. 9.3.13 συγκεφαλαιώνει την επίδοση του αλγορίθμου συγχρονισμού του συστήματος 1024_BPSK στο PLC κανάλι (σχ. 9.2.4) ως προς την απόκλιση του συγχρονισμού.

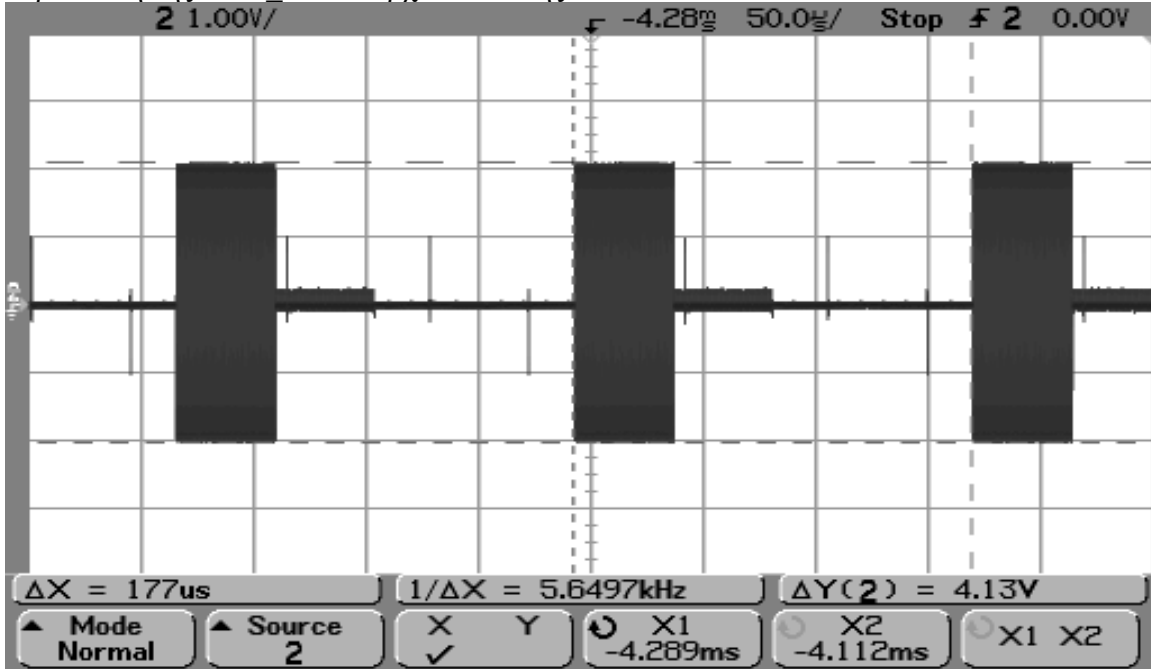


Σχήμα 9.3.13. Σύνοψη ακρίβειας συγχρονισμού για το 1024_BPSK σύστημα σε PLC κανάλι.

Δεδομένου ότι κάθε εκπεμπόμενο δείγμα διαρκεί 4 ωρολογιακούς κύκλους των 9.5ns, απόκλιση ως και 4 ωρολογιακούς κύκλους στο συγχρονισμό σημαίνει απόκλιση μόλις ενός δείγματος. Αντίστοιχα, απόκλιση 8 ωρολογιακών κύκλων στο συγχρονισμό συνεπάγεται απόκλιση 2 δειγμάτων. Η ακρίβεια αυτή είναι αρκετά υψηλή, μάλιστα είναι καλύτερη από τη μέθοδο Schmidl [34] τόσο σε περιβάλλον λευκού θορύβου (AWGN channel) όσο και σε περιβάλλον πολλαπλών διοδεύσεων (ISI channel) [39]. Παρόλα αυτά, απόκλιση έστω και ενός δείγματος στο συγχρονισμό OFDM συστημάτων αποτελεί ικανή αιτία λαθών στο δέκτη. Περισσότερα για αυτό το θέμα και τη θεωρητική επεξήγησή του θα αναφέρουμε ενότητα 9.6. Στο σημείο αυτό να επισημάνουμε ότι η απόκλιση (offset) στο συγχρονισμό του 1024_BPSK συστήματος (σχ. 9.3.13) εμφανίζει μεγαλύτερη διακύμανση από την περίπτωση του 16_BPSK συστήματος, όπου η απόκλιση στο συγχρονισμό ήταν σχεδόν μηδενική (σχ. 8.4.5). Αιτία αποτελεί το μεγαλύτερο μήκος του OFDM πλαισίου για την περίπτωση του 1024_BPSK συστήματος έναντι του 16_BPSK συστήματος. Γενικά, όσο μικρότερο το μήκος του πλαισίου, τόσο μεγαλύτερη ακρίβεια συγχρονισμού μπορεί να επιτευχθεί.

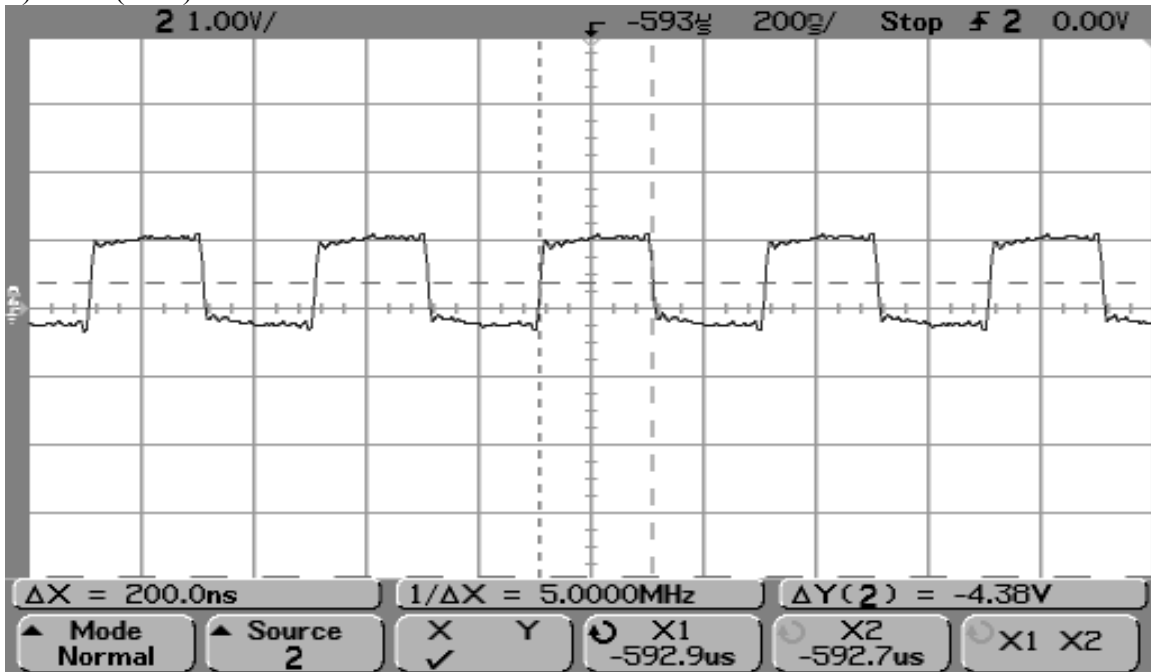
Εκτός από την τροποποίηση του τμήματος συγχρονισμού στο δέκτη, που περιγράψαμε αναλυτικά προηγουμένως, θα πρέπει να τροποποιηθούν κατάλληλα και τα υπόλοιπα δομικά τμήματα του δέκτη (σχ. 9.3.2). Συγκεκριμένα, το τμήμα κυκλικού προθέματος αφαιρεί το κυκλικό πρόθεμα μήκους 133 δειγμάτων από κάθε OFDM σύμβολο και παράγει μια ακολουθία 1024 δειγμάτων με την οποία τροφοδοτεί το τμήμα FFT. Η απομάκρυνση του κυκλικού προθέματος πραγματοποιείται αφαιρώντας τα 125 πρώτα και τα 8 τελευταία δείγματα του συμβόλου, και ολισθαίνοντας κατάλληλα την αρχή του εναπομείναντος συμβόλου των 1024 δειγμάτων. Κατά αυτόν τον τρόπο πετυχαίνουμε το όποιο σφάλμα στην ακρίβεια συγχρονισμού να συνεπάγεται μια κυκλική ολίσθηση των δειγμάτων του παραθύρου Fourier, ενώ είναι απίθανο, δεδομένης και της τοπολογίας του PLC δικτύου, να προκληθεί διασυμβολική παρεμβολή. Το τμήμα κυκλικού προθέματος, εκτελώντας μια διαδικασία υποδειγματοληψίας (down sample) που περιγράψαμε στο 6^ο κεφάλαιο, εξάγει προς το FFT τμήμα 1024 δείγματα ανά σύμβολο με διάρκεια κάθε δείγματος 9.5ns. Το τμήμα FFT εκτελεί τον ευθύ διακριτό μετασχηματισμό Fourier 1024 σημείων, έναντι 16 της 16_BPSK αρχιτεκτονικής, ανακτώντας την ακολουθία ψηφίων που διαμόρφωσε τα φέροντα στον πομπό. Στη συνέχεια το τμήμα απόφασης παρακρατεί για κάθε σύμβολο τα 443 ψηφία που διαμόρφωσαν τα φέροντα 71 – 513. Διακρίνει ανάμεσα στο σύμβολο εκτίμησης καναλιού και στα σύμβολα πληροφορίας και χρησιμοποιεί τα 443 δείγματα του συμβόλου εκτίμησης καναλιού για να αποφασίσει αν καθένα από τα 443 δείγματα του κάθε συμβόλου πληροφορίας ήταν ψηφίο 0 ή 1. Το αποτέλεσμα εγγράφεται στη μνήμη εξόδου. Το τμήμα ελέγχου εξάγει τα δείγματα στον κατάλληλο ρυθμό έτσι ώστε ο ρυθμός εξόδου δεδομένων στον δέκτη να ταυτίζεται με το ρυθμό εισόδου δεδομένων πληροφορίας στον πομπό, και κατ' επέκταση με το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων του OFDM συστήματος (5.01Mbps). Όπως και στην περίπτωση της 16_BPSK αρχιτεκτονικής, το τμήμα ελέγχου είναι υπεύθυνο για τη συνολική λειτουργία του κυκλώματος του δέκτη παρέχοντας τη δυνατότητα αναστολής ή επανεκκίνησης της λειτουργίας του κυκλώματος.

Το σχ. 9.3.14 παρουσιάζει το εκπεμπόμενο OFDM σήμα στην έξοδο του πομπού για την περίπτωση της 1024_BPSK αρχιτεκτονικής.



Σχήμα 9.3.14. Εκπεμπόμενο OFDM σήμα για το 1024_BPSK σύστημα.

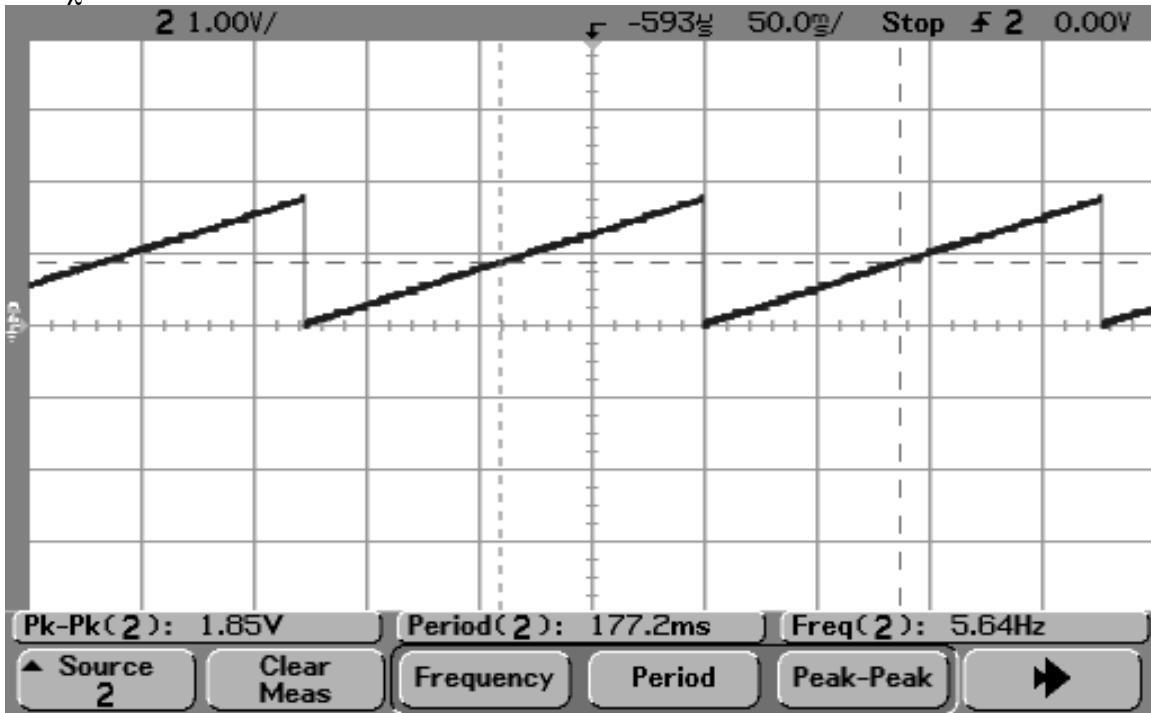
Ο πομπός αρχικά συνδέεται με το δέκτη με ομοαξονικό καλώδιο, προκειμένου να δοκιμαστεί η επίδοση του συστήματος σε ιδανικές συνθήκες διαύλου επικοινωνίας. Το σχ. 9.3.15 παρουσιάζει την έξοδο του δέκτη για την περίπτωση που ο πομπός αποστέλλει μια αλληλουχία ψηφίων πληροφορίας που αποτελείται από εναλλασσόμενες τιμές 1 (bit 1) και 0 (bit 0).



Σχήμα 9.3.15. Ρυθμός μετάδοσης του 1024_BPSK συστήματος στο ομοαξονικό κανάλι.

Όταν λάβει bit 1, ο δέκτης εξάγει ένα θετικό παλμό ενώ για bit 0 εξάγει ένα αρνητικό παλμό (αρνητικό επίπεδο τάσης). Η διάρκεια του παλμού ταυτίζεται με τη διάρκεια του ψηφίου. Έτσι καθίσταται δυνατή η επαλήθευση στον παλμογράφο του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων. Όπως λοιπόν φαίνεται στο σχ. 9.3.15, ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων του 1024_BPSK συστήματος είναι 5Mbps, τιμή που συμφωνεί με τη θεωρητικά αναμενόμενη των 5.01Mbps.

Το σχ. 9.3.16 χρησιμοποιείται για τη μέτρηση του ρυθμού λαθών (BER) του 1024_BPSK συστήματος, παρουσιάζοντας κάθε στιγμή την τιμή του εσωτερικού μετρητή. Θυμίζουμε ότι ο μετρητής αυξάνεται κατά 1 όταν υπάρχει ταύτιση της τιμή του ληφθέντος ψηφίου με την αναμενόμενη αλληλουχία, σύμφωνα με τη μεθοδολογία της παραγράφου 9.2. Ο μετρητής αυξάνει από 0 ως 886000, τιμή που αντιστοιχεί σε 1000 πλαίσια, και στη συνέχεια επανεκκινεί από το 0.

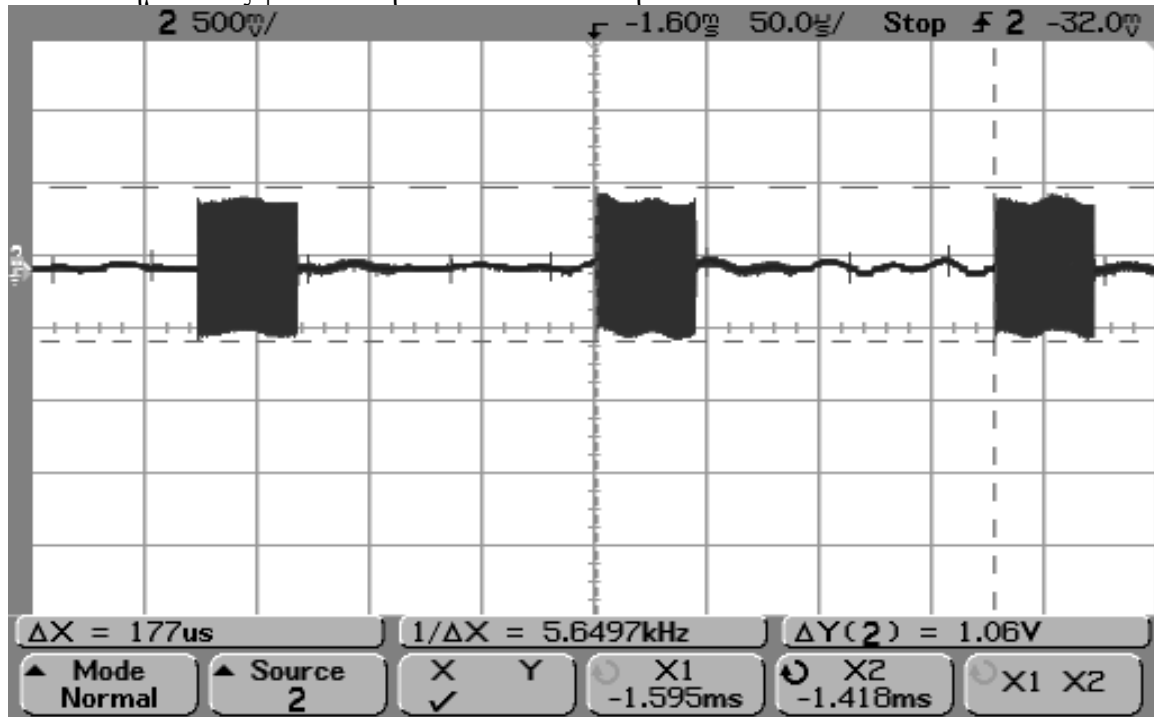


Σχήμα 9.3.16. Μετρητής BER του 1024_BPSK συστήματος στο ομοαξονικό κανάλι.

Παρατηρούμε ότι σε χρόνο 177.2ms ο δέκτης ανιχνεύει 886000 ορθά ψηφία. Ο πομπός αποστέλλει ένα πλαίσιο, δηλαδή 886 ψηφία ανά 177μs, επομένως σε χρόνο 177.2ms εστάλησαν 1001 πλαίσια, δηλαδή 886886 ψηφία. Άρα ο δέκτης ανίχνευσε ορθά 886000 ψηφία σε σύνολο 886886, δηλαδή ποσοστό 99.9%. Άρα το ποσοστό λαθών (BER) είναι μόλις 0.1% και αποδίδεται κυρίως σε απώλειες πλαισίων λόγω μη ανίχνευσής τους από τον δέκτη.

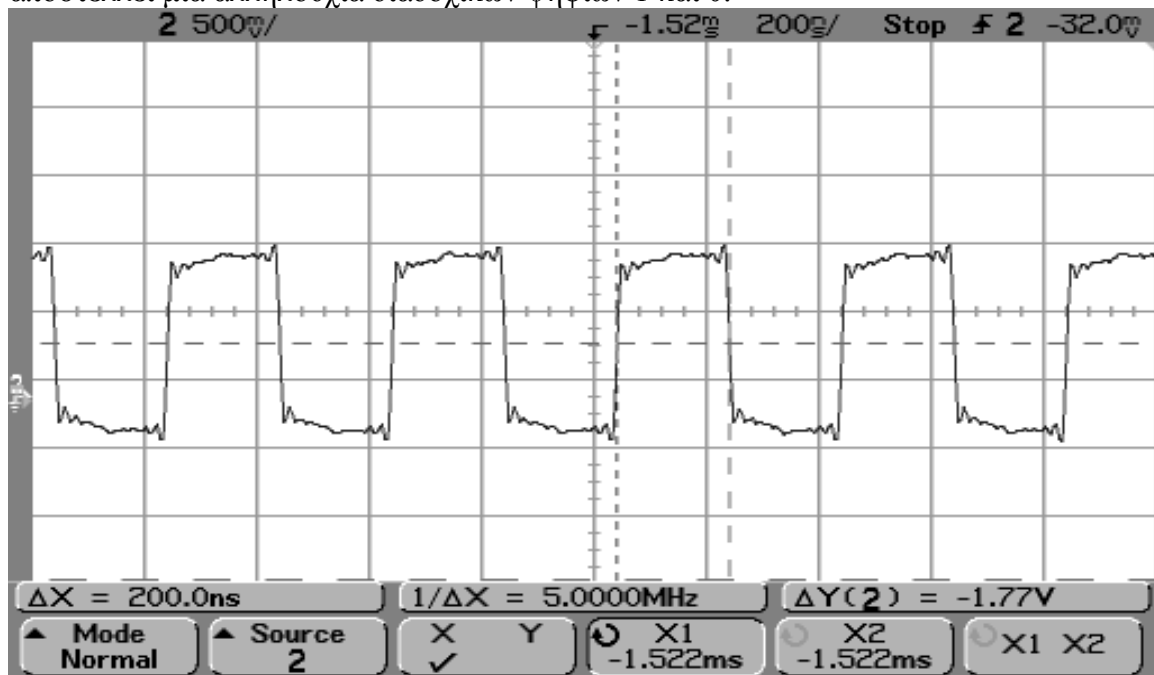
Μετά την επιτυχημένη δοκιμή του 1024_BPSK συστήματος σε δίαυλο από ομοαξονικό καλώδιο, το σύστημα δοκιμάζεται στο πραγματικό ηλεκτρικό δίκτυο του σχ. 9.2.4, όπου

πομπός και δέκτης απέχουν απόσταση 5m. Το σχ. 9.3.17 παρουσιάζει το αναλογικό OFDM σήμα όπως φτάνει στην είσοδο του δέκτη.



Σχήμα 9.3.17. Αναλογικό σήμα στην είσοδο του δέκτη για το PLC κανάλι.

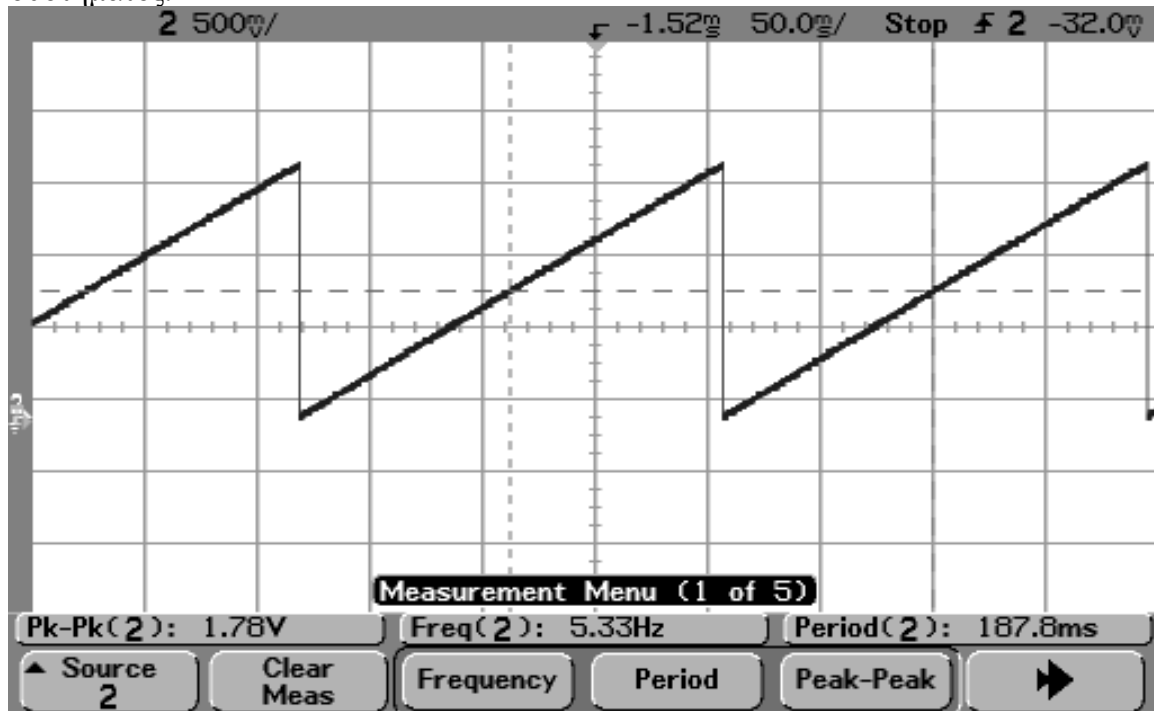
Η τιμή του σήματος από κορυφή σε κορυφή είναι 1.06V. Δοθέντος ότι το επίπεδο θορύβου θεωρείται στα 400mV p – p, ο σηματοθορυβικός λόγος στην είσοδο του δέκτη εκτιμάται περί τα 8.5dB. Το σχ. 9.3.18 παρουσιάζει την έξοδο του δέκτη όταν ο πομπός αποστέλλει μια αλληλουχία διαδοχικών ψηφίων 1 και 0.



Σχήμα 9.3.18. Ρυθμός μετάδοσης του 1024_BPSK συστήματος στο PLC κανάλι.

Επαληθεύεται ότι ο ρυθμός μετάδοση δεδομένων στο PLC κανάλι για την περίπτωση της 1024_BPSK αρχιτεκτονικής είναι περίπου 5Mbps.

Το σχ. 9.3.19 παρουσιάζει την τιμή του μετρητή εκτίμησης του ρυθμού λαθών του συστήματος.



Σχήμα 9.3.19. Μετρητής BER στο PLC κανάλι.

Από το σχ. 9.3.19 συμπεραίνουμε ότι 886000 ορθά ψηφία καταμετρούνται στον δέκτη κάθε 187.8ms. Δοθέντος ότι ο πομπός εκπέμπει ένα πλαίσιο 886 ψηφίων ανά 177μs, σε χρόνο 187.8ms εστάλησαν 1061 πλαίσια, συνολικά 940046 ψηφία. Άρα σε 940046 ψηφία ανιχνεύθηκαν στο δέκτη τα 886000 ορθά, δηλαδή ποσοστό 94.2%. Άρα το ποσοστό λαθών (BER) ανέρχεται σε 5.8%.

9.4 Υλοποίηση 1024_DPSK OFDM Συστήματος

Στην τρέχουσα ενότητα παρουσιάζουμε μια εναλλακτική υλοποίηση του OFDM συστήματος με 1024 φέροντα της ενότητας 9.3, όπου αντί για BPSK διαμόρφωση χρησιμοποιείται διαφορική διαμόρφωση DPSK των φερόντων. Η διαφορική διαμόρφωση χρησιμοποιείται για την αντιμετώπιση της δυσμενούς επίδρασης του σφάλματος φάσης που υπεισέρχεται λόγω της διαφοράς φάσης των ρολογιών πομπού – δέκτη κατά τη διάδοση του σήματος στον PLC δίαυλο.

Σε αντίθεση με την BPSK διαμόρφωση όπου φορτώνονται στα φέροντα τα ψηφία πληροφορίας, στην DPSK διαμόρφωση φορτώνονται στα φέροντα ψηφία που δημιουργούνται από τον διαφορικό κωδικοποιητή με συγκεκριμένο κανόνα. Ο κανόνας δημιουργίας των κωδικοποιημένων ψηφίων \mathbf{d}_k που τελικά φορτώνονται στα φέροντα περιγράφεται από τη σχέση:

$$\mathbf{d}_k = \overline{\alpha_k \oplus \mathbf{d}_{k-1}} \quad (1)$$

Έτσι το k -οστό ψηφίο \mathbf{d}_k της αλληλουχίας \mathbf{d} των κωδικοποιημένων ψηφίων που θα φορτωθούν στα φέροντα παράγεται μέσα από μια πράξη αποκλειστικού – ή (exclusive – or, xor) και αντιστροφής (not) του k -οστού ψηφίου πληροφορίας α_k και του $(k-1)$ -οστού ψηφίου \mathbf{d}_{k-1} της αλληλουχίας των κωδικοποιημένων ψηφίων, δηλαδή του αμέσως προηγούμενου κωδικοποιημένου ψηφίου.

Στον δέκτη τα ψηφία πληροφορίας ανακτώνται από τα κωδικοποιημένα ψηφία μέσα από μια διαδικασία αποκωδικοποίησης. Ο κανόνας αποκωδικοποίησης της αλληλουχίας \mathbf{d} των κωδικοποιημένων ψηφίων στην αλληλουχία α των ψηφίων πληροφορίας περιγράφεται από μια σχέση αντίστοιχη της (1):

$$\alpha_k = \overline{\mathbf{d}_k \oplus \mathbf{d}_{k-1}} \quad (2)$$

Δηλαδή το k -οστό ψηφίο α_k της αλληλουχίας των ψηφίων πληροφορίας ανακτάται μέσα από μια πράξη αποκλειστικού – ή και αντιστροφής (nxor) του k -οστού κωδικοποιημένου ψηφίου \mathbf{d}_k και του αμέσως προηγούμενου του $(k-1)$ -οστού κωδικοποιημένου ψηφίου \mathbf{d}_{k-1} . Είναι φανερό ότι η διαφορά μεταξύ των φάσεων δύο διαδοχικών κωδικοποιημένων ψηφίων προσδιορίζει πλήρως το ψηφίο πληροφορίας, σύμφωνα με τη σχέση (2). Αν υποθεθεί ότι κατά τη διαδικασία αποδιαμόρφωσης – αποκωδικοποίησης στο δέκτη προκύπτει ένα σφάλμα φάσης, αυτό δεν επηρεάζει την ορθότητα της απόφασης αφού η λήψη της απόφασης βασίζεται στη διαφορά των φάσεων.

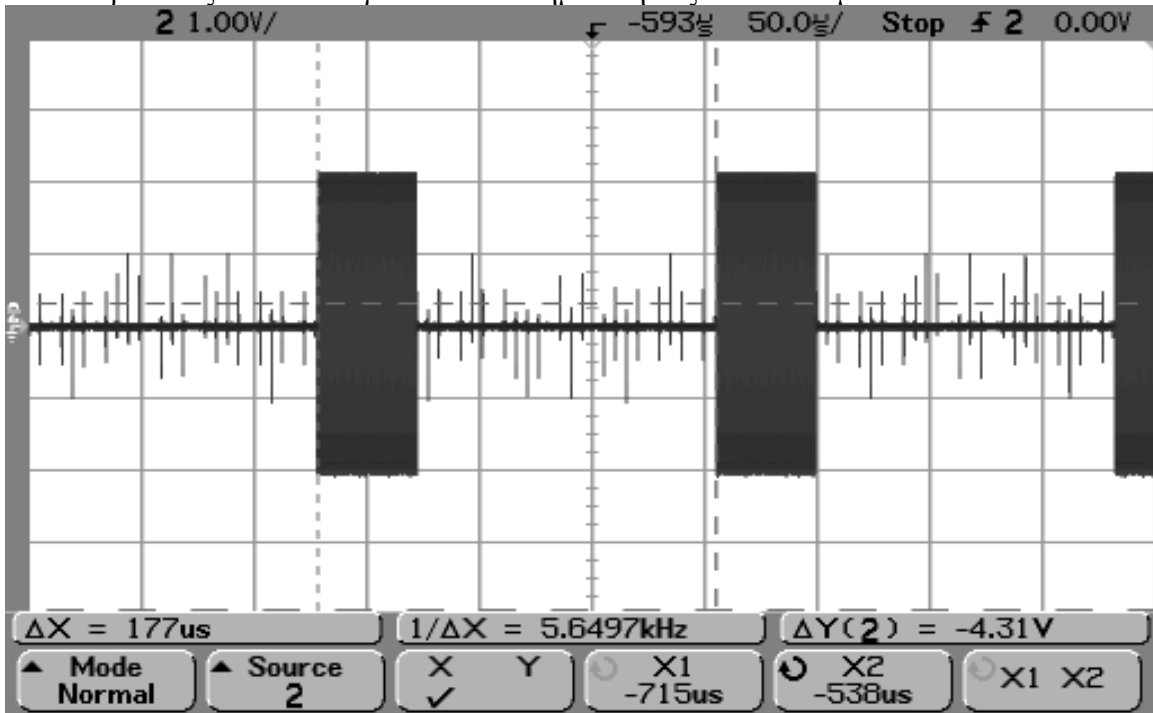
Το νέο OFDM σύστημα υιοθετεί τα βασικά χαρακτηριστικά της 1024_BPSK αρχιτεκτονικής, όπως παρουσιάζονται στα σχ. 9.3.1 και 9.3.2 της ενότητας 9.3. Η μόνη διαφοροποίηση έγκειται στη χρήση της DPSK διαμόρφωσης αντί της BPSK διαμόρφωσης. Συγκεκριμένα, στην BPSK περίπτωση το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου (σχ. 9.3.1) φορτώνει 443 δείγματα από την αλληλουχία των ψηφίων πληροφορίας διαδοχικά σε κάθε ένα από τα φέροντα 71 – 513. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται για το επόμενο και για κάθε OFDM σύμβολο πληροφορίας φορτώνοντας τα επόμενα 443 δείγματα της αλληλουχίας ψηφίων πληροφορίας στα φέροντα 71 – 513. Αντίστοιχα, τα φέροντα 514 – 955 φορτώνονται με τα ίδια ψηφία πληροφορίας με τα φέροντα 71 – 512, σύμφωνα με τη σχέση

$$\mathbf{c}_k^i = \mathbf{c}_{N_{sc}-k}^i, \text{ για } k = \frac{N_{sc}}{2} + 1 \text{ ως } N_{sc} - 1. \quad (3)$$

Έτσι προκύπτει μόνο πραγματική συνιστώσα από τον IFFT μετασχηματισμό για το OFDM σήμα. Αντίθετα, στην περίπτωση της DPSK διαμόρφωσης το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου φορτώνει για κάθε σύμβολο 443 δείγματα από την αλληλουχία των κωδικοποιημένων ψηφίων διαδοχικά σε κάθε ένα από τα φέροντα 71 – 513. Η

αλληλουχία των κωδικοποιημένων ψηφίων προκύπτει ύστερα από εφαρμογή της σχέσης (1) στην αλληλουχία των ψηφίων πληροφορίας. Αντίστοιχα με την BPSK περίπτωση, τα φέροντα 514 – 955 φορτώνονται με τα ίδια κωδικοποιημένα ψηφία με τα φέροντα 71 – 512 σύμφωνα με τη σχέση (3). Εφόσον το όποιο σφάλμα φάσης εισάγει ο τηλεπικοινωνιακός διάυλος αντισταθμίζεται από τη λήψη απόφασης βάσει της διαφοράς φάσης μεταξύ διαδοχικών κωδικοποιημένων ψηφίων, η χρήση συμβόλου εκτίμησης διαύλου είναι περιττή. Άρα το τμήμα αντιστοίχισης συμβόλου δεν αποστέλλει σύμβολο εκτίμησης του καναλιού. Επομένως κάθε OFDM πλαίσιο της 1024_DPSK αρχιτεκτονικής περιέχει, όπως και το 1024_BPSK σύστημα, 4 σύμβολα εκ των οποίων όμως το ένα είναι πιλοτικό σύμβολο συγχρονισμού και τα υπόλοιπα 3 είναι σύμβολα πληροφορίας. Κατά αυτόν τον τρόπο κάθε πλαίσιο αποστέλλει 1329 ψηφία πληροφορίας. Ανάλογα λοιπόν μεταβάλλεται προς τα πάνω και ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων του συστήματος, το οποίο πλέον εκπέμπει 1329 bits ανά 176.78μs που αντιστοιχεί σε ρυθμό μετάδοσης 7.52Mbps. Υπενθυμίζουμε ότι ο ρυθμός μετάδοσης του 1024_BPSK συστήματος ήταν 5.01Mbps. Στην πλευρά του δέκτη τώρα, λαμβάνεται απόφαση bit 1 ή 0 για το κωδικοποιημένο ψηφίο ανάλογα αν η έξοδος του FFT είναι θετικό ή αρνητικό δείγμα. Για κάθε OFDM σύμβολο λαμβάνεται απόφαση για τα δείγματα που διαμόρφωσαν τα φέροντα 71 – 513. Από τα κωδικοποιημένα ψηφία ανακτώνται τα ψηφία πληροφορίας με εφαρμογή της σχέσης (2).

Η επίδοση του 1024_DPSK συστήματος δοκιμάζεται αρχικά σε ένα ιδανικό διάυλο όπου η έξοδος του πομπού συνδέεται στην είσοδο του δέκτη με ομοαξονικό καλώδιο. Το σχ. 9.4.1 παρουσιάζει το αναλογικό OFDM σήμα στην έξοδο του πομπού.



Σχήμα 9.4.1. Αναλογικό OFDM σήμα του 1024_DPSK συστήματος στην έξοδο του πομπού.

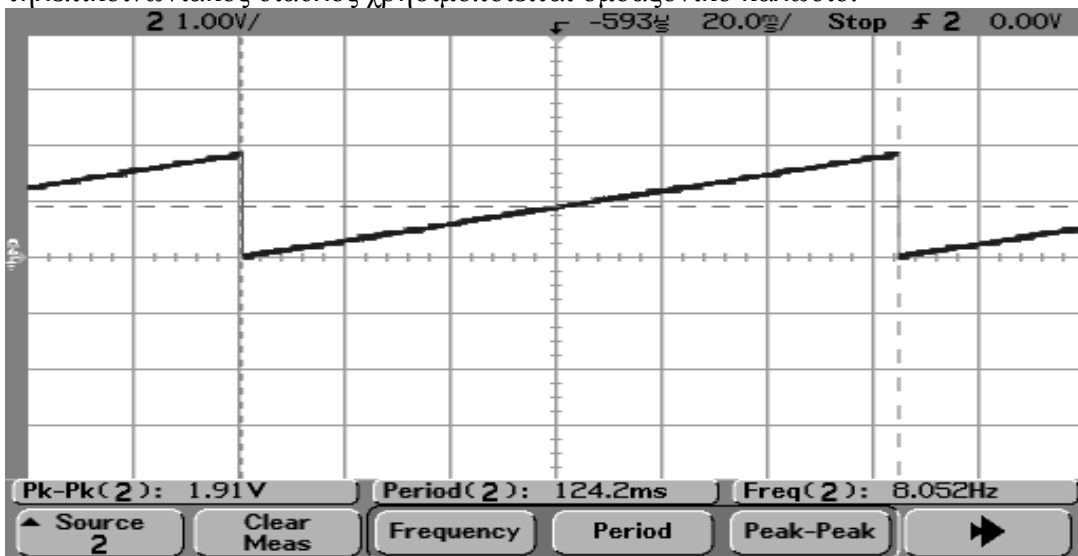
Προκειμένου να επαληθεύσουμε την ορθή λειτουργία του OFDM συστήματος, παρουσιάζουμε δύο χαρακτηριστικά μεγέθη αξιολόγησης του συστήματος, το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων και τον ρυθμό λαθών (BER). Στο σχ. 9.4.2 απεικονίζεται η έξοδος του δέκτη όταν ο πομπό αποστέλλει μια αλληλουχία από εναλλασσόμενα ψηφία 1 και 0.



Σχήμα 9.4.2. Ρυθμός μετάδοσης για ομοαξονικό κανάλι.

Όπως προείπαμε η διάρκεια κάθε ψηφίου μιας τέτοιας αλληλουχίας στην έξοδο του δέκτη υποδηλώνει το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων του συστήματος. Από το σχ. 9.4.2 επαληθεύουμε ότι ο ρυθμός μετάδοσης του 1024_DPSK συστήματος είναι 7.57Mbps, κοντά στην αναμενόμενη τιμή των 7.52Mbps.

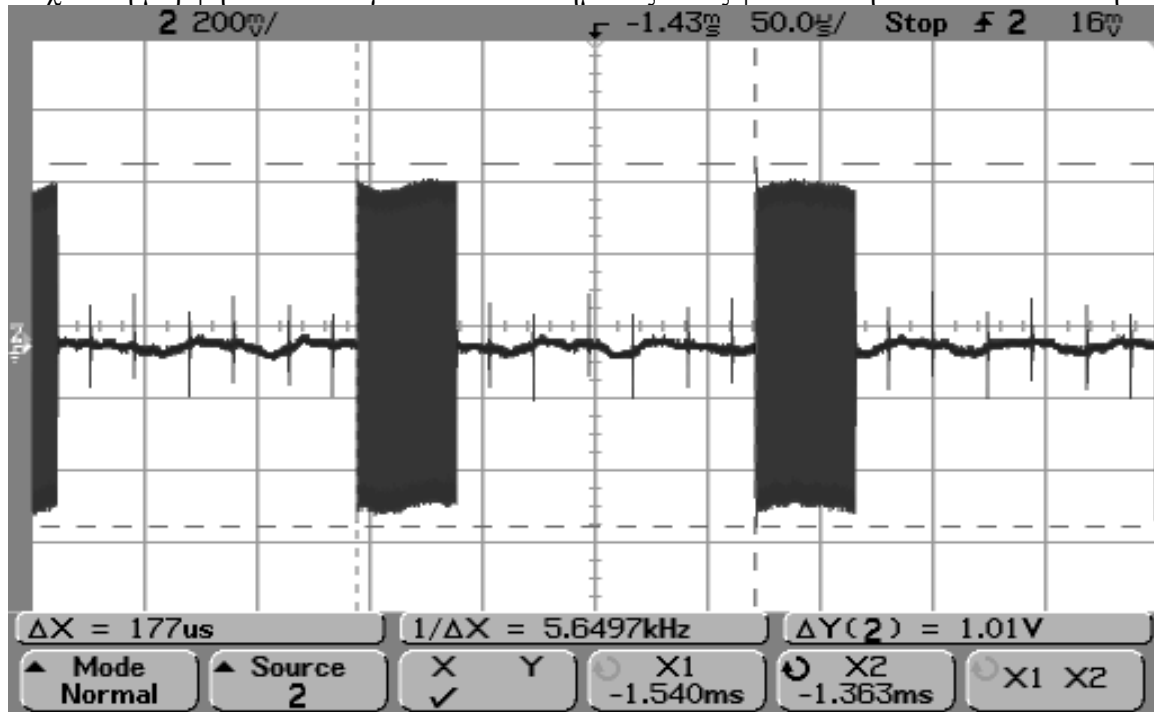
Το σχ. 9.4.3 παρουσιάζει την τιμή του μετρητή BER πάντα για την περίπτωση όπου ως τηλεπικοινωνιακός διάυλος χρησιμοποιείται ομοαξονικό καλώδιο.



Σχήμα 9.4.3. Μετρητής BER για ομοαξονικό κανάλι.

Στην δεδομένη αρχιτεκτονική, η τιμή του μετρητή κυμαίνεται από 0 ως 930300 και στη συνέχεια επανεκκινεί. Η τιμή 930300 αντιστοιχεί στα ψηφία που αποστέλλονται από 700 πλαίσια, εφόσον κάθε πλαίσιο αποστέλλει 1329 ψηφία πληροφορίας. Η τιμή 124.2ms του σχ. 9.4.3 σημαίνει ότι ο δέκτης αναγνώρισε 930300 ψηφία στο χρονικό αυτό διάστημα. Σε χρόνο 124.2ms ο πομπός στέλνει 702 πλαίσια, δηλαδή 932958 ψηφία, εφόσον αποστέλλει ένα πλαίσιο ανά 177μs. Άρα ο δέκτης αναγνωρίζει σωστά 930300 ψηφία σε σύνολο 932958, δηλαδή ποσοστό 99.7%. Άρα το ποσοστό λαθών (BER) είναι 0.3%, τιμή που αποδίδεται κυρίως στις μικρές απώλειες πλαισίων που παρουσιάζει ο δέκτης.

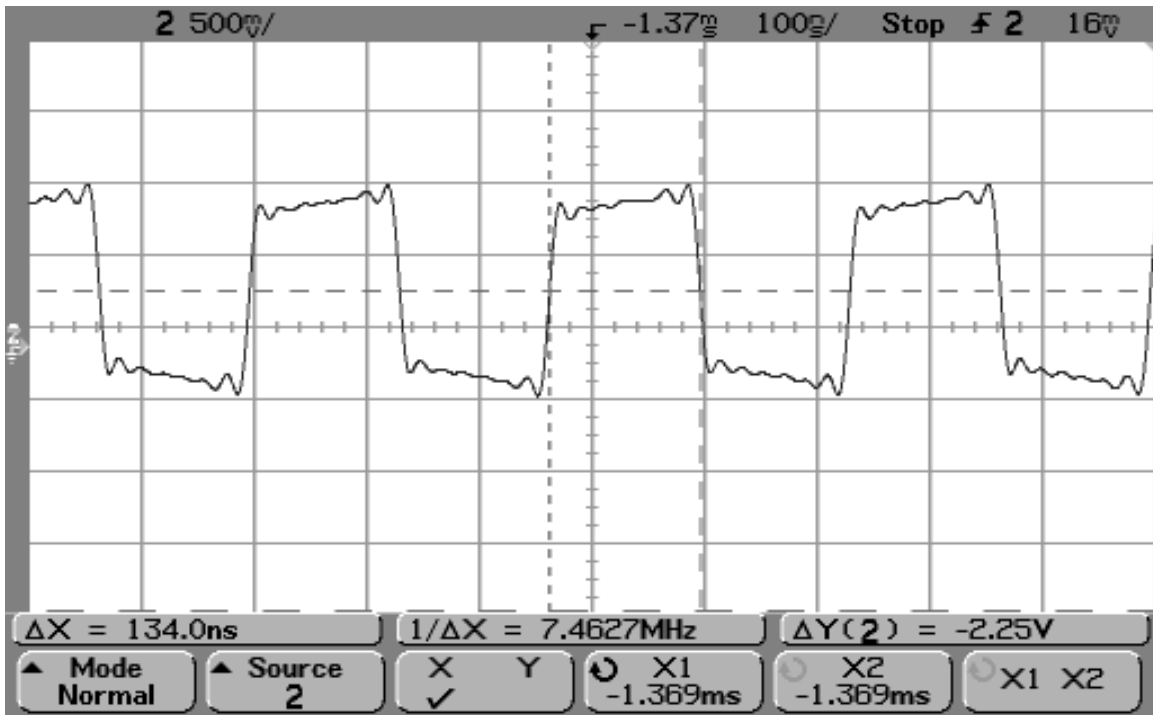
Στη συνέχεια η επίδοση του 1024_DPSK συστήματος δοκιμάζεται στο πραγματικό ηλεκτρικό δίκτυο του σχ. 9.2.4. Πομπός και δέκτης απέχουν απόσταση 5m. Το σχ. 9.4.4 δείχνει τη μορφή του αναλογικού OFDM σήματος όπως φτάνει στην είσοδο του δέκτη.



Σχήμα 9.4.4. Αναλογικό σήμα του 1024_DPSK συστήματος στην είσοδο του δέκτη για το PLC κανάλι.

Η από κορυφή σε κορυφή τιμή του αναλογικού OFDM σήματος στην είσοδο του δέκτη είναι 1.01V. Δεδομένου ότι το επίπεδο θορύβου έχει προσδιορισθεί στα 400mV p-p, ο σηματοθορυβικός λόγος (SNR) στην είσοδο του δέκτη εκτιμάται στα μόλις 8dB.

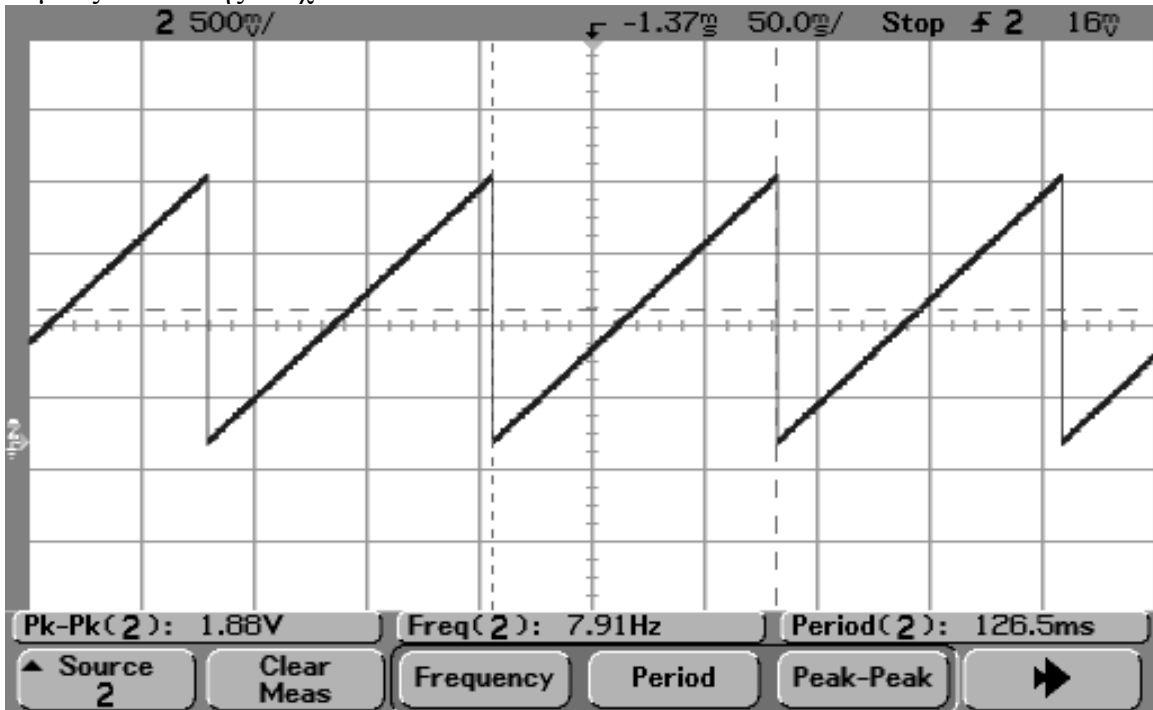
Το σχ. 9.4.5 παρουσιάζει την έξοδο του δέκτη για την περίπτωση που ο πομπός αποστέλλει μια αλληλουχία ψηφίων πληροφορίας από bit 1 και 0 εναλλάξ.



Σχήμα 9.4.5. Ρυθμός μετάδοσης για PLC κανάλι.

Από το σχ. 9.4.5 επαληθεύουμε ότι ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων και στο PLC κανάλι είναι περίπου 7.5Mbps, 7.46Mbps για την ακρίβεια.

Το σχ. 9.4.6 απεικονίζει τον μετρητή BER για την περίπτωση του PLC καναλιού όπου πομπός και δέκτης απέχουν κατά 5m.



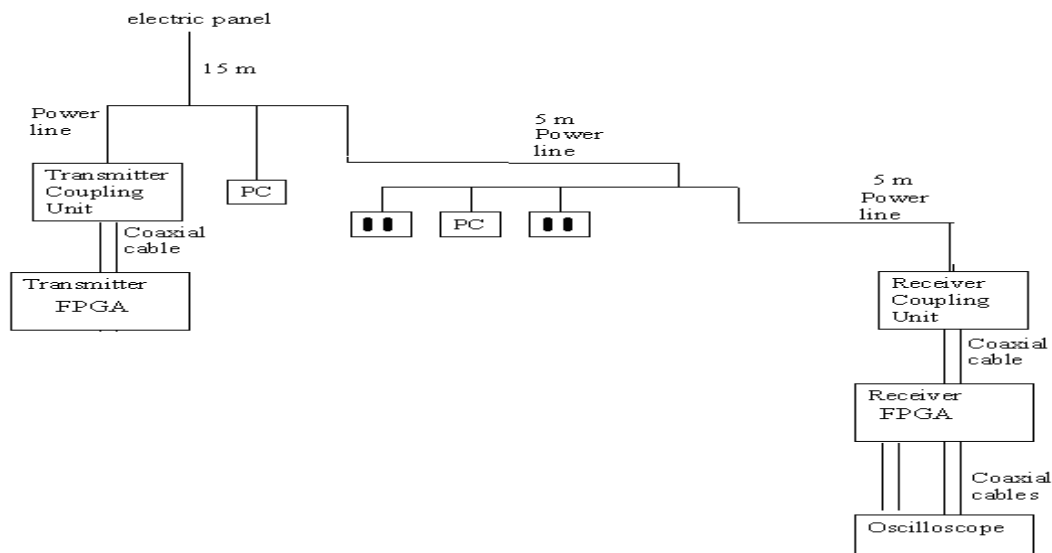
Σχήμα 9.4.6. Μετρητής BER για PLC κανάλι.

Από το σχ. 9.4.6 συνάγουμε ότι ο δέκτης αναγνωρίζει 930300 ορθά ψηφία σε χρόνο 126.5ms. Δοθέντος ότι ο πομπός αποστέλλει πλαίσια ανά 177μs, σε χρόνο 126.5ms ο πομπός έχει στείλει 714 πλαίσια των 1329 ψηφίων, δηλαδή 948906 ψηφία συνολικά. Επομένως ο δέκτης αναγνώρισε ως ορθά τα 930300 ψηφία σε σύνολο 948906, δηλαδή ποσοστό 98.0%. Άρα ο ρυθμός λαθών για το 1024_DPSK OFDM σύστημα στο PLC κανάλι είναι μόλις 2.0%.

9.5 Λειτουργία OFDM Συστημάτων σε άλλες τοπολογίες δικτύου

Στην παρούσα ενότητα δοκιμάζουμε κάθε μια από τις παραλλαγές του PLC συστήματος (16_BPSK, 1024_BPSK, 1024_DPSK) σε διαφορετικές τοπολογίες του οικιακού ηλεκτρικού δικτύου. Στόχος μας είναι να αξιολογήσουμε τις επιδόσεις κάθε ενός από τα 3 OFDM συστήματα κάτω από διαφορετικές συνθήκες εξασθένησης και διαύλου. Στις νέες τοπολογίες πομπός και δέκτης απέχουν απόσταση μεγαλύτερη από ότι στην αρχική τοπολογία (σχ. 9.2.4), όπου πομπός και δέκτης απέχουν απόσταση 5m. Κατά αυτό τον τρόπο επιδιώκουμε να αποκτήσουμε μια αίσθηση για την εμβέλεια των PLC συστημάτων δηλαδή τη μέγιστη δυνατή απόσταση ανάμεσα σε πομπό και δέκτη, κάτω από τις δεδομένες συνθήκες εκπεμπόμενης ισχύος. Υπενθυμίζουμε ότι ο πομπός μπορεί να εκπέμψει σήμα μέγιστου πλάτους περίπου 2V. Για κάθε νέα τοπολογία οικιακής ηλεκτρικής εγκατάστασης θα αξιολογήσουμε κάθε ένα από τα τρία PLC συστήματα (16_BPSK, 1024_BPSK, 1024_DPSK) ως προς δύο βασικές παραμέτρους, το ρυθμό μετάδοσης ψηφιακής πληροφορίας και το ρυθμός λαθών BER.

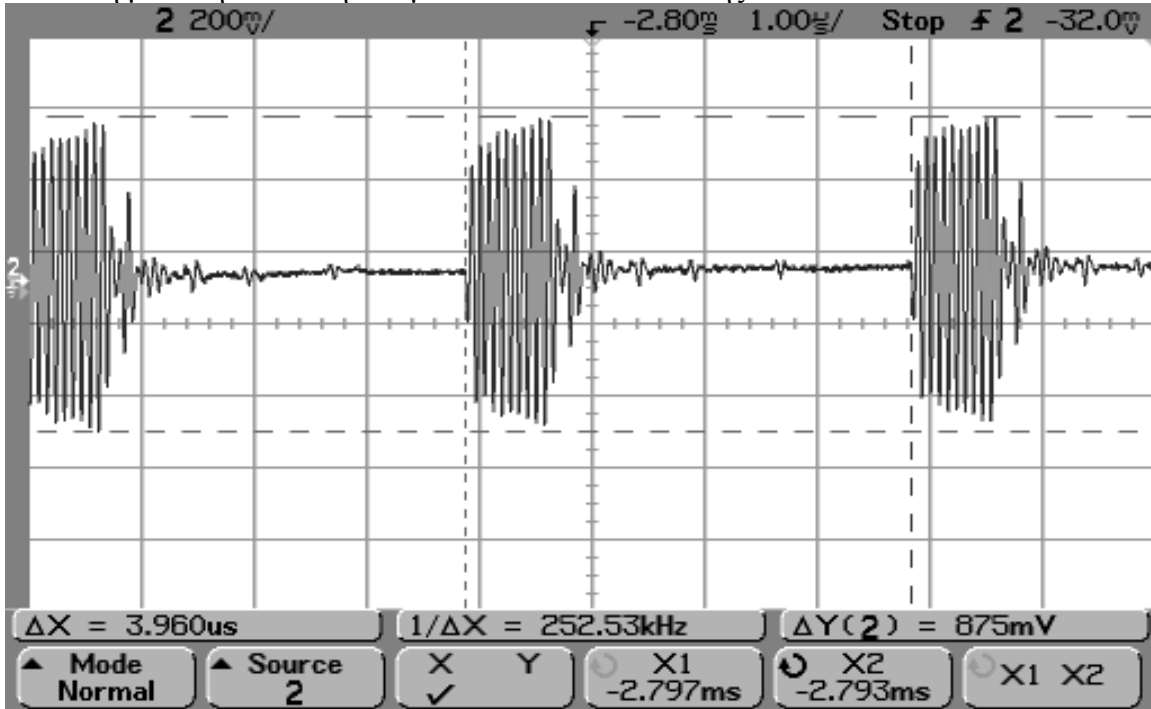
Η δεύτερη τοπολογία του δικτύου τάσης όπου θα δοκιμάσουμε τα PLC συστήματα απεικονίζεται στο σχ. 9.5.1.



Σχήμα 9.5.1. Τοπολογία PLC δικτύου 10m απόστασης πομπού – δέκτη.

Η νέα τοπολογία έχει πολλές ομοιότητες με την αρχική τοπολογία δικτύου (σχ. 9.2.4). Η βασική διαφοροποίηση έγκειται στο σημείο σύνδεσης του δέκτη (προσαρμοστικής διάταξης δέκτη) στο ηλεκτρικό δίκτυο. Στη νέα τοπολογία, ανάμεσα στο αρχικό σημείο διασύνδεσης και στο νέο παρεμβάλλεται γραμμή τάσης μήκους 5m. Επομένως στη νέα τοπολογία δικτύου η συνολική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη επεκτείνεται στα 10m.

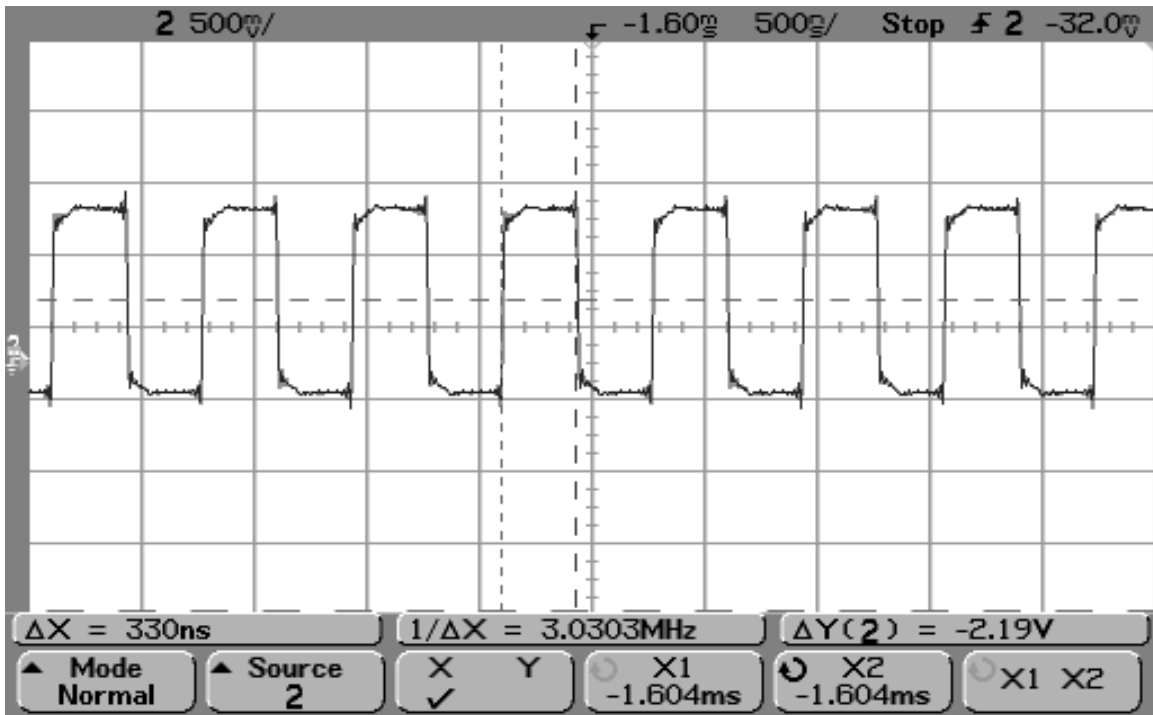
Αρχικά αξιολογούμε τις επιδόσεις του 16_BPSK OFDM συστήματος. Το σχ. 9.5.2 παρουσιάζει τη μορφή του αναλογικού OFDM σήματος, έτσι όπως φτάνει στην είσοδο του δέκτη μετά τη διέλευσή του μέσα από το δίκτυο τάσης.



Σχήμα 9.5.2. Αναλογικό σήμα του 16_BPSK συστήματος στην είσοδο του δέκτη για την PLC τοπολογία των 10m.

Παρατηρούμε ότι η μέγιστη τιμή του σήματος στην είσοδο του δέκτη είναι 875mV p-p. Δεδομένου ότι το επίπεδο θορύβου έχει προσδιοριστεί στα 400mV p-p, ο σηματοθορυβικός λόγος (SNR) στην είσοδο του δέκτη υπολογίζεται στα 6.8dB.

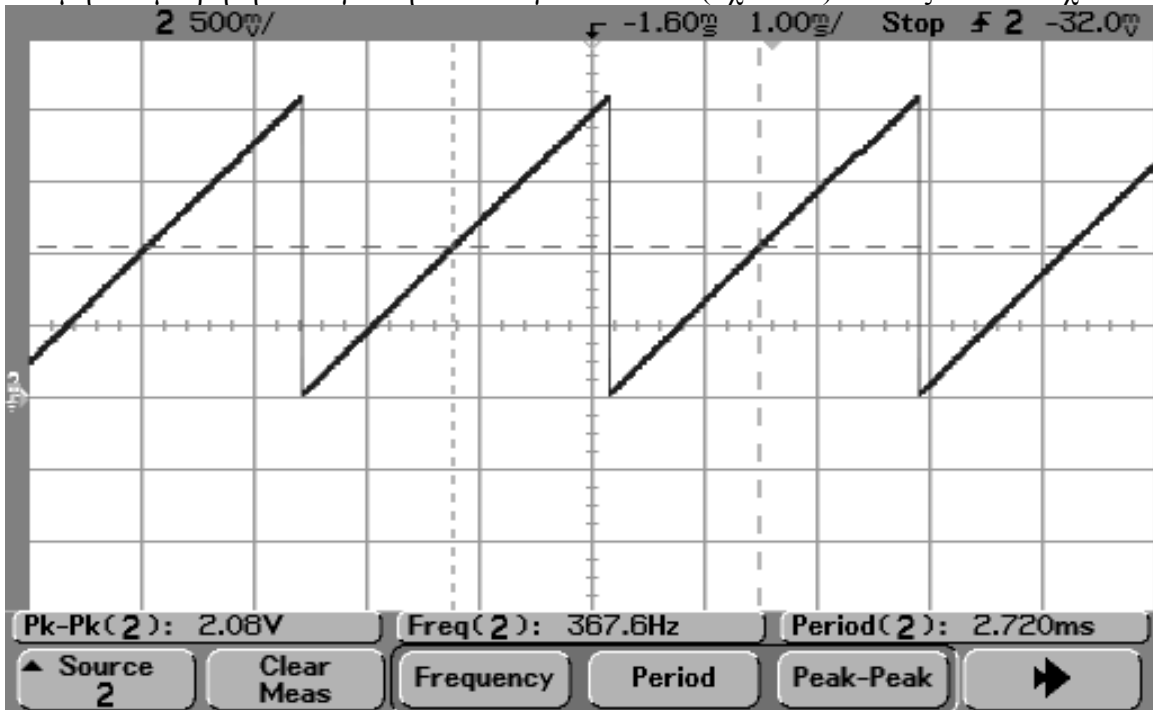
Το σχ. 9.5.3 απεικονίζει το αποδιαμορφωμένο σήμα στην έξοδο του δέκτη για την περίπτωση που ο πομπός αποστέλλει ένα συρμό ψηφίων πληροφορίας από 1 και 0 εναλλάξ.



Σχήμα 9.5.3. Ρυθμός μετάδοσης του 16_QPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 10m.

Σύμφωνα με τα προαναφερθέντα, από το σχ. 9.5.3 επιβεβαιώνουμε ότι ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων στο PLC κανάλι της τοπολογίας των 10m είναι 3.03Mbps .

Η τιμή του μετρητή BER για την τοπολογία των 10m (σχ. 9.5.1) εικονίζεται στο σχ. 9.5.4.

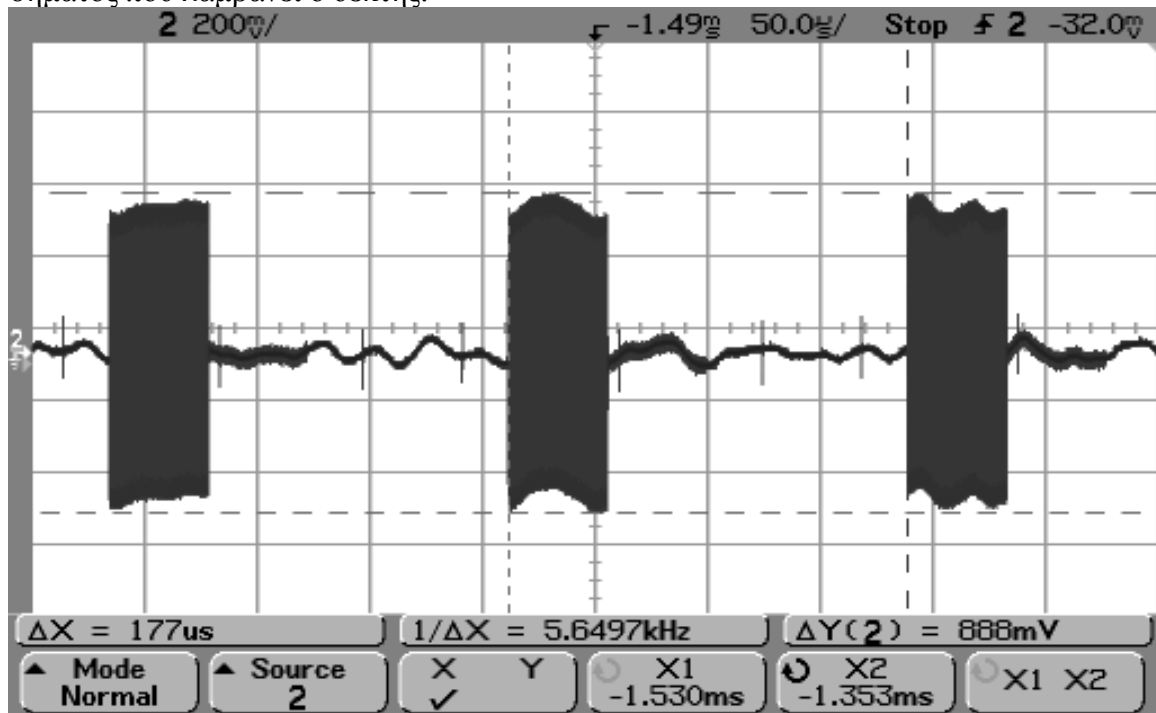


Σχήμα 9.5.4. Μετρητής BER του 16_QPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 10m.

Η τιμή του μετρητή BER για την 16_BPSK αρχιτεκτονική αυξάνεται από 0 ως 8190 κάθε φορά που ο δέκτης ανακτά ορθά ένα ψηφίο πληροφορίας. Σε χρόνο 2.72ms ο πομπός έχει εκπέμψει 686 πλαίσια των 12 bits, εφόσον εκπέμπεται ένα πλαίσιο ανά 3.96μs .

Δηλαδή ο δέκτης αναγνωρίζει 8190 ορθά bits σε σύνολο $686 \times 12 = 8232$ bits, δηλαδή ποσοστό 99.4%. Επομένως το ποσοστό λαθών BER του 16_BPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 10m είναι 0.6%.

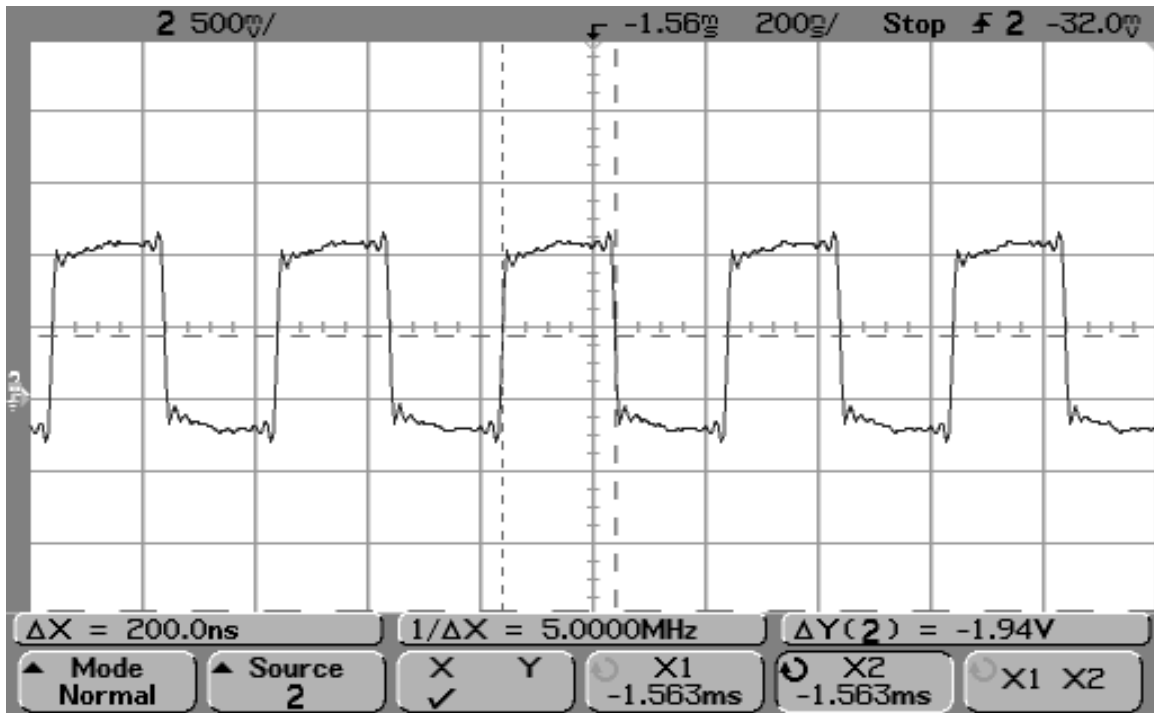
Στη συνέχεια αξιολογούμε τις επιδόσεις του 1024_BPSK συστήματος στην τοπολογία των 10m του σχ. 9.5.1. Καταρχήν, το σχ. 9.5.5 δείχνει τη μορφή του αναλογικού OFDM σήματος που λαμβάνει ο δέκτης.



Σχήμα 9.5.5. Αναλογικό σήμα του 1024_BPSK συστήματος στην είσοδο του δέκτη για την PLC τοπολογία των 10m.

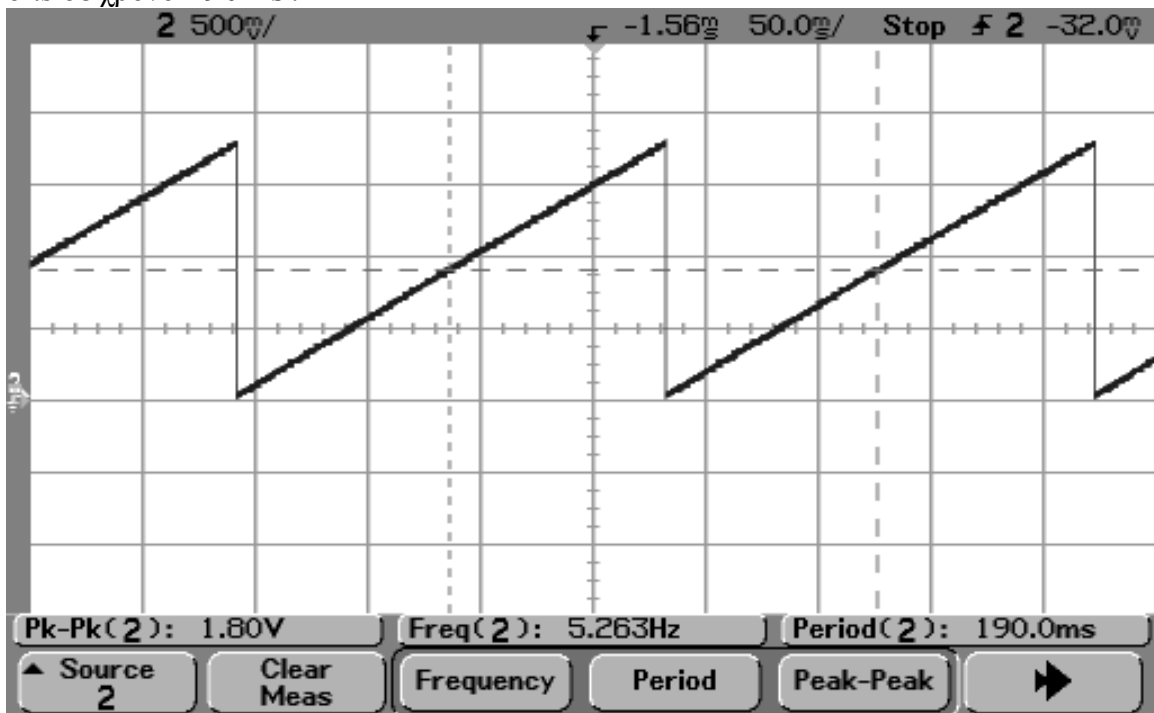
Η τιμή του σήματος στην είσοδο του δέκτη είναι 888mV p-p, άρα ο σηματοθορυβικός λόγος υπολογίζεται στα 6.9dB.

Το σχ. 9.5.6 επαληθεύει το ρυθμό μετάδοσης των 5.01Mbps στην έξοδο του δέκτη. Τη δεδομένη έξοδο λαμβάνουμε όταν ο πομπός εκπέμπει την αλληλουχία ψηφίων πληροφορίας 10101010....



Σχήμα 9.5.6. Ρυθμός μετάδοσης του 1024_BPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 10m.

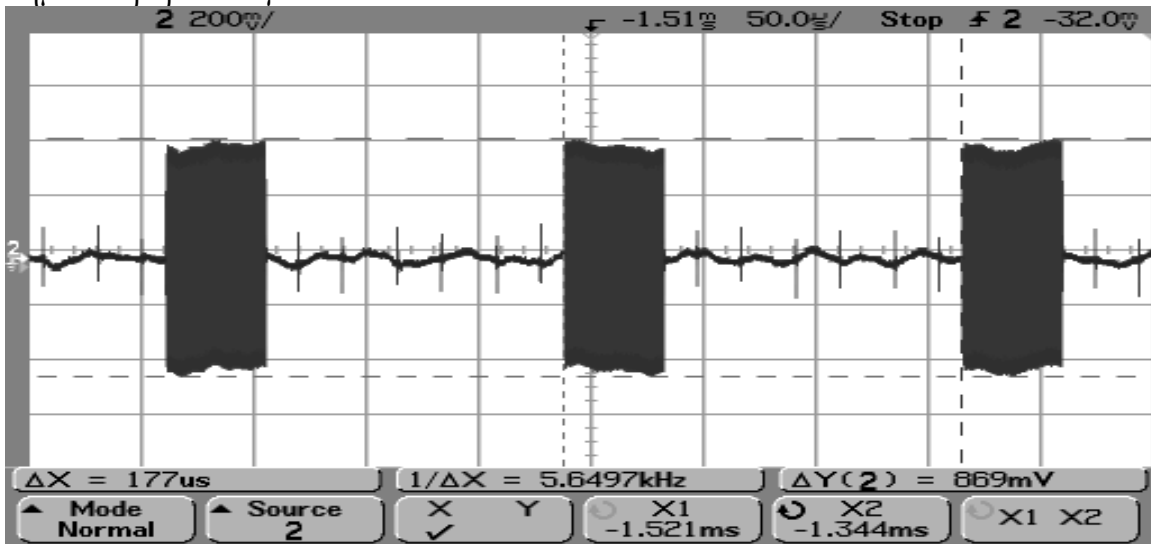
Το σχ. 9.5.7 παρουσιάζει την διακύμανση της τιμής του μετρητή BER από την ελάχιστη τιμή 0 ως την μέγιστη 886000. Ο μετρητής αυξάνει κάθε φορά που ο δέκτης ανιχνεύει ορθά ένα ψηφίο πληροφορίας. Το σχ. 9.5.7 δηλώνει ότι ο δέκτης ανακτά 886000 ορθά bits σε χρόνο 190ms.



Σχήμα 9.5.7. Μετρητής BER του 1024_BPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 10m.

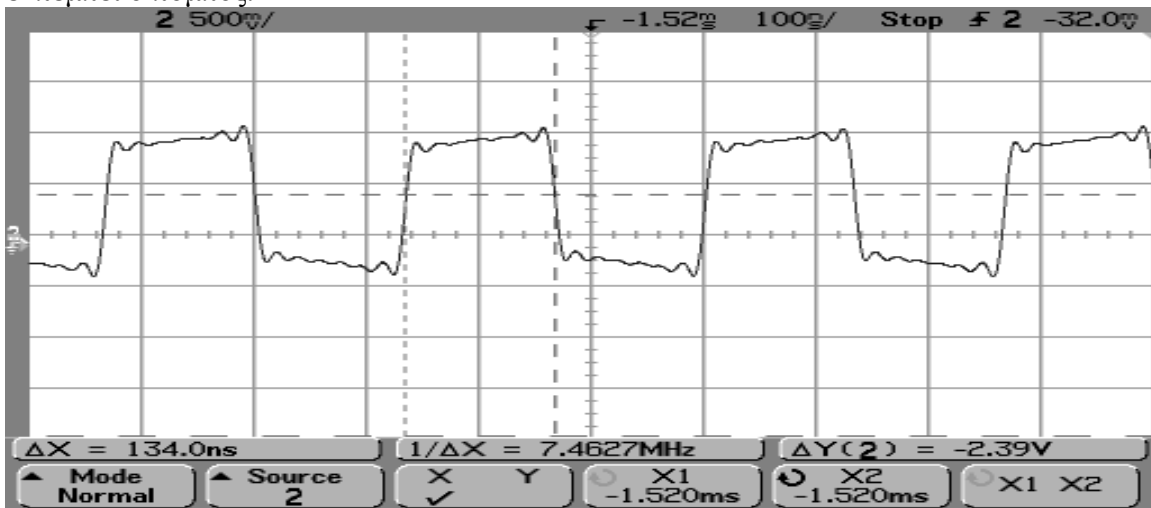
Στο χρόνο αυτό ο πομπός έχει εκπέμψει 1073 πλαίσια των 886 bits έκαστο, εφόσον η χρονική απόσταση διαδοχικών πλαισίων είναι 177μs. Άρα ο δέκτης αναγνωρίζει 886000 ορθά bits σε σύνολο $1073 \times 886 = 950678$ bits, δηλαδή ποσοστό 93.2%. Επομένως το ποσοστό λαθών του 1024_BPSK συστήματος για την τοπολογία των 10m είναι 6.8%.

Ολοκληρώνοντας τη μελέτη της τοπολογίας του PLC δικτύου όπου πομπός και δέκτης απέχουν κατά 10m, παρουσιάζουμε τις επιδόσεις του 1024_DPSK συστήματος. Το σχ. 9.5.8 δείχνει την μορφή του αναλογικού OFDM σήματος στην είσοδο του δέκτη. Η τιμή του σήματος στην είσοδο του δέκτη είναι 869mV p-p, που αντιστοιχεί σε σηματοθορυβικό λόγο 6.7dB.



Σχήμα 9.5.8. Αναλογικό σήμα του 1024_DPSK συστήματος στην είσοδο του δέκτη για την PLC τοπολογία των 10m.

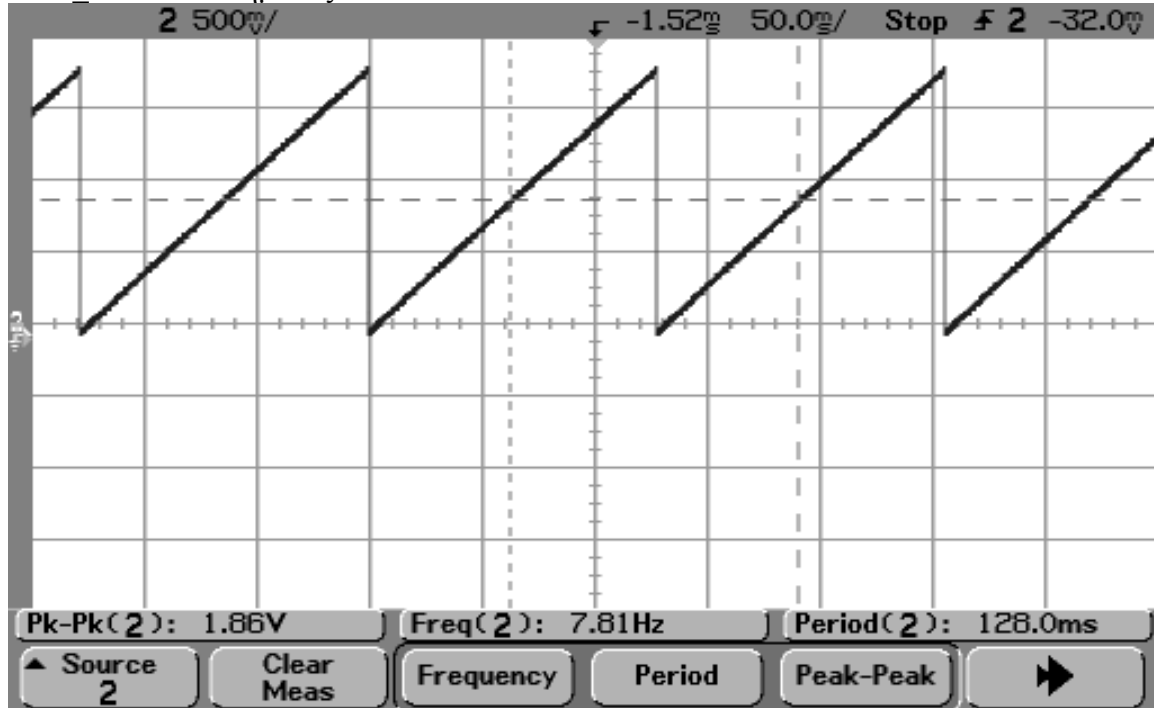
Ο ρυθμός μετάδοσης του 1024_DPSK συστήματος προσδιορίζεται εύκολα στο σχ. 9.5.9 όπου παρουσιάζεται η έξοδος του δέκτη για μια αλληλουχία ψηφίων 10101010... που εκπέμπει ο πομπός.



Σχήμα 9.5.9. Ρυθμός μετάδοσης του 1024_DPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 10m.

Επαληθεύεται ότι ο ρυθμός μετάδοσης του συστήματος είναι περίπου 7.5Mbps.

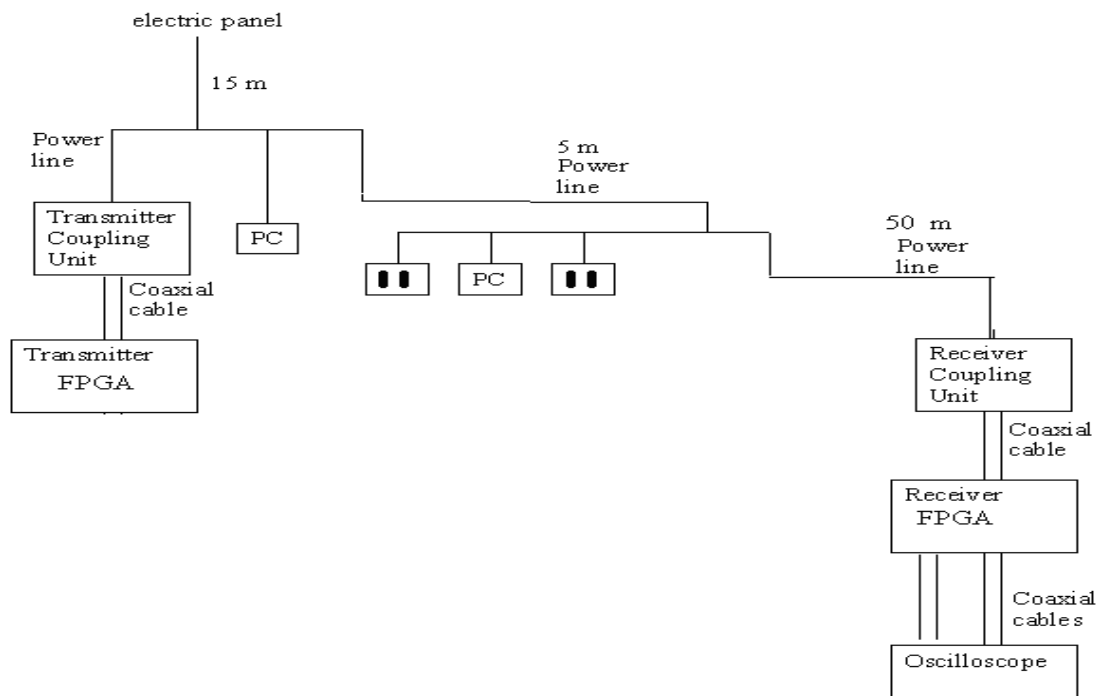
Το σχ. 9.5.10 παρουσιάζει την περιοδικότητα της μεταβολής του μετρητή BER του 1024_DPSK συστήματος.



Σχήμα 9.5.10. Μετρητής BER του 1024_DPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 10m.

Από το σχ. 9.5.10 συμπεραίνουμε ότι ο δέκτης καταμετρά 930300 ορθά πλαίσια σε χρόνο 128ms. Στο χρόνο αυτό ο πομπός έχει εκπέμψει 723 πλαίσια των 1329 ψηφίων πληροφορίας το καθένα, εφόσον ο πομπός αποστέλλει πλαίσια ανά 177μs. Αυτό σημαίνει ότι ο δέκτης ανέκτησε 930300 ορθά bits σε σύνολο $723 \times 1329 = 960867$ bits, δηλαδή ποσοστό 96.9%. Επομένως το ποσοστό λαθών (BER) του 1024_DPSK συστήματος στην τοπολογία των 10m του οικιακού ηλεκτρικού δικτύου εκτιμάται στο 3.1%.

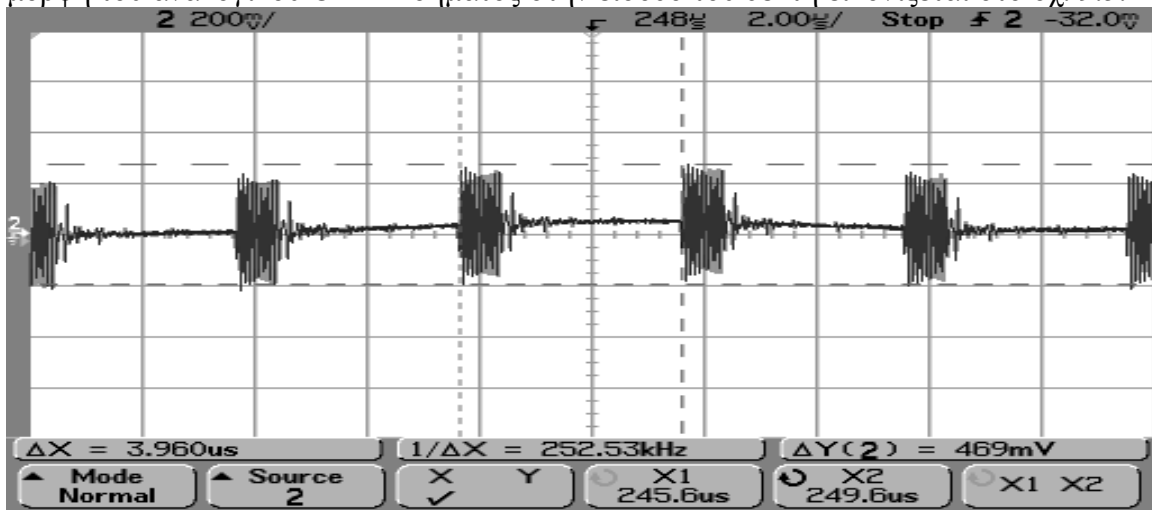
Η τρίτη τοπολογία ηλεκτρικού δικτύου με την οποία θα πειραματιστούμε εικονίζεται στο σχ. 9.5.11.



Σχήμα 9.5.11. Τοπολογία του PLC δικτύου όπου πομπός – δέκτης απέχουν 55m.

Η νέα τοπολογία έχει επίσης πολλές ομοιότητες με την αρχική τοπολογία του σχ. 9.2.4. Η διαφοροποίηση εντοπίζεται εκ νέου στο σημείο της σύνδεσης του δέκτη στο δίκτυο. Πλέον μεταξύ του αρχικού σημείου σύνδεσης και του νέου παρεμβάλλεται γραμμή τάσης μήκους 50m. Τώρα η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ανέρχεται στα 55m. Άρα η συντομότερη διαδρομή που μπορεί να διανύσει το τηλεπικοινωνιακό σήμα από τον πομπό στον δέκτη είναι 55m.

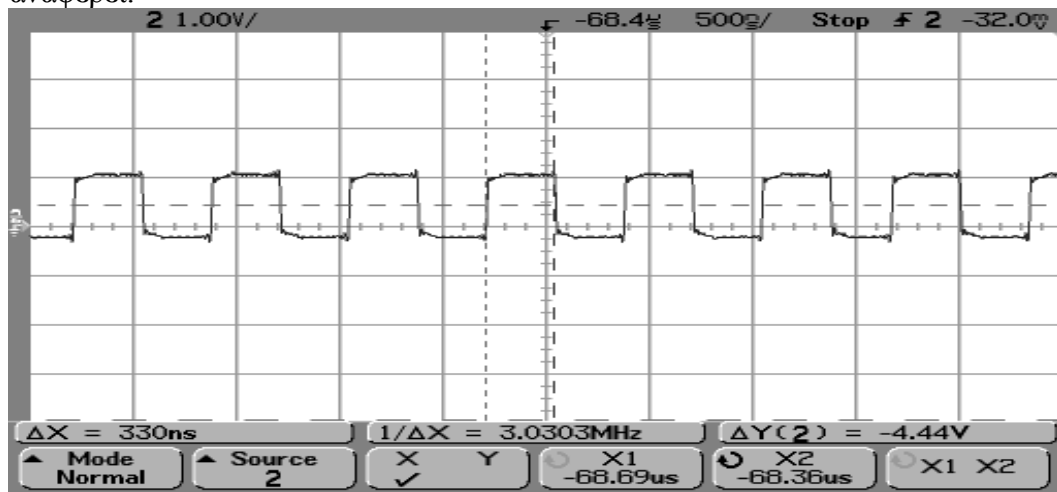
Σε πρώτη φάση αξιολογούμε το 16_BPSK OFDM σύστημα στην νέα τοπολογία. Η μορφή του αναλογικού OFDM σήματος στην είσοδο του δέκτη εικονίζεται στο σχ. 9.5.12.



Σχήμα 9.5.12. Αναλογικό σήμα του 16_BPSK συστήματος στην είσοδο του δέκτη για την PLC τοπολογία των 55m.

Το αναλογικό σήμα μετά τη διέλευσή του από τη νέα τοπολογία είναι σαφώς πιο εξασθενημένο σε σύγκριση με τις προηγούμενες τοπολογίες. Όπως φαίνεται στο σχ. 9.5.12, η τιμή του ανέρχεται μόλις στα 469mV p-p. Δοθέντος ότι το επίπεδο θορύβου προσδιορίζεται στα 400mV p-p, μιλάμε για ένα σηματοθορυβικό λόγο (SNR) περί τα 1.38dB στην είσοδο του δέκτη.

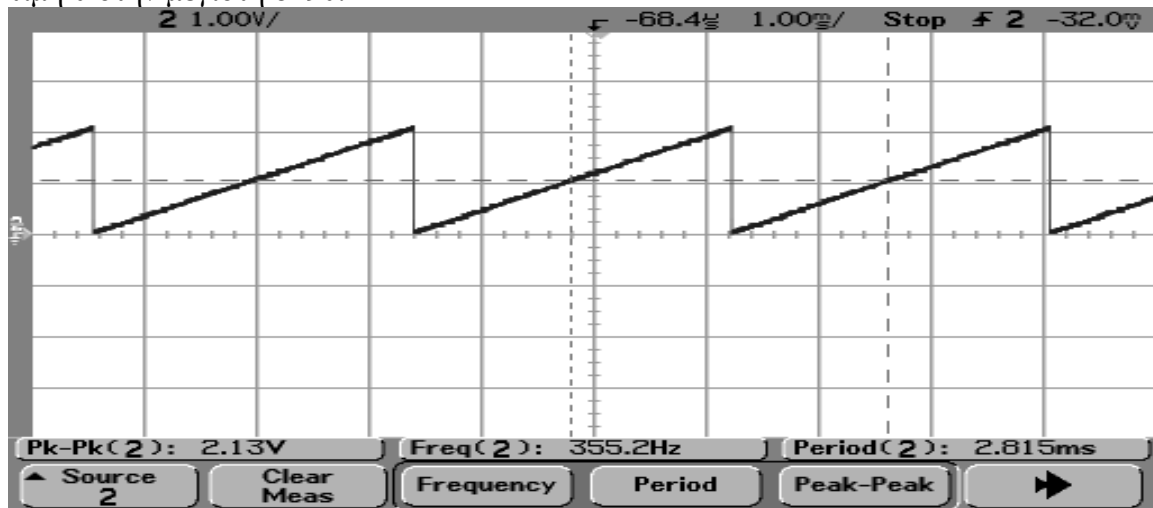
Το σχ. 9.5.13 παρουσιάζει την έξοδο του δέκτη όταν ο πομπός στέλνει μια ακολουθία δεδομένων από εναλλασσόμενες τιμές ψηφίων 1 και 0. Η αλληλουχία αυτή βοηθάει στην επιβεβαίωση του ρυθμού μετάδοσης ψηφίων πληροφορίας του συστήματος, όπως έχουμε αναφέρει.



Σχήμα 9.5.13. Ρυθμός μετάδοσης του 16_BPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 55m.

Πράγματι, από το σχ. 9.5.13 επαληθεύεται ότι ο ρυθμός μετάδοσης του 16_BPSK συστήματος στην PLC τοπολογία των 55m είναι 3.03Mbps .

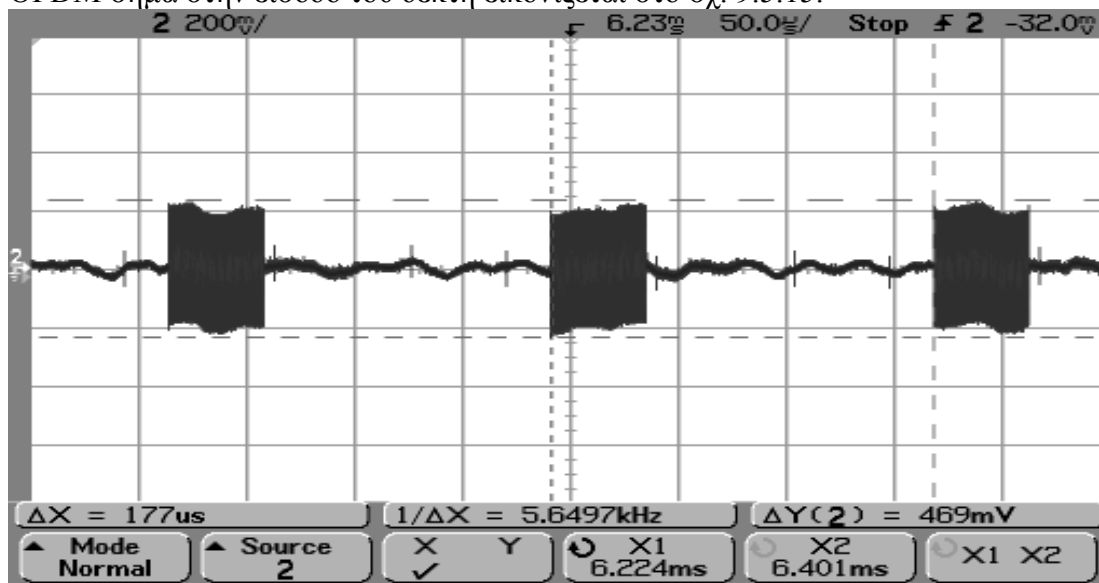
Το σχ. 9.5.14 απεικονίζει την περίοδο μεταβολής του μετρητή BER από την ελάχιστη τιμή 0 στην μέγιστη 8190.



Σχήμα 9.5.14. Μετρητής BER του 16_BPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 55m.

Από το σχ. 9.5.14 προσδιορίζουμε την περίοδο μεταβολής του μετρητή BER στα 2.815ms . Στο χρόνο αυτό ο πομπός εκπέμπει προς τον δέκτη 710 πλαίσια των 12 bits, δηλαδή συνολικά 8520 bits. Με άλλα λόγια ο δέκτης ανακτά σωστά 8190 bits σε σύνολο 8520, δηλαδή ποσοστό 96.1%. Άρα ο ρυθμός λαθών (BER) του 16_BPSK συστήματος στην τοπολογία των 55m ανέρχεται σε ποσοστό 3.9%.

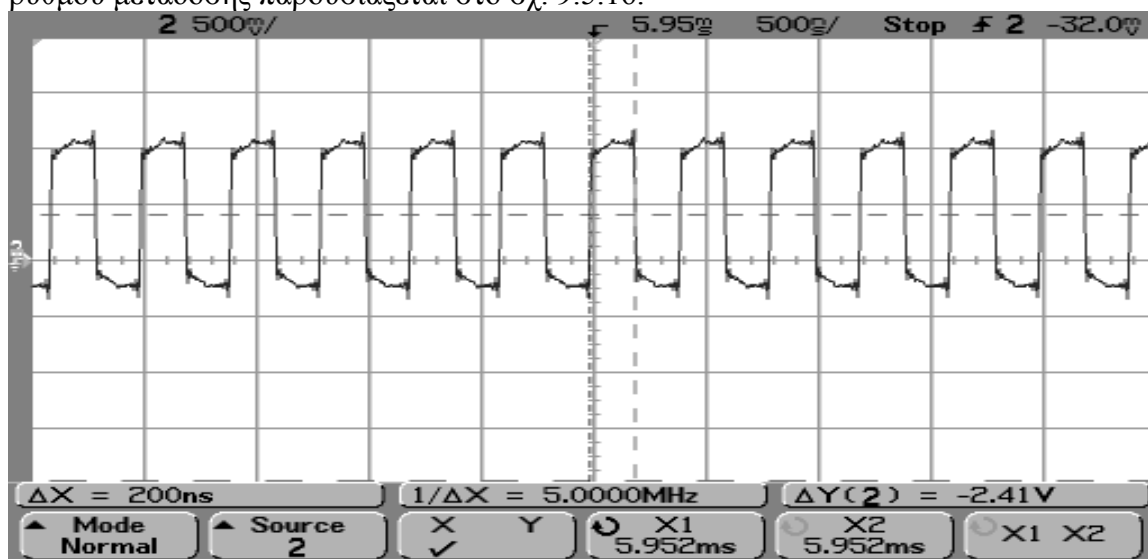
Στη συνέχεια δοκιμάζουμε το 1024_BPSK σύστημα στη νέα τοπολογία δικτύου. Το OFDM σήμα στην είσοδο του δέκτη εικονίζεται στο σχ. 9.5.15.



Σχήμα 9.5.15. Αναλογικό σήμα του 1024_BPSK συστήματος στην είσοδο του δέκτη για την PLC τοπολογία των 55m.

Η τιμή του σήματος κι εδώ είναι πολύ χαμηλή, στα 469mV p-p, τιμή που αντιστοιχεί σε σηματοθορυβικό λόγο μόλις 1.38dB.

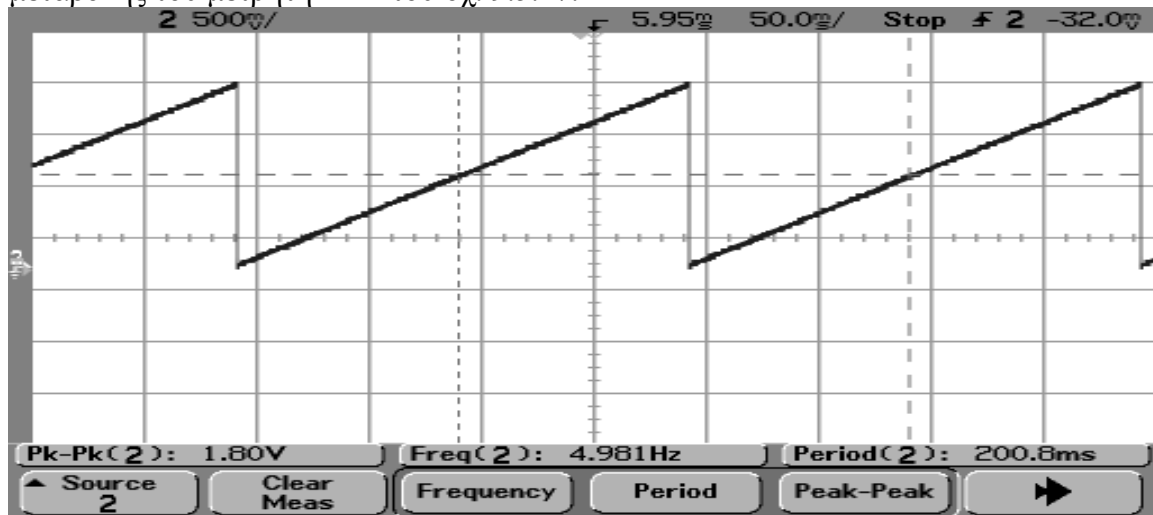
Η έξοδος του δέκτη όταν ο πομπός αποστέλλει την αλληλουχία προσδιορισμού του ρυθμού μετάδοσης παρουσιάζεται στο σχ. 9.5.16.



Σχήμα 9.5.16. Ρυθμός μετάδοσης του 1024_BPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 55m.

Από το σχ. 9.5.16 επιβεβαιώνεται ρυθμός μετάδοσης 5Mbps για το 1024_BPSK OFDM σύστημα.

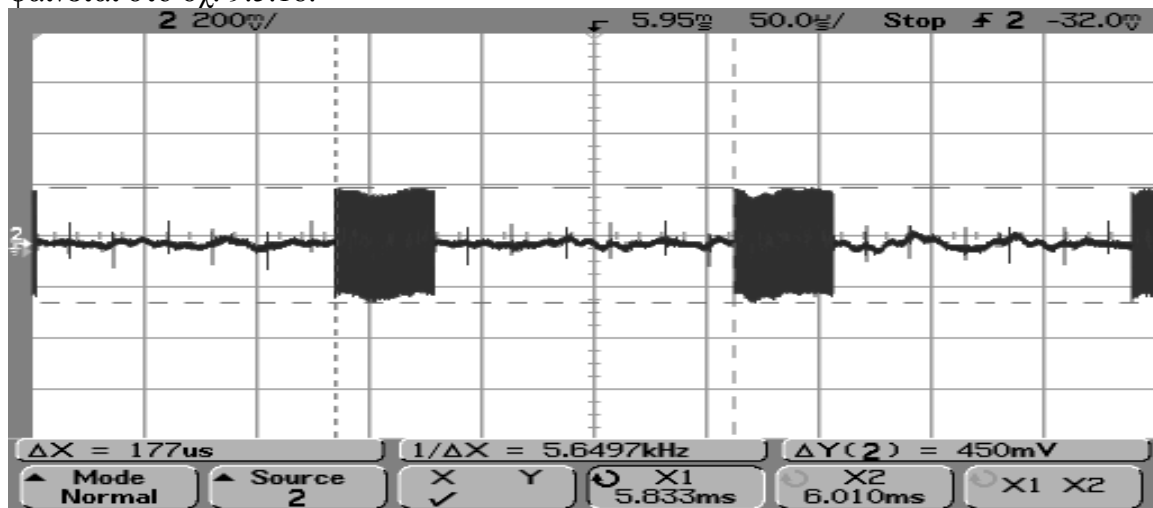
Ο ρυθμός λαθών της 1024_BPSK αρχιτεκτονικής προσδιορίζεται μέσα από την περίοδο μεταβολής του μετρητή BER του σχ. 9.5.17.



Σχήμα 9.5.17. Μετρητής BER του 1024_BPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 55m.

Η περίοδος του μετρητή υπολογίζεται στα 200.8ms . Αυτό σημαίνει ότι σε χρόνο 200.8ms ο πομπός έχει εκπέμψει 1134 πλαίσια των 886 bits, δηλαδή 1004724 bits στο σύνολο. Αντίθετα, ο δέκτης έχει λάβει στο χρόνο αυτό μόνο τα 886000 bits ορθά. Άρα το ποσοστό ορθών bits ανέρχεται σε 88.1%, που συνεπάγεται εκτόξευση του ρυθμού λαθών BER στο 11.9% για την τοπολογία των 55m του PLC δικτύου.

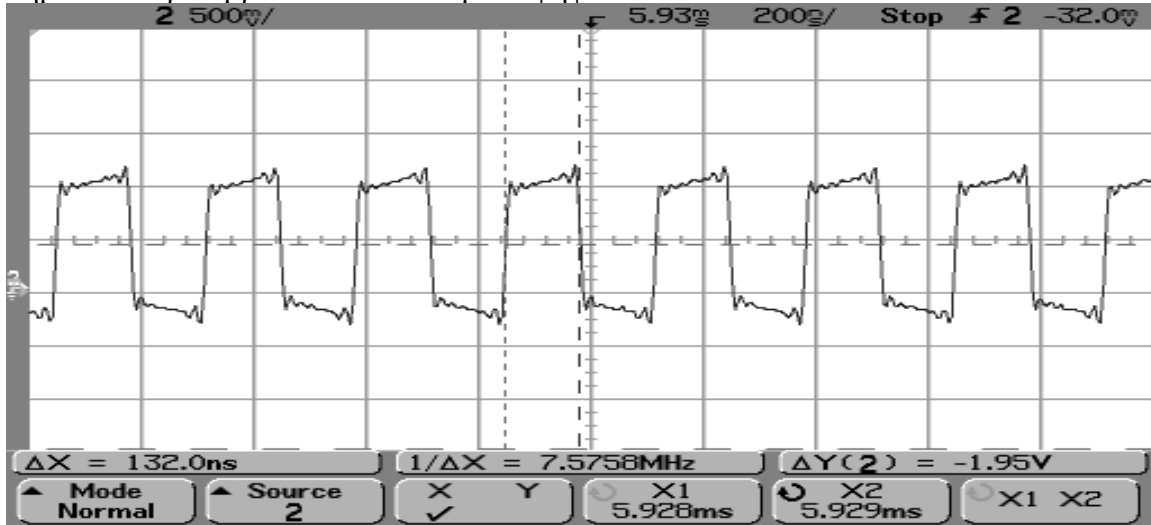
Τέλος, στην τοπολογία των 55m του σχ. 9.5.11 εξετάζουμε τις επιδόσεις του 1024_DPSK συστήματος. Η μορφή του αναλογικού σήματος στην είσοδο του δέκτη φαίνεται στο σχ. 9.5.18.



Σχήμα 9.5.18. Αναλογικό σήμα του 1024_DPSK συστήματος στην είσοδο του δέκτη για την PLC τοπολογία των 55m.

Η τιμή του σήματος στην είσοδο του δέκτη μετράται στα 450mV p-p, οπότε ο σηματοθορυβικός λόγος στην είσοδο του δέκτη υπολογίζεται στο 1dB.

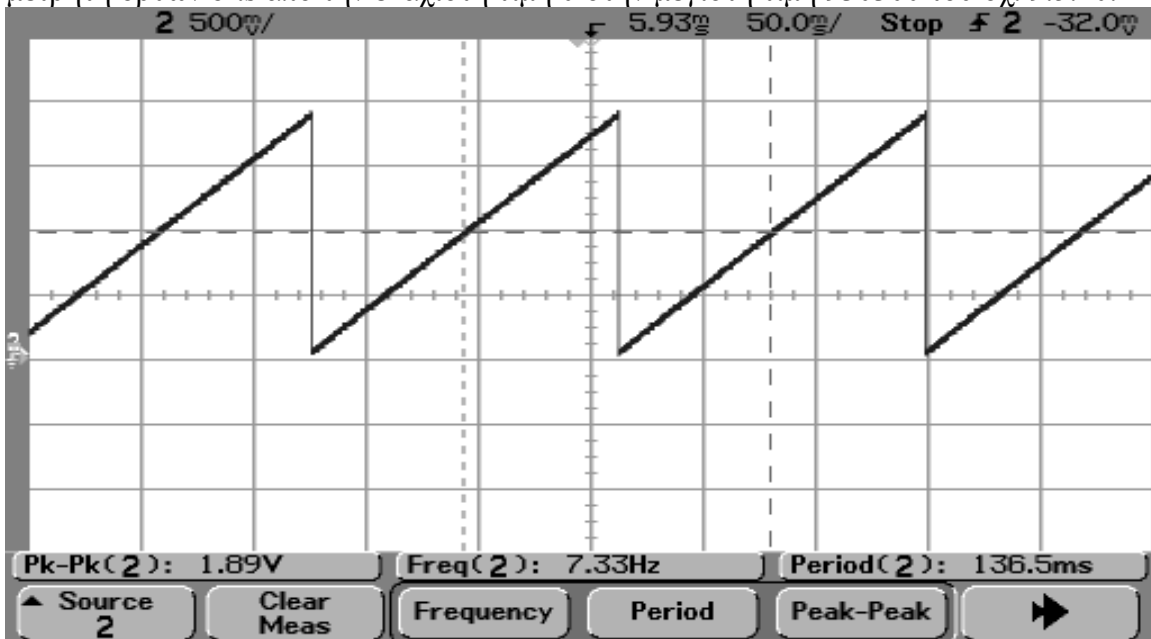
Το σχ. 9.5.19 παρουσιάζει την έξοδο του δέκτη, ο οποίος παράγει ένα αποδιαμορφωμένο σήμα που περιλαμβάνει εναλλασσόμενα ψηφία 1 και 0.



Σχήμα 9.5.19. Ρυθμός μετάδοσης του 1024_DPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 55m.

Επαληθεύεται έτσι ο ρυθμός μετάδοσης των 7.5Mbps του 1024_DPSK συστήματος και στην τοπολογία των 55m.

Ο ρυθμός λαθών του συστήματος προσδιορίζεται μέσα από τον χρόνο μεταβολής του μετρητή ορθών bits από την ελάχιστη τιμή 0 στην μέγιστη τιμή 930300 του σχ. 9.5.20.



Σχήμα 9.5.20. Μετρητής BER του 1024_DPSK συστήματος για την PLC τοπολογία των 55m.

Ο χρόνος μεταβολής του μετρητή καταγράφεται (σχ. 9.5.20) στα 136.5ms. Σε χρόνο 136.5ms ο δέκτης λαμβάνει συνολικά 771 πλαίσια των 1329 ψηφίων πληροφορίας, δηλαδή 1024659 bits. Από αυτά μόνο τα 930300 ανιχνεύθηκαν σωστά, δηλαδή ποσοστό 90.8%. Άρα το ποσοστό λαθών (BER) του 1024_DPSK συστήματος στην τοπολογία ηλεκτρικού δικτύου των 55m ανέρχεται στο 9.2%.

9.6 Συγκριτική Επίδοση OFDM Συστημάτων σε PLC Δίαυλο

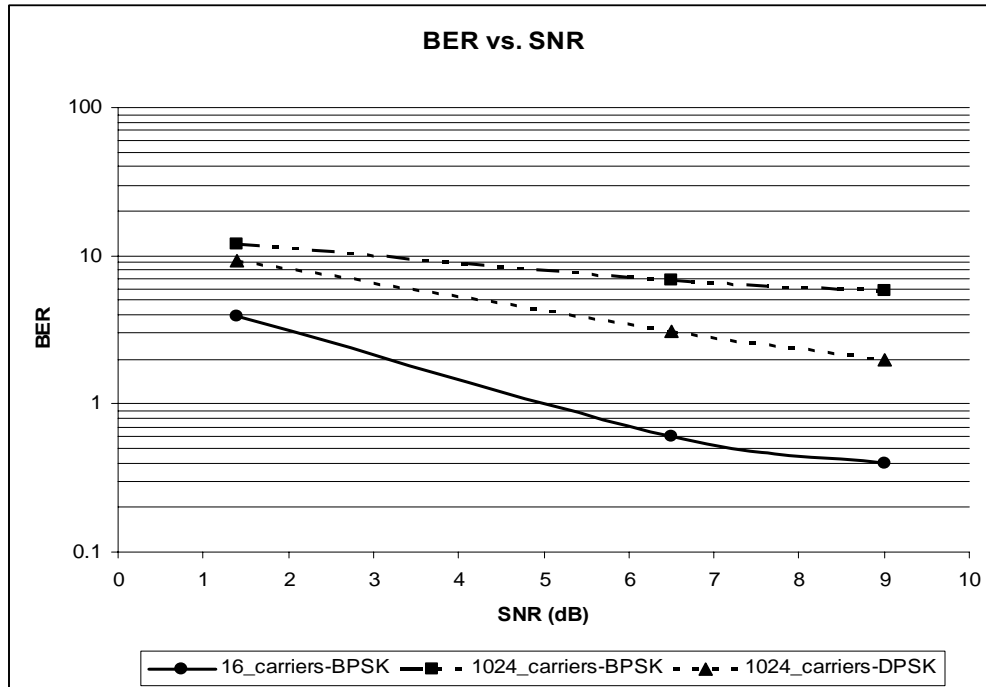
Στα προηγούμενα προσδιορίσαμε τις επιδόσεις των 3 PLC συστημάτων (16_BPSK, 1024_BPSK, 1024_DPSK) σε 3 διαφορετικές τοπολογίες του οικιακού δικτύου, όπου πομπός και δέκτης απείχαν κατά 5m, 10m, και 55m. Επαληθεύσαμε την αναμενόμενη – σύμφωνα με το σχεδιασμό των PLC συστημάτων – συμπεριφορά τους ως προς το ρυθμό μετάδοσης με το 16_BPSK σύστημα να παρουσιάζει ρυθμό μετάδοσης 3.03Mbps, το 1024_BPSK σύστημα ρυθμό μετάδοσης 5.01Mbps, και το 1024_DPSK σύστημα 7.5Mbps. Καταγράψαμε επίσης το ρυθμό λαθών που παρουσίασαν τα 3 PLC συστήματα σε κάθε μια από τις τρεις τοπολογίες που δοκιμάστηκαν. Ο πίνακας 5 συνοψίζει τα αποτελέσματα παραθέτοντας για κάθε τοπολογία το σηματοθορυβικό λόγο που μετρήθηκε στην είσοδο του δέκτη κάθε συστήματος και τον αντίστοιχο ρυθμό λαθών.

	16_BPSK		1024_BPSK		1024_DPSK	
	SNR	BER	SNR	BER	SNR	BER
5m	9dB	0.4%	8.5dB	5.8%	8dB	2.0%
10m	6.8dB	0.6%	6.9dB	6.8%	6.7dB	3.1%
55m	1.38dB	3.9%	1.38dB	11.9%	1dB	9.2%

Πίνακας 5. Ρυθμός λαθών και σηματοθορυβικός λόγος για τα υπό εξέταση PLC συστήματα σε διάφορες αποστάσεις μεταξύ πομπού – δέκτη.

Από τα αποτελέσματα του πίνακα 5 συμπεραίνουμε ότι η βέλτιστη επίδοση κάθε συστήματος ως προς τον ρυθμό λαθών λαμβάνει χώρα στην τοπολογία των 5m. Όσο μεγαλώνει η απόσταση πομπού – δέκτη ο ρυθμός λαθών σταδιακά αυξάνει. Και τα 3 PLC συστήματα παρουσιάζουν μεγαλύτερο ρυθμό λαθών στην τοπολογία των 10m σε σχέση με την τοπολογία των 5m, αλλά μικρότερο BER σε σχέση με την τοπολογία των 55m. Η συμπεριφορά αυτή είναι αναμενόμενη αφού όσο μεγαλώνει η απόσταση πομπού – δέκτη τόσο αυξάνει η εξασθένηση του τηλεπικοινωνιακού σήματος. Για του λόγου το αληθές ο σηματοθορυβικός λόγος στην είσοδο του δέκτη μειώνεται με την αύξηση της απόστασης (πίνακας 5).

Το σχ. 9.6.1 παρουσιάζει γραφικά την εξάρτηση του ρυθμού λαθών κάθε PLC συστήματος από τον σηματοθορυβικό λόγο στην είσοδο του δέκτη, όπως προκύπτει από τα πειραματικά δεδομένα [40].



Σχήμα 9.6.1. Εξάρτηση BER από τον SNR για καθένα από τα 3 PLC συστήματα.

Η συνεχής καμπύλη παρουσιάζει την επίδοση του πρώτου OFDM συστήματος που υιοθετεί 16 φέροντα και BPSK διαμόρφωση. Η διακεκομμένη με παύλα – τελεία καμπύλη παρουσιάζει την επίδοση του δεύτερου OFDM συστήματος που χρησιμοποιεί 1024 φέροντα και BPSK διαμόρφωση, ενώ η διακεκομμένη με τελείες καμπύλη την επίδοση του συστήματος των 1024 φερόντων με DPSK διαμόρφωση. Από το σχ. 9.6.1 χαρακτηριστικά αναφέρουμε ότι ο ρυθμός λαθών για σηματοθορυβικό λόγο 9dB κυμαίνεται μεταξύ 0.4% και 5.8%, ενώ για σηματοθορυβικό λόγο 6.5dB και 2.5dB, ο σηματοθορυβικός λόγος κείται στην περιοχή 0.6% - 6.8% και 3.9% - 11.9% αντιστοίχως. Είναι προφανές ότι ο ρυθμός λαθών (BER) όλων των δοκιμασθέντων OFDM αρχιτεκτονικών μειώνεται με την αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου, οπότε με την αύξηση του SNR βελτιώνεται η επίδοση όλων των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

Το σχ. 9.6.1 αποκαλύπτει επίσης ότι η αρχιτεκτονική των 16 φερόντων υπερτερεί στην συμπεριφορά της ως προς το ρυθμό λαθών έναντι του συστήματος 1024 φερόντων BPSK διαμόρφωσης και του συστήματος 1024 φερόντων DPSK διαμόρφωσης. Το κανάλι των γραμμών ηλεκτροδότησης είναι ένας αργά μεταβαλλόμενος διάυλος με επιλεκτική ως προς τη συχνότητα εξασθένηση, ενώ χαρακτηρίζεται από το φαινόμενο των πολλαπλών διοδεύσεων εξαιτίας ανακλάσεων του τηλεπικοινωνιακού σήματος σε διακλαδώσεις και μη τερματισμένες απολήξεις του δικτύου. Σε ένα τέτοιο τηλεπικοινωνιακό διάυλο τα συστήματα με πολλαπλά φέροντα (multicarrier systems) αναμένεται να προσαρμόζονται καλύτερα στις συνθήκες του καναλιού καθώς αυξάνει ο αριθμός των χρησιμοποιούμενων φερόντων. Έτσι θα αναμενόταν ότι οι αρχιτεκτονικές των 1024 φερόντων θα υπερτερούσαν έναντι του συστήματος 16 φερόντων. Ωστόσο, υπό συνθήκες εκπεμπόμενου σήματος χαμηλής ισχύος, η επίδραση του κρουστικού θορύβου που παρουσιάζεται στο ηλεκτρικό δίκτυο εμφανίζεται ως σημαντικότερος παράγοντας για την επίδοση ενός OFDM τηλεπικοινωνιακού συστήματος σε σχέση με την επιλεκτική ως

προς τη συχνότητα εξασθένιση και το φαινόμενο των πολλαπλών διαδρομών. Έχει αποδειχτεί [5] ότι όταν η ισχύς του κρουστικού θορύβου είναι σχετικά υψηλή, δηλαδή χονδρικά $SNR < 10dB$, τότε η επίδοση των OFDM συστημάτων χειροτερεύει καθώς αυξάνει ο αριθμός των φερόντων. Στα συστήματα με πολλαπλά φέροντα, η ισχύς του κρουστικού θορύβου μοιράζεται σε όλα τα φέροντα. Με την αύξηση του αριθμού των φερόντων, η ισχύς του κρουστικού θορύβου σε κάθε φέρον μειώνεται οδηγώντας σε χαμηλότερο BER. Από την άλλη μεριά, υψηλότερος αριθμός φερόντων συνεπάγεται μεγαλύτερης διάρκειας OFDM σύμβολο. Καθώς η διάρκεια συμβόλου αυξάνεται, αυξάνεται επίσης και ο αριθμός των κρουστικών παλμών που εμπίπτουν σε ένα δεδομένο OFDM σύμβολο, οδηγώντας σε υψηλότερο BER. Όταν ο σηματοθορυβικός λόγος (SNR) είναι υψηλός, ο DFT στον δέκτη μπορεί αποτελεσματικά να καταπιέσει την ισχύ του κρουστικού θορύβου μειώνοντας έτσι τον αριθμό των λαθών. Έτσι, κατά συνέπεια, ο BER μπορεί να μειωθεί καθώς αυξάνει ο αριθμός των φερόντων. Στην περίπτωση μας, ωστόσο, όπου ο SNR είναι χαμηλός, τα OFDM συστήματα δεν μπορούν να καταπιέσουν την ισχύ του κρουστικού θορύβου κάτω από ένα αρκούντως χαμηλό επίπεδο, με συνέπεια η εκτέλεση του DFT στον δέκτη να οδηγεί σε λάθη σε όλα τα φέροντα. Επομένως, αν ο αριθμός των φερόντων μειωθεί, η επίδραση του κρουστικού θορύβου μπορεί να περιοριστεί σε λιγότερα φέροντα εντός μερικών συμβόλων οδηγώντας σε καλύτερη συμπεριφορά BER.

Μια άλλη αιτία επιδείνωσης του BER των υπό δοκιμή OFDM συστημάτων αποτελούν τα σφάλματα στην ακρίβεια συγχρονισμού, δηλαδή λάθη στον ακριβή προσδιορισμό των ορίων των DFT παραθύρων στον δέκτη. Τα λάθη στην ακρίβεια συγχρονισμού γίνονται συχνότερα όσο αυξάνει η διάρκεια του OFDM συμβόλου, και συνεπώς η διάρκεια του OFDM πλαισίου. Στα υπό αξιολόγηση OFDM συστήματα, η αφαίρεση του κυκλικού προθέματος από κάθε σύμβολο πραγματοποιείται με τέτοιο τρόπο ώστε ο όποιος εσφαλμένος προσδιορισμός του FFT παραθύρου είναι απίθανο να περιλαμβάνει δείγματα του επομένου συμβόλου, όπως περιγράψαμε στην ενότητα 9.3. Αντιθέτως ο όποιος εσφαλμένος προσδιορισμός του FFT παραθύρου είναι πιθανό να περιλαμβάνει δείγματα του κυκλικού προθέματος του ίδιου συμβόλου. Αν ένα FFT παράθυρο περικλείσει d δείγματα από το δικό του κυκλικό πρόθεμα, τότε για την περίπτωση BPSK διαμόρφωσης, τα δεδομένα που φέρει το k -οστό φέρον (σε σύνολο N φερόντων ανά σύμβολο) θα

παρουσιάσουν μια ολίσθηση φάσης της μορφής $-\frac{2\pi}{N} \cdot k \cdot d$ λόγω της ιδιότητας

κυκλικής ολίσθησης του DFT (circular shift property of the DFT). Αντιθέτως, αν υιοθετήσουμε διαφορική PSK (DPSK) διαμόρφωση αντί της BPSK, τότε τα γειτονικά

φέροντα θα παρουσιάσουν μια σταθερή ολίσθηση φάσης της μορφής $-\frac{2\pi}{N} \cdot d$,

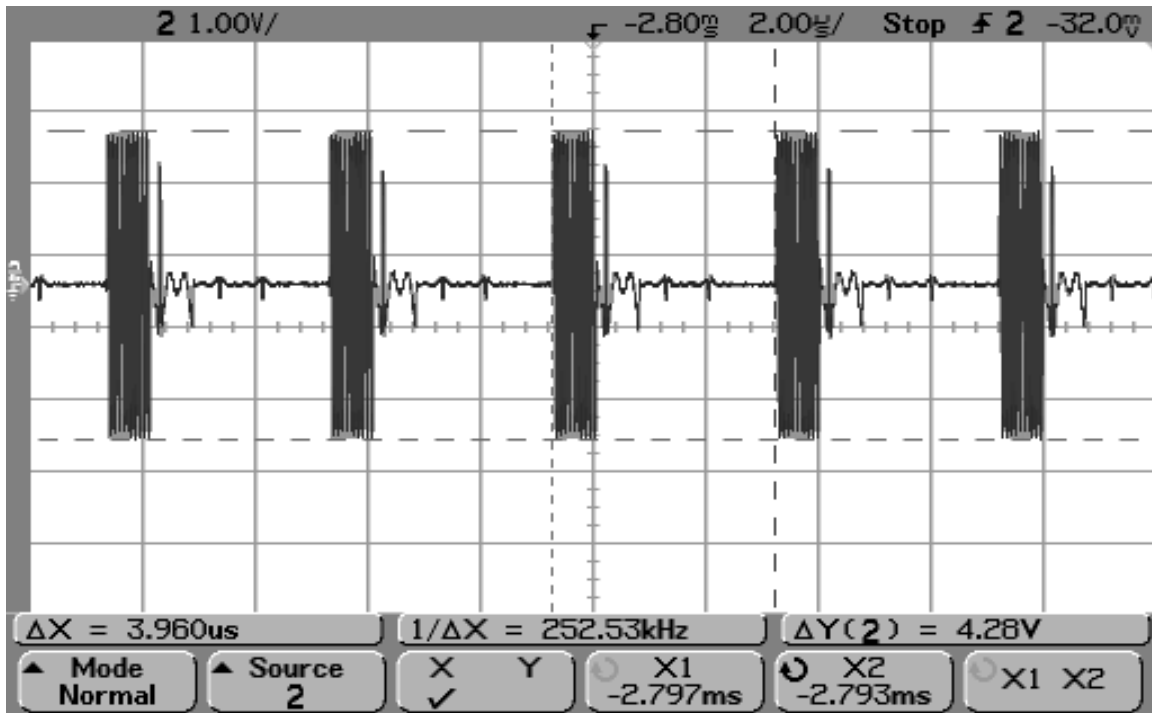
ανεξαρτήτως από τη θέση του φέροντος εντός του OFDM συμβόλου. Έτσι τα συστήματα με DPSK διαμόρφωση είναι πιο ανθεκτικά σε λάθη συγχρονισμού πλαισίου σε σύγκριση με συστήματα BPSK διαμόρφωσης. Το θεωρητικό αυτό αποτέλεσμα επαληθεύεται και από τα πειραματικά δεδομένα, όπως φαίνεται από το σχ. 9.6.1, όπου το σύστημα 1024 φερόντων DPSK διαμόρφωσης υπερτερεί του συστήματος 1024 φερόντων BPSK διαμόρφωσης ως προς τη BER συμπεριφορά του, για κάθε τιμή σηματοθορυβικού λόγου.

9.7 Εκπεμπόμενο Φάσμα OFDM Συστημάτων

Για να προσδιορίσουμε τη μορφή του φάσματος που εκπέμπει κάθε ένα από τα τρία προταθέντα PLC συστήματα (16 φέροντα BPSK διαμόρφωσης, 1024 φέροντα BPSK διαμόρφωσης, 1024 φέροντα DPSK διαμόρφωσης), εισάγουμε το εκπεμπόμενο κατά περίπτωση αναλογικό OFDM σήμα στον αναλυτή φάσματος (spectrum analyzer). Το ψηφιακό OFDM σήμα παράγεται στο Virtex IV FPGA του πομπού και μετατρέπεται σε αναλογικό σήμα στον DAC του πρώτου καναλιού εξόδου του πομπού. Προκειμένου να μετρηθεί το φάσμα του, θα πρέπει το σήμα μέσω κατάλληλης συνδεσμολογίας να οδηγηθεί από την έξοδο του αναπτυξιακού στην είσοδο του αναλυτή φάσματος.

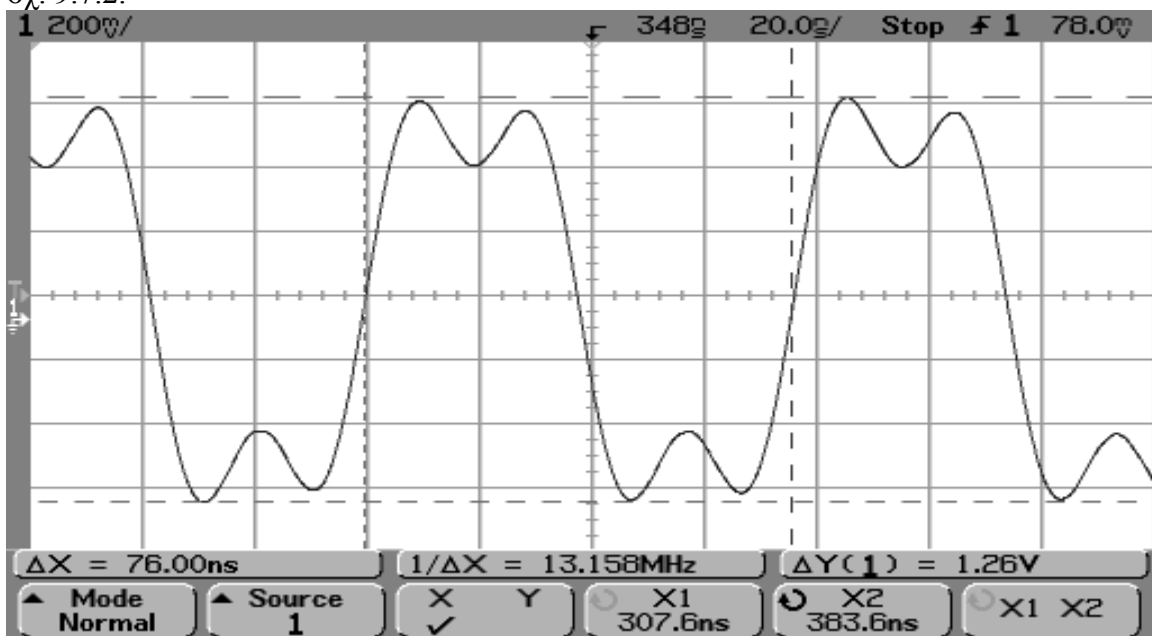
Όπως έχουμε αναφέρει, τα κανάλια εξόδου του αναπτυξιακού τερματίζονται σε κονέκτορες τύπου MCX. Από την άλλη μεριά, το κανάλι εισόδου του αναλυτή φάσματος φέρει κονέκτορα SMA θηλυκό. Στο κανάλι εξόδου του αναπτυξιακού συνδέεται ομοαξονικό καλώδιο που καταλήγει σε κατάλληλο ακροδέκτη MCX, ενώ η άλλη άκρη του καλωδίου καταλήγει σε BNC αρσενικό κονέκτορα. Στον BNC αρσενικό κονέκτορα του ομοαξονικού καλωδίου συνδέεται προσαρμογέας (adapter) BNC θηλυκό σε BNC θηλυκό. Στην άλλη άκρη του προσαρμογέα συνδέεται έτερος προσαρμογέας BNC αρσενικό σε SMA θηλυκό. Στον SMA θηλυκό ακροδέκτη του κονέκτορα συνδέεται DC-Block για αποκοπή τυχόν dc-συνιστώσας του υπό μέτρηση σήματος. Η είσοδος dc – συνιστώσας στον αναλυτή φάσματος είναι μη επιθυμητή. Το DC – Block φέρει ακροδέκτες SMA αρσενικό σε SMA θηλυκό. Στον SMA θηλυκό ακροδέκτη του DC – Block συνδέεται 20dB εξασθενητής (attenuator). Ο 20dB εξασθενητής προφυλάσσει τον αναλυτή φάσματος από σήματα υψηλής ισχύος. Ο αναλυτής φάσματος μπορεί να δεχθεί σήματα μεγίστης ισχύος 30dBm. Δεδομένου ότι το μέγιστο πλάτος του εκπεμπόμενου σήματος είναι 2V, σε φορτίο 50Ω η μέγιστη ισχύς είναι 19dBm. Επομένως ο 20dB εξασθενητής χρησιμοποιείται ως μια επιπλέον δικλείδα ασφαλείας. Ο 20dB εξασθενητής φέρει ακροδέκτη SMA αρσενικό σε SMA θηλυκό. Μέσω κατάλληλου SMA καλωδίου με ακροδέκτες SMA αρσενικούς, συνδέεται ο SMA θηλυκό ακροδέκτης του 20dB εξασθενητή με τον SMA θηλυκό ακροδέκτη στο κανάλι εισόδου του αναλυτή φάσματος. Έτσι με τη συνδεσμολογία που μόλις αναφέραμε, το τηλεπικοινωνιακό σήμα εξέρχεται από το κανάλι εξόδου του αναπτυξιακού και εισάγεται προς μέτρηση στον αναλυτή φάσματος. Το κανάλι εισόδου του αναλυτή φάσματος είναι τερματισμένο σε φορτίο 50Ω, όπως και το κανάλι εξόδου του αναπτυξιακού. Επίσης το dc – block και ο 20dB εξασθενητής είναι σχεδιασμένα ώστε να παρεμβάλλονται σε γραμμή μεταφοράς 50Ω.

Το σχ. 9.7.1 παρουσιάζει την έξοδο του πομπού του συστήματος 16 φερόντων και BPSK διαμόρφωσης όπως καταγράφεται στο πεδίο του χρόνου από τον ψηφιακό παλμογράφο.



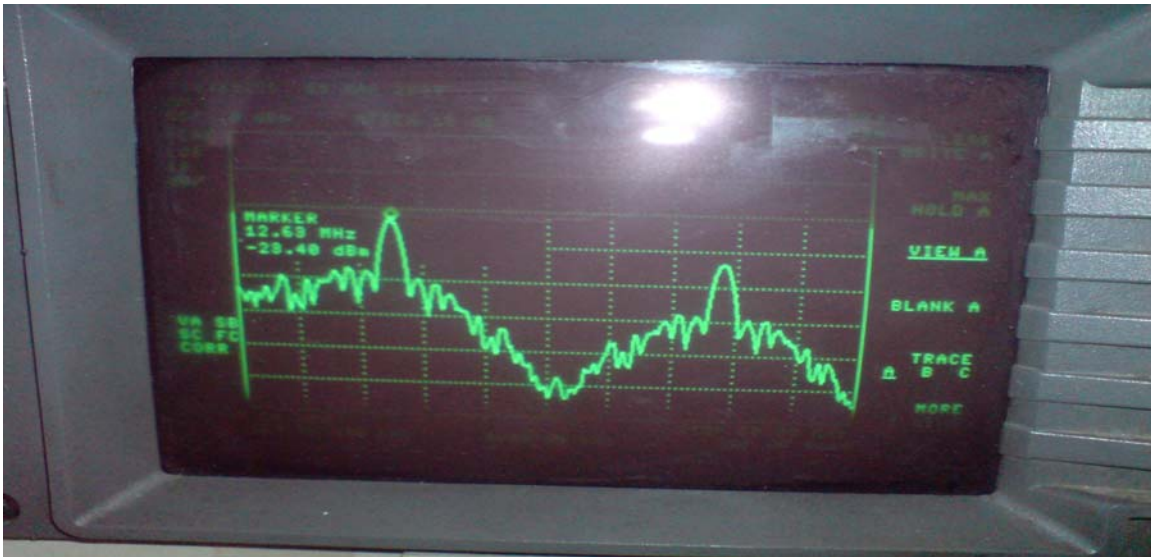
Σχήμα 9.7.1. Αναλογικό εκπεμπόμενο OFDM σήμα του 16_BPSK συστήματος.

Από το σχ. 9.7.1 συμπεραίνουμε ότι το σήμα συγχρονισμού εμφανίζει το μέγιστο πλάτος ενώ τα σύμβολα πληροφορίας χαρακτηρίζονται από πλάτος χαμηλότερης τιμής. Το σήμα συγχρονισμού είναι ένα ημίτονο συχνότητας 13.16MHz όπως φαίνεται καθαρότερα στο σχ. 9.7.2.



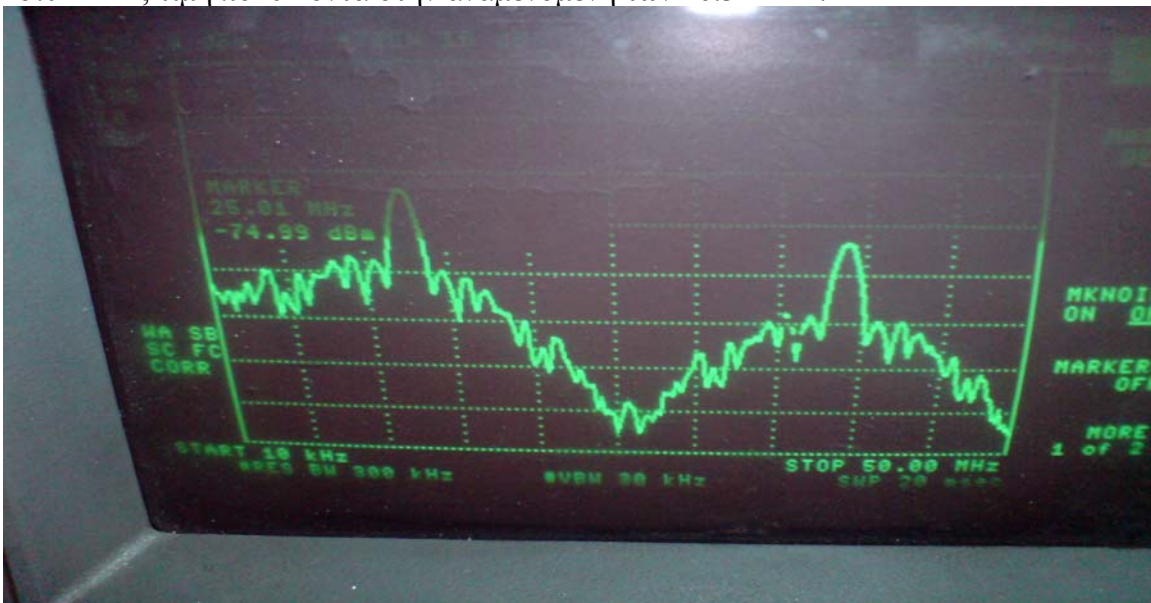
Σχήμα 9.7.2. Σήμα συγχρονισμού του 16_BPSK συστήματος.

Η περιγραφή στο πεδίο της συχνότητας του εκπεμπόμενου OFDM σήματος φαίνεται στο σχ. 9.7.3.



Σχήμα 9.7.3. Φάσμα 16_QPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 12.63MHz, resolution bandwidth 300kHz.

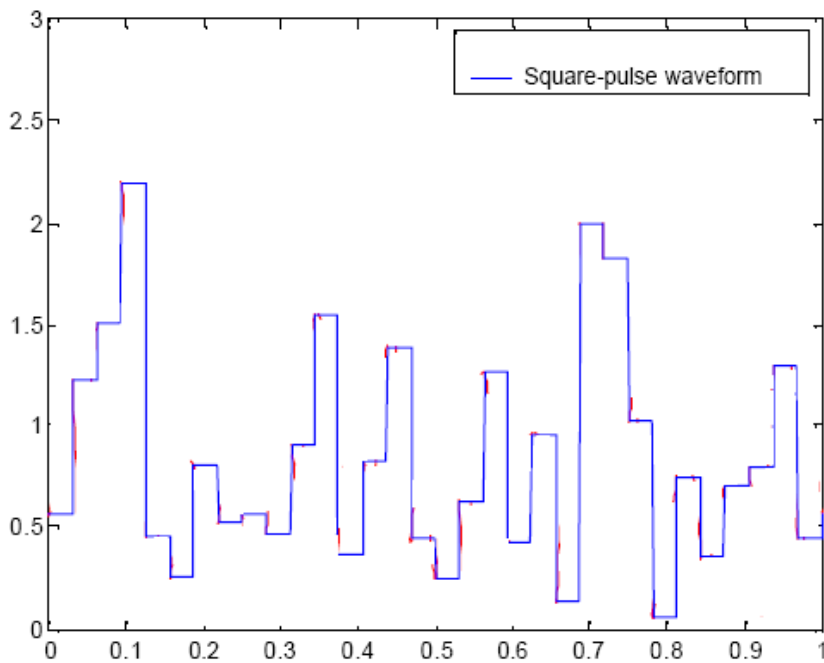
Το συχνотικό παράθυρο που χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό του φάσματος είναι 300kHz (resolution bandwidth). Από το σχ. 9.7.3 παρατηρούμε μια κορυφή της φασματικής ισχύος σε μια στενή περιοχή συχνοτήτων περί τα 12.63MHz. Η τιμή αυτή αντιστοιχεί στο σήμα συγχρονισμού, που όπως αναφέραμε είναι ημίτονο (άρα καταλαμβάνει στενό εύρος ζώνης), συχνότητας 13.16MHz (η συχνότητα 12.63MHz που μετρά ο αναλυτής φάσματος είναι πολύ κοντά) και το πλάτος του είναι μεγαλύτερο από το πλάτος των υπολοίπων συμβόλων. Τα υπόλοιπα σύμβολα του πλαισίου καταλαμβάνουν το υπόλοιπο εύρος ζώνης του σήματος ως τη συχνότητα των 26.32MHz (εφόσον η ελάχιστη διάρκεια κάθε εκπεμπόμενου δείγματος είναι 38ns). Το σχ. 9.7.4 επιβεβαιώνει ότι το εύρος ζώνης του σήματος εκτείνεται μέχρι τη συχνότητα των 25.01MHz, τιμή πολύ κοντά στην αναμενόμενη των 26.32MHz.



Σχήμα 9.7.4. Φάσμα 16_QPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 25.01MHz, resolution bandwidth 300kHz.

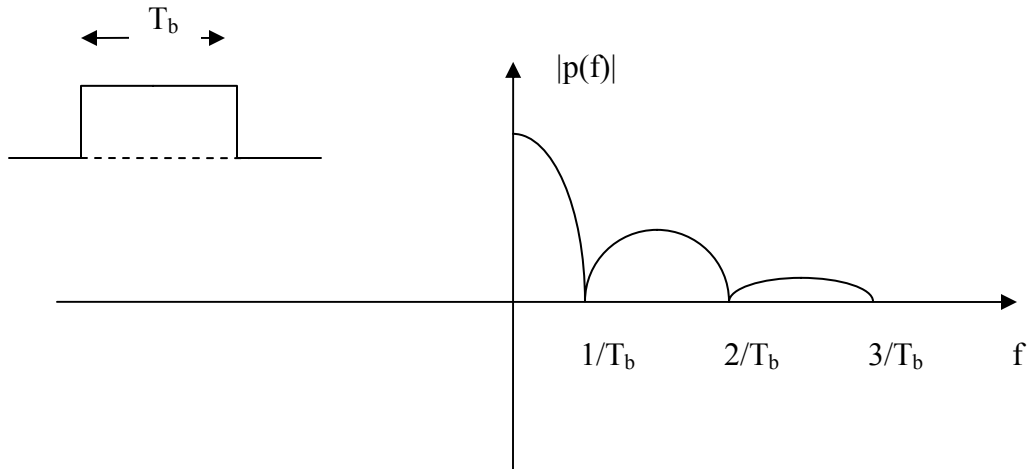
Η φασματική ισχύς των λοιπών συνιστωσών συχνοτήτων του εύρους ζώνης του σήματος είναι πολύ χαμηλότερη της φασματικής κορυφής των 12.63MHz, κάτι το αναμενόμενο εφόσον το πλάτος του σήματος συγχρονισμού είναι υψηλότερο από το πλάτος των λοιπών συμβόλων του πλαισίου (σχ. 9.7.1).

Η ακριβής μορφή του φάσματος του εκπεμπόμενου σήματος εξαρτάται από τους μορφοποιητικούς παλμούς κάθε δείγματος. Οι μορφοποιητικοί παλμοί ορίζουν την αναλογική μορφή που θα λάβει κάθε δείγμα στην έξοδο του δέκτη. Οι μορφοποιητικοί παλμοί για το τηλεπικοινωνιακό σύστημα 16_BPSK (αλλά και για τα 1024_BPSK και 1024_DPSK συστήματα) είναι ορθογωνικοί παλμοί, δηλαδή έχουν την τιμή 1 καθ' όλη τη διάρκεια των 38ns του δείγματος και 0 αλλού. Η αναλογική μορφή ενός δείγματος είναι το γινόμενο της τιμής του δείγματος με το μορφοποιητικό παλμό. Το αναλογικό OFDM σήμα προκύπτει ως άθροισμα των μορφοποιητικών παλμών που μετατρέπουν σε αναλογική μορφή κάθε ψηφιακά παραγόμενο OFDM δείγμα (σχ.9.7.5).



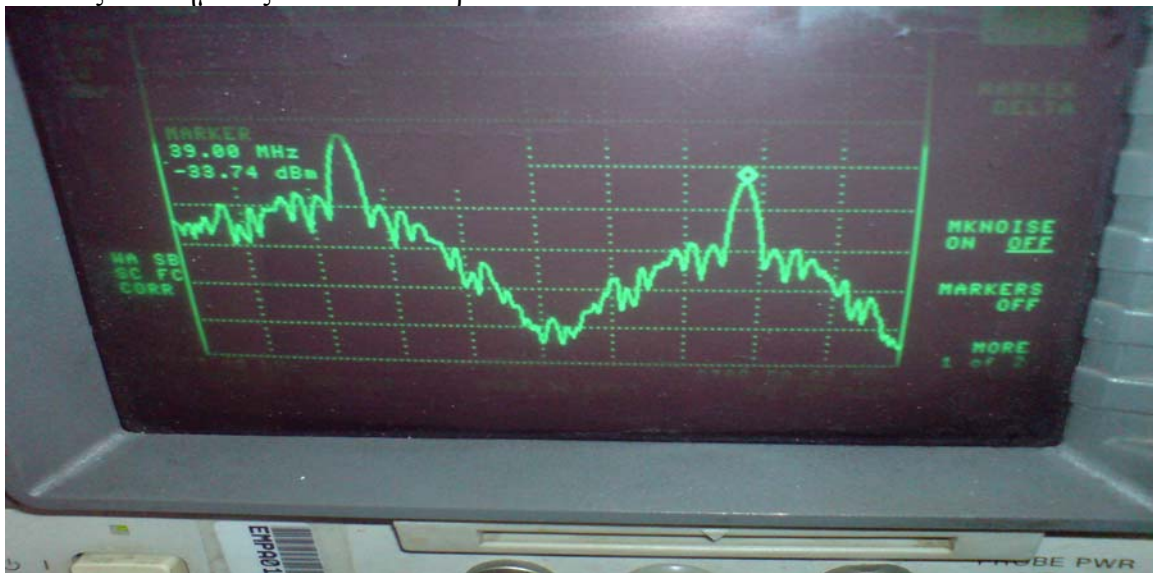
Σχήμα 9.7.5. Αναλογική μορφή ψηφιακά παραγόμενου OFDM σήματος.

Το φάσμα ενός ορθογωνικού μορφοποιητικού παλμού εικονίζεται στο σχ. 9.7.6. Στο σχ. 9.7.6 με T_b συμβολίζεται η διάρκεια κάθε δείγματος, οπότε $T_b = 38\text{ns}$.



Σχήμα 9.7.6. Ορθογωνικοί μορφοποιητικοί παλμοί και φάσμα τους.

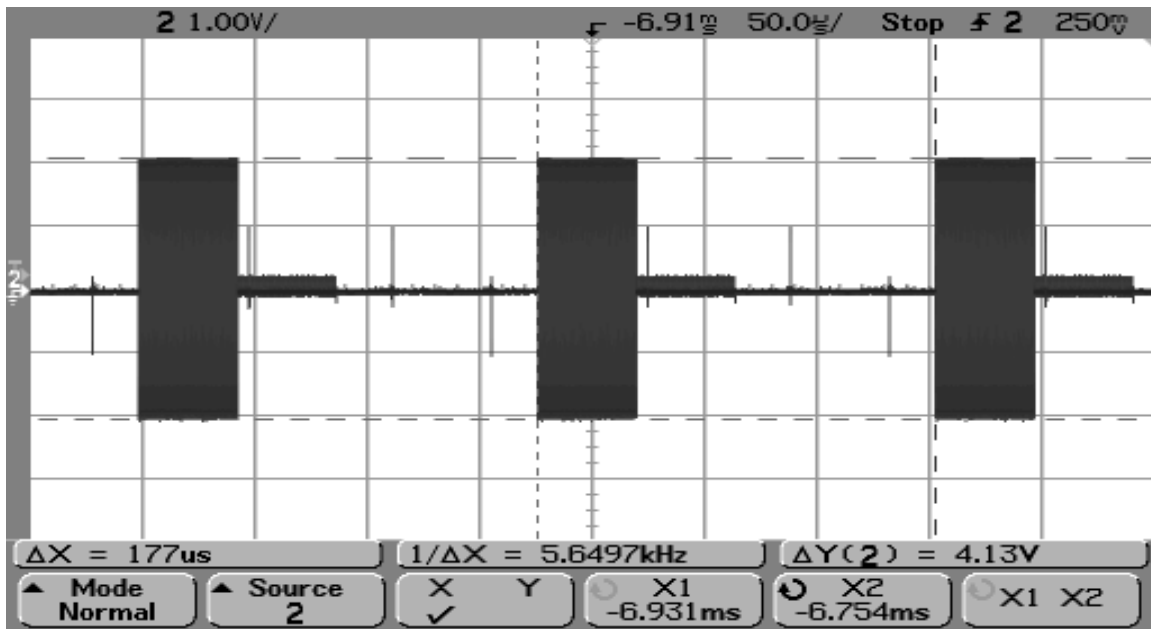
Παρατηρούμε ότι το φάσμα του ορθογωνικού μορφοποιητικού παλμού περιλαμβάνει ένα κύριο λοβό που εκτείνεται ως τη συχνότητα $1/T_b$ καθώς και σταδιακά εξασθενούντα φασματικά αντίγραφα του κυρίου λοβού που εκτείνονται ως τις συχνότητες $2/T_b, 3/T_b, \dots$. Χονδρικά λοιπόν μπορούμε να θεωρούμε ότι το φάσμα του OFDM σήματος εκτείνεται ως τη συχνότητα $1/T_b = 26.32\text{MHz}$, κάτι που επαληθεύσαμε στον αναλυτή φάσματος, στην πράξη όμως προκύπτουν και φασματικά αντίγραφα – έστω και εξασθενημένα – του κυρίου λοβού που εκτείνονται ως τις συχνότητες $2/T_b = 52.63\text{MHz}$, $3/T_b = 78.94\text{MHz}$, Στα σχ. 9.7.3 – 9.7.4 απεικονίζεται το φάσμα του εκπεμπόμενου σήματος ως τη συχνότητα των 50MHz . Επομένως διακρίνουμε το πρώτο φασματικό αντίγραφο του κυρίου λοβού, το οποίο και εκτείνεται ως τη συχνότητα των 52.63MHz , όπως προαναφέραμε. Παρατηρούμε ότι ο δεύτερος λοβός του φάσματος αποτελεί πιστό αντίγραφο του κυρίου λοβού, με τη διαφορά ότι είναι εξασθενημένος κατά 10dB περίπου.



Σχήμα 9.7.7. Φάσμα 16_QPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 39.00MHz, resolution bandwidth 300kHz.

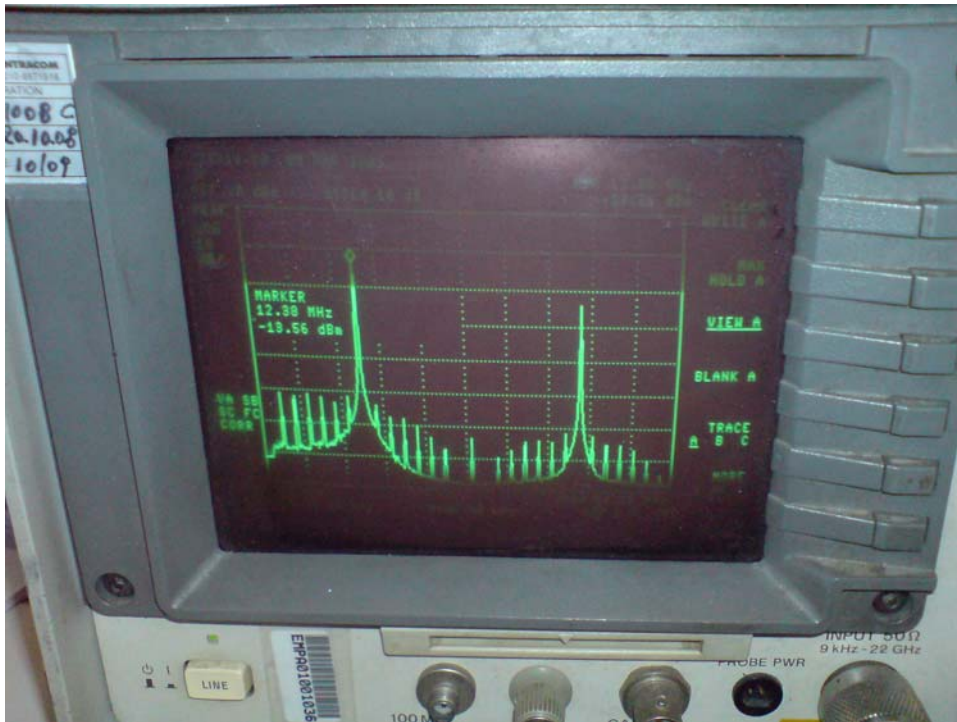
Για του λόγου το αληθές, το σχ. 9.7.7 παρουσιάζει το φάσμα του 16_BPSK συστήματος με δείκτη (marker) στην υψηλότερη κορυφή του δεύτερου λοβού. Η κορυφή αυτή αντιστοιχεί στο σήμα συγχρονισμού και εμφανίζεται σε συχνότητα 39MHz έχοντας ισχύ -33.63dBm . Αν αφαιρέσουμε το εύρος ζώνης του σήματος $1/T_b = 26.32\text{MHz}$ από τη συχνότητα 39MHz προκύπτει η συχνότητα των 12.68MHz, όπου βρίσκεται το σήμα συγχρονισμού του πρωτεύοντος λοβού. Το σήμα συγχρονισμού στον κύριο λοβό έχει ισχύ -23.40dBm ενώ στο δευτερεύων λοβό -33.63dBm , δηλαδή διαφορά 10dB. Χαρακτηριστικό είναι ότι την ίδια μορφή φάσματος λάβαμε και κατά την προσομοίωση του αρχικού συστήματος σε περιβάλλον Matlab, την οποία περιγράψαμε στο 5^ο κεφάλαιο (σχ. 5.1.3).

Το σχ. 9.7.8 παρουσιάζει τη μορφή του εκπεμπόμενου OFDM σήματος στο πεδίο του χρόνου για την περίπτωση του συστήματος 1024 φερόντων και BPSK διαμόρφωσης, όπως καταγράφεται από τον ψηφιακό παλμογράφο.

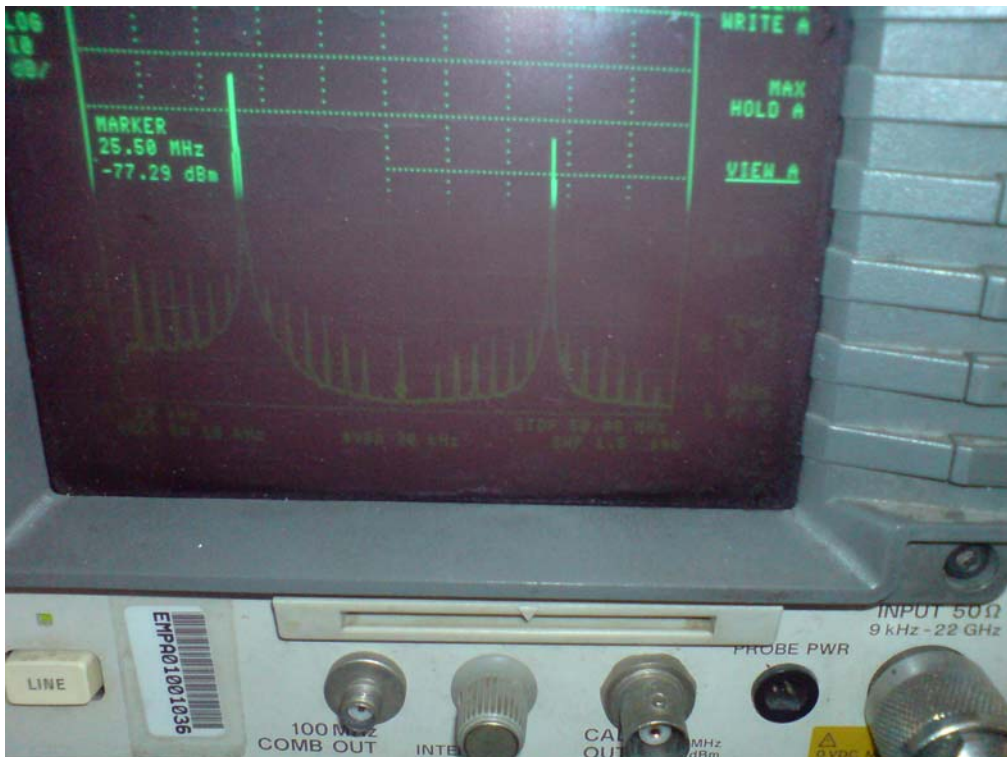


Σχήμα 9.7.8. Αναλογικό εκπεμπόμενο OFDM σήμα του 1024_BPSK συστήματος.

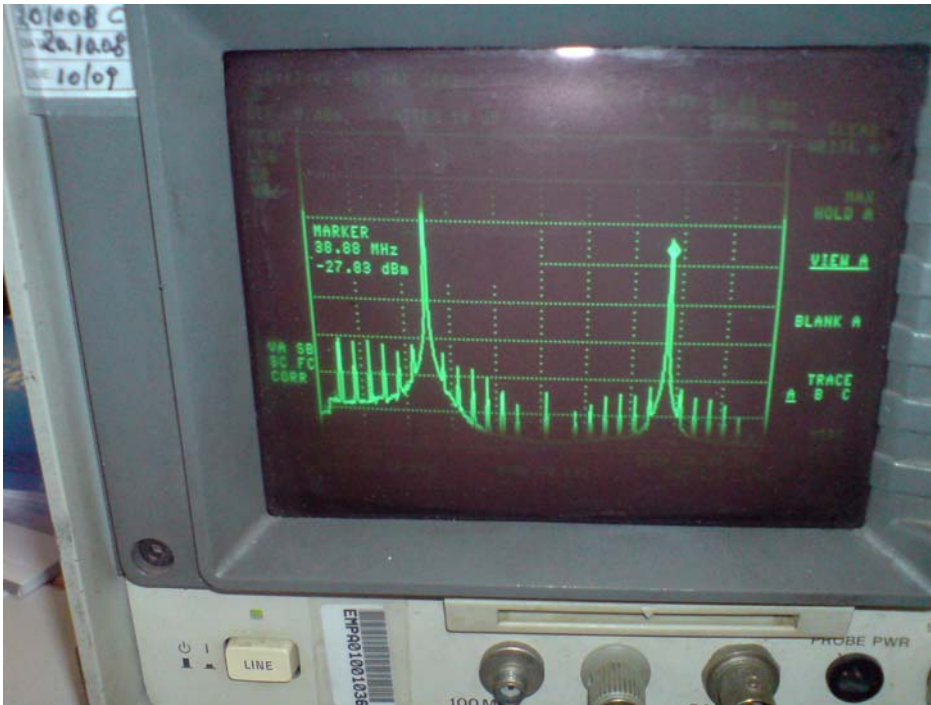
Τα σχ. 9.7.9 – 9.7.11 παρουσιάζουν το φάσμα του εκπεμπόμενου σήματος για το σύστημα 1024 BPSK, όπως αναπαριστάται από τον αναλυτή φάσματος με παράθυρο ανάλυσης 10kHz, ενώ το σχ. 9.7.12 παρουσιάζει το φάσμα του σήματος για παράθυρο ανάλυσης 1MHz.



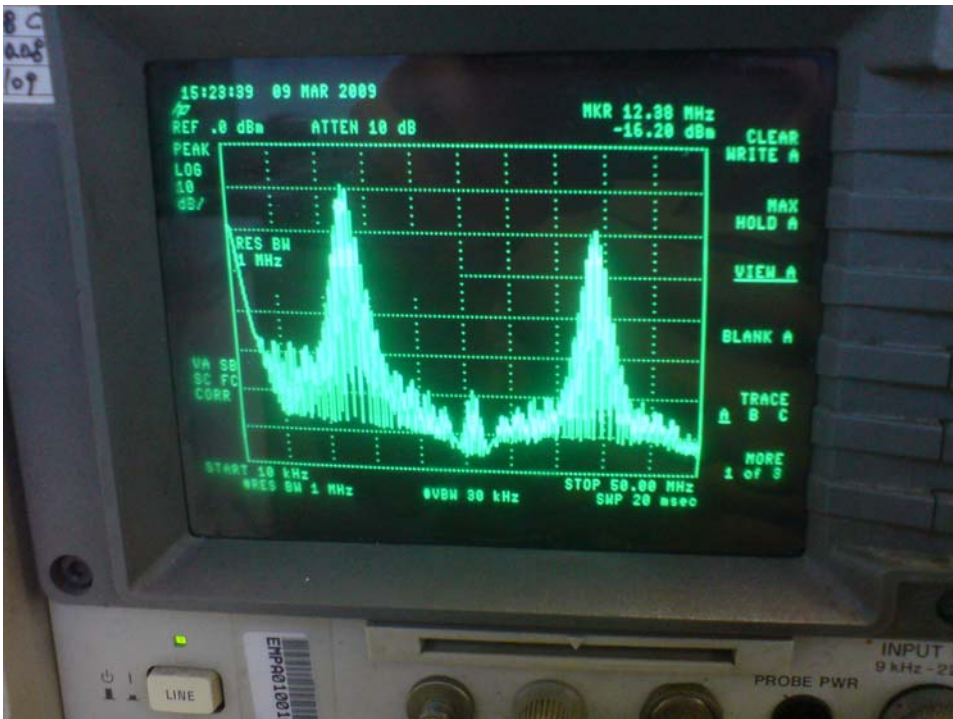
Σχήμα 9.7.9. Φάσμα 1024_BPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 12.38MHz, resolution bandwidth 10kHz.



Σχήμα 9.7.10. Φάσμα 1024_BPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 25.50MHz, resolution bandwidth 10kHz.



Σχήμα 9.7.11. Φάσμα 1024_BPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 38.88MHz, resolution bandwidth 10kHz.

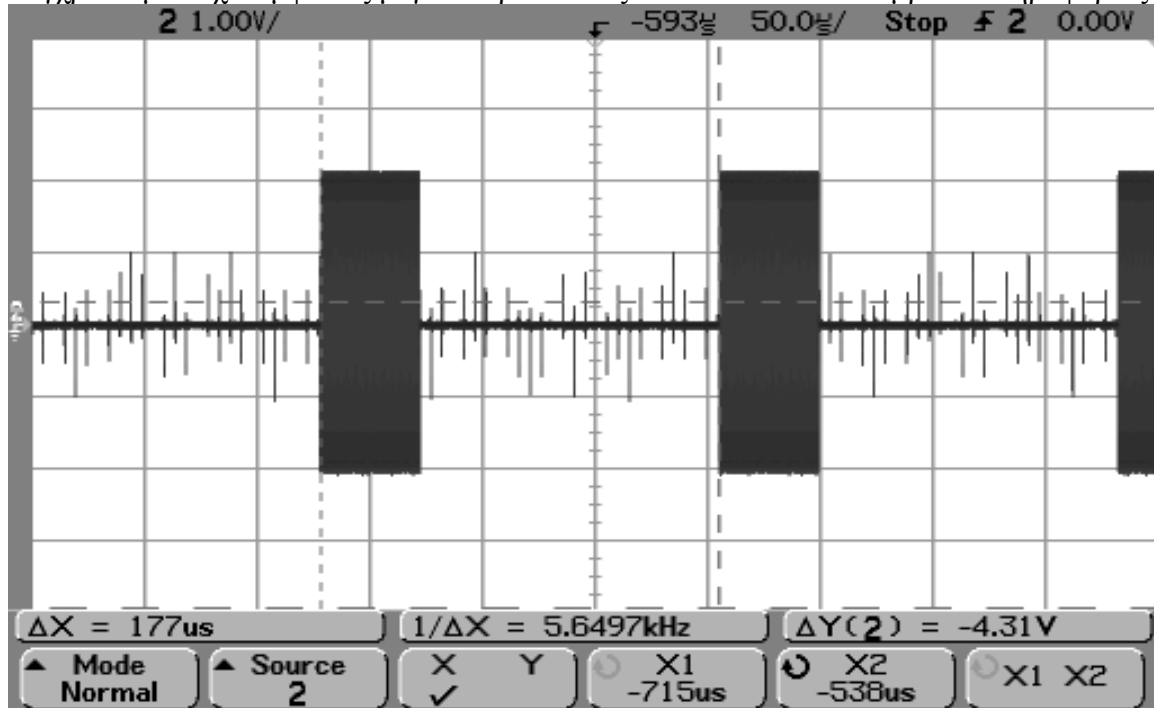


Σχήμα 9.7.12. Φάσμα 1024_BPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 12.38MHz, resolution bandwidth 1MHz.

Και στην περίπτωση του 1024_BPSK συστήματος, το σήμα συγχρονισμού είναι το πλέον ισχυρό σήμα του OFDM πλαισίου και είναι ένα ημίτονο συχνότητας 13.16MHz.

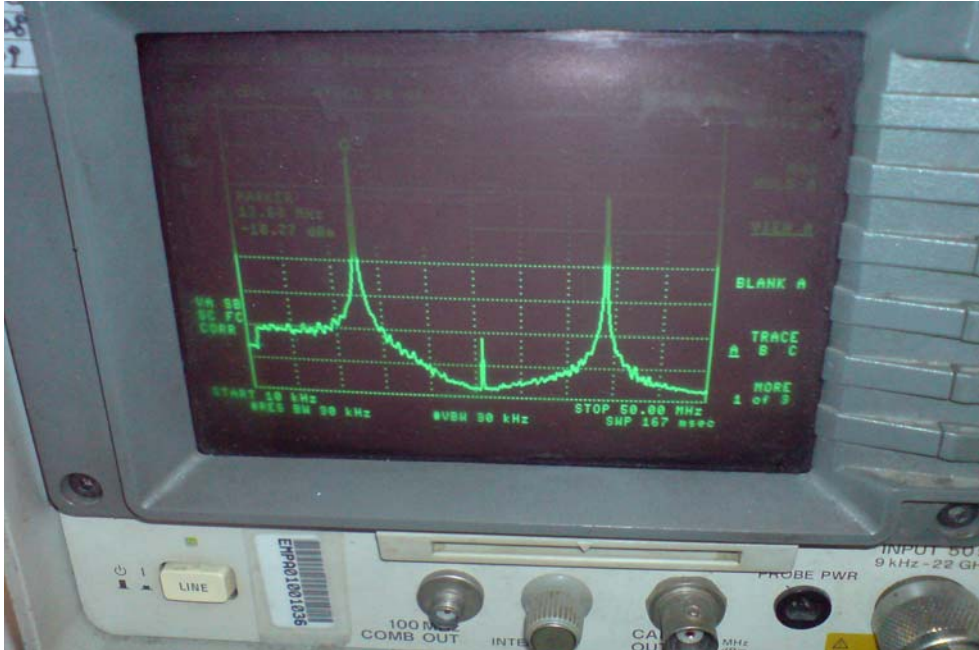
Επιπλέον το δεύτερο σύμβολο του κάθε πλαισίου, που χρησιμοποιείται για την εκτίμηση του διαύλου, στέλνει ψηφία 1 στο 128° , 192° , 256° , 320° , 384° , 448° , 512° , 576° , 640° , 704° , 768° , 832° , και 896° φέρον, ενώ δεν στέλνει τίποτα στα υπόλοιπα φέροντα. Στο πεδίο του χρόνου προκύπτουν μια σειρά κυματομορφών συνάρτησης πύλης δειγματοληψίας (sine function), όπως φαίνεται στο σχ. 9.7.8, ενώ στο πεδίο της συχνότητας προκύπτει μια σειρά κορυφών – 13 στον αριθμό – όπου κάθε μια αντιστοιχεί σε ένα φέρον (σχ. 9.7.9). Οι κορυφές αυτές έχουν αισθητά χαμηλότερη ισχύ από την κορυφή του $512^{\text{ου}}$ φέροντος που αντιστοιχεί και στη συχνότητα του σήματος συγχρονισμού (12.38MHz). Η συμπεριφορά αυτή είναι λογική εφόσον στο πεδίο του χρόνου το πλάτος του σήματος συγχρονισμού είναι υψηλότερο του πλάτους των λοιπών συμβόλων του πλαισίου (σχ. 9.7.8). Ως προς τα λοιπά χαρακτηριστικά του, το φάσμα του σήματος εμφανίζει δύο φασματικά αντίγραφα ως την συχνότητα των 50MHz , με τον κύριο λοβό να φτάνει ως τη συχνότητα των 25.50MHz (ιδανικά 26.32MHz). Ο δευτερεύων λοβός είναι εξασθενημένος κατά περίπου 10dB σε σχέση με τον κύριο φασματικό λοβό, με τη μέγιστη κορυφή του κυρίως λοβού να φτάνει στα -13.56dBm και τη μέγιστη κορυφή του δευτερεύοντος στα -27.83dBm . Παρατηρούμε επίσης στα σχ. 9.7.9 – 9.7.11 ένα βύθισμα στη φασματική ισχύ περίπου ως τη συχνότητα του 1.8MHz . Το βύθισμα αυτό της τάξης των $5 - 10\text{dB}$ οφείλεται στο μηδενισμό των πρώτων 70 φερόντων του OFDM σήματος ώστε το φάσμα να εκτείνεται σε συχνότητες μεγαλύτερες της συχνότητας του 1.8MHz περίπου.

Το σχ. 9.7.13 παρουσιάζει στο πεδίο του χρόνου το αναλογικό OFDM σήμα στην έξοδο του πομπού για την περίπτωση του συστήματος 1024 φερόντων και DPSK διαμόρφωσης. Το σύστημα αυτό διαφοροποιείται ως προς το σύστημα 1024 φερόντων BPSK διαμόρφωσης στο ότι πλέον δεν χρησιμοποιείται σύμβολο εκτίμησης διαύλου. Το σήμα συγχρονισμού έχει εμφανώς μεγαλύτερο πλάτος από ότι τα λοιπά σύμβολα πληροφορίας.

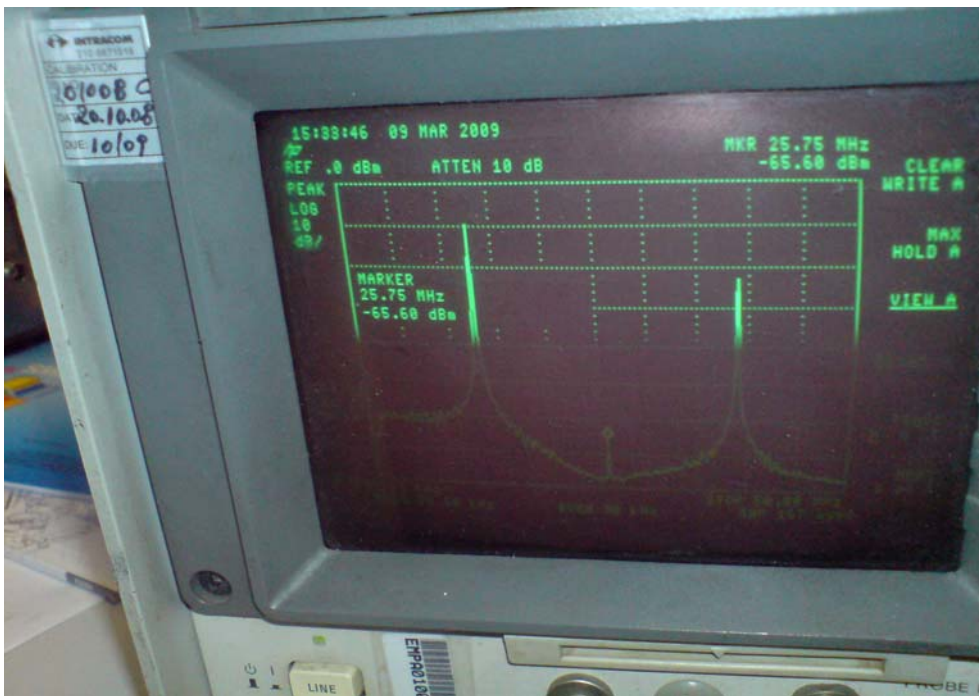


Σχήμα 9.7.13. Αναλογικό εκπεμπόμενο OFDM σήμα του 1024_DPSK συστήματος.

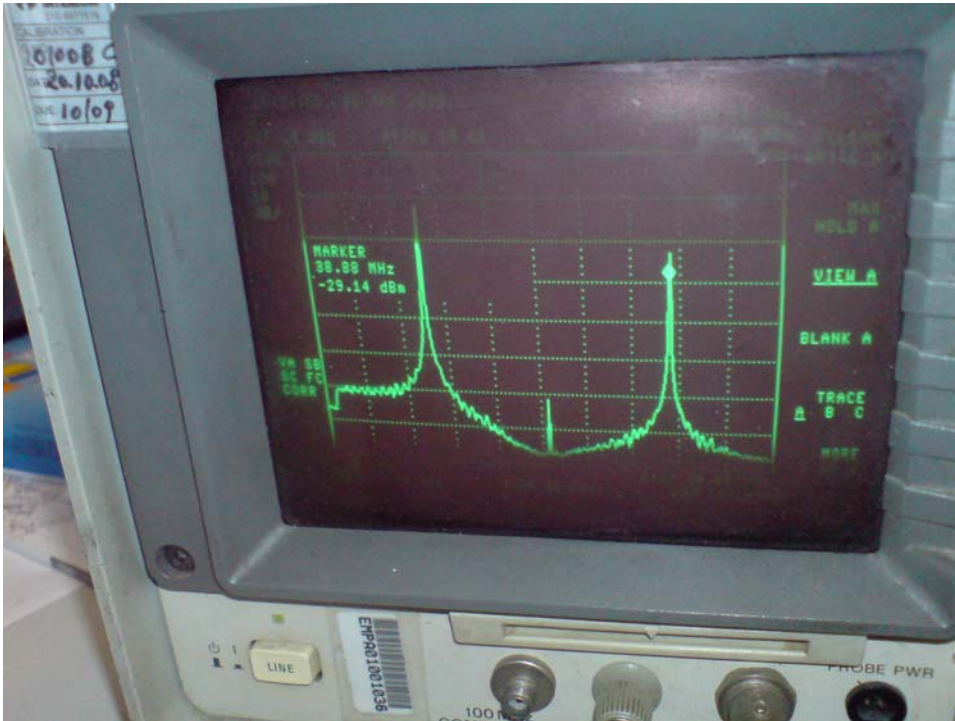
Τα σχ. 9.7.14 – 9.7.19 παρουσιάζουν την αναπαράσταση του εκπεμπόμενου σήματος στο πεδίο της συχνότητας, όπως καταγράφεται από τον αναλυτή φάσματος ως τη συχνότητα των 50MHz. Στα σχ. 9.7.14 – 9.7.16 χρησιμοποιείται εύρος ζώνης ανάλυσης (resolution bandwidth) 10kHz, ενώ στα σχ. 9.7.17 – 9.7.19 χρησιμοποιείται εύρος ζώνης ανάλυσης 1MHz.



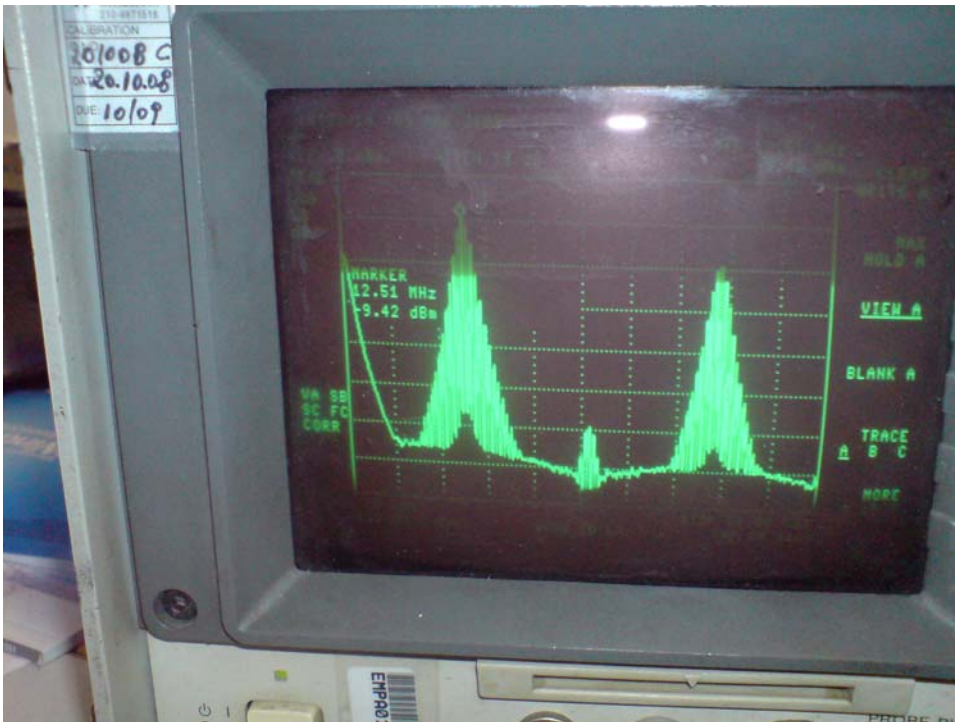
Σχήμα 9.7.14. Φάσμα 1024_DPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 12.68MHz, resolution bandwidth 10kHz.



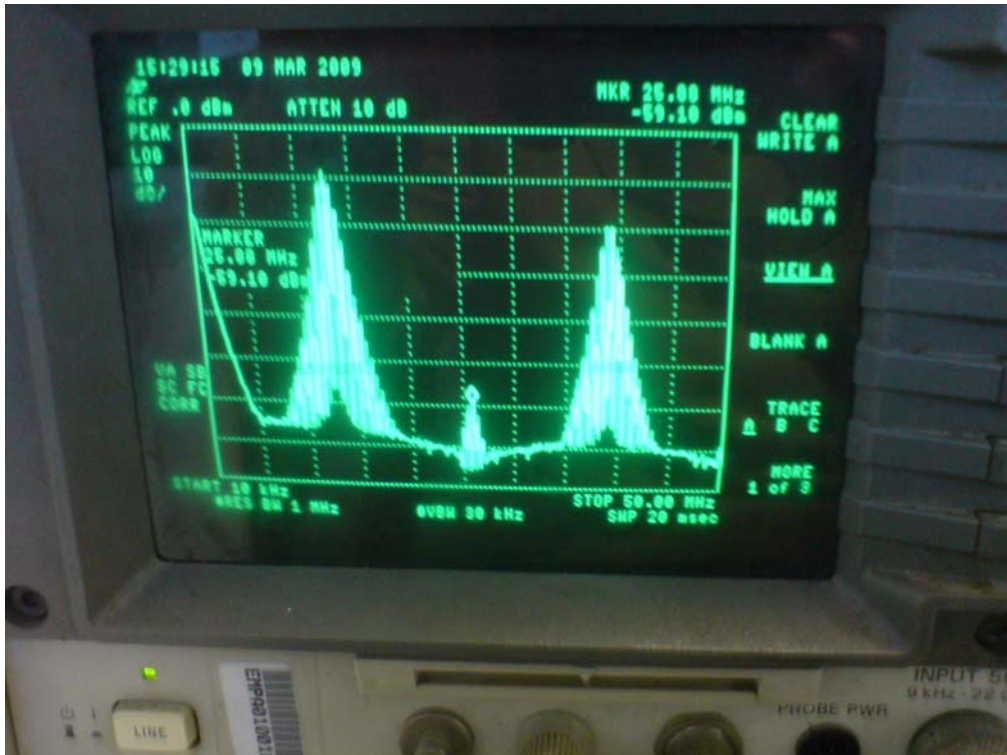
Σχήμα 9.7.15. Φάσμα 1024_DPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 25.75MHz, resolution bandwidth 10kHz.



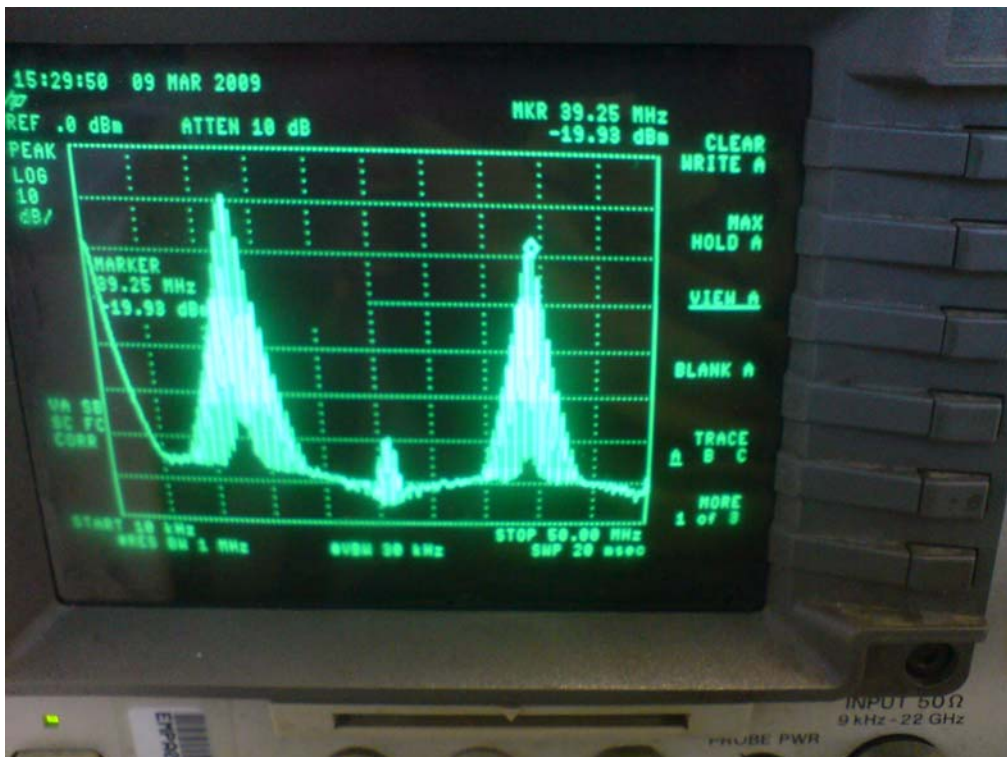
Σχήμα 9.7.16. Φάσμα 1024_DPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 38.88MHz, resolution bandwidth 10kHz.



Σχήμα 9.7.17. Φάσμα 1024_DPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 12.51MHz, resolution bandwidth 1MHz.



Σχήμα 9.7.18. Φάσμα 1024_DPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 25.00MHz, resolution bandwidth 1MHz.



Σχήμα 9.7.19. Φάσμα 1024_DPSK συστήματος με marker στη συχνότητα 39.25MHz, resolution bandwidth 1MHz.

Το φάσμα του εκπεμπόμενου σήματος χαρακτηρίζεται από δύο φασματικά αντίγραφα, το κύριο που εκτείνεται ως τη συχνότητα των 25.75MHz (ιδανικά 26.32MHz) και το δευτερεύον που είναι εξασθενημένο κατά περίπου 10dB σε σχέση με το κύριο. Η μέγιστη κορυφή της φασματικής ισχύος παρουσιάζεται στη συχνότητα των 12.53MHz, έχει ύψος -10.77dBm , και αντιστοιχεί στο ημιτονοειδές σήμα συγχρονισμού, που όπως προαναφέραμε έχει στο πεδίο του χρόνου μεγαλύτερο πλάτος από τα λοιπά σύμβολα κάθε πλαισίου. Το αντίστοιχο σήμα στο δευτερεύον φασματικό λοβό εμφανίζεται στη συχνότητα 38.88MHz και έχει φασματική ισχύ -29.14dBm . Η συχνοτική απόσταση των δύο κορυφών είναι $38.88\text{MHz} - 12.53\text{MHz} = 26.35\text{MHz}$, όσο δηλαδή και το εύρος ζώνης του κυρίως φασματικού λοβού του σήματος. Επίσης από τα σχ. 9.7.14 – 9.7.16 παρατηρούμε ένα βύθισμα στη φασματική ισχύ για την περιοχή 0 – 1.8MHz περίπου. Το βύθισμα αυτό της τάξης των 5 – 10dB οφείλεται στο μηδενισμό των πρώτων 70 φερόντων του OFDM σήματος ώστε το φάσμα του σήματος να εκτείνεται σε συχνότητες υψηλότερες του 1.8MHz.

10ο Κεφάλαιο: Επίλογος

10.1 Σύνοψη Διατριβής

Αντικείμενο της παρούσας διατριβής αποτέλεσε η σχεδίαση βέλτιστων σημάτων για τη μετάδοση ευρυζωνικών πληροφοριών διαμέσου του δικτύου ηλεκτρικής ενέργειας. Η χρήση των γραμμών ηλεκτροδότησης για τη μετάδοση δεδομένων και φωνής έχει κεντρίσει το ενδιαφέρον της επιστημονικής και τεχνολογικής κοινότητας εξαιτίας του πλεονεκτηματός της να αξιοποιεί την υφιστάμενη καλωδίωση. Από την άλλη μεριά, οι γραμμές τάσης συνιστούν ένα δυσμενές τηλεπικοινωνιακό περιβάλλον από άποψη θορύβου, εξασθένησης και πολύοδης διάδοσης. Το εσωτερικό ηλεκτρικό δίκτυο κτιρίων και οικιών αποτελεί ένα πιο ήπιο περιβάλλον. Προς αυτή την κατεύθυνση, στο παρόν πόνημα επικεντρωνόμαστε στην υλοποίηση ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος κατάλληλο για επικοινωνίες μέσω της οικιακής ηλεκτρικής εγκατάστασης. Προτείνονται διάφορες παραλλαγές του συστήματος τροποποιώντας συγκεκριμένες παραμέτρους του και αξιολογείται σε ένα πραγματικό οικιακό περιβάλλον. Βασικό χαρακτηριστικό του συστήματος αποτελεί η πλήρως ψηφιακή υλοποίησή του σε τσιπ FPGA και η εξαιρετικά χαμηλή εκπεμπόμενη ισχύς του.

Στο πρώτο κεφάλαιο παρουσιάστηκαν κάποιες βασικές έννοιες της θεωρίας σημάτων και μετάδοσης. Παρατέθηκε το τυπικό μοντέλο ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος και ερμηνεύτηκαν όροι όπως διάυλος επικοινωνίας, παρεμβολές, θόρυβος, εύρος ζώνης διαύλου. Δόθηκε η έννοια του αναλογικού και του ψηφιακού σήματος και η ερμηνεία της περιγραφής τους στο πεδίο της συχνότητας. Περιγράφηκαν επίσης οι έννοιες της δειγματοληψίας ενός σήματος, της κβαντοποίησης των δειγμάτων και της ανακατασκευής ενός αναλογικού σήματος από ψηφιακά δείγματα. Τέλος, παρουσιάστηκε η έννοια της μετάδοσης χωρίς παραμόρφωση και αναλύθηκαν τα χαρακτηριστικά τυπικών τηλεπικοινωνιακών διαύλων, όπως οι γραμμές μεταφοράς και το ασύρματο περιβάλλον.

Στο δεύτερο κεφάλαιο της διατριβής αναφερθήκαμε σε διάφορα σχήματα διαμόρφωσης που είναι δυνατό να χρησιμοποιηθούν από ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα. Παρουσιάστηκαν αναλογικά σχήματα διαμόρφωσης, όπως η διαμόρφωση πλάτους και συχνότητας, και ψηφιακά σχήματα όπως η μεταλλαγή μετατόπισης συχνότητας (FSK), φάσης (PSK), και η ορθογωνική μεταλλαγή μετατόπισης φάσης (QPSK). Ιδιαίτερη βαρύτητα δόθηκε στην περιγραφή μιας από τις πιο μοντέρνες τεχνικές διαμόρφωσης, της ορθογωνικής διαμόρφωσης διαίρεσης συχνότητας (OFDM), που θεωρείται ιδανικό σχήμα για ένα δυσμενές τηλεπικοινωνιακό περιβάλλον όπως οι γραμμές τάσης (PLC κανάλι). Σε αντίθεση με την περίπτωση διαμόρφωσης με χρήση ενός φέροντος, το OFDM τεμαχίζει το διαθέσιμο εύρος ζώνης σε ένα μεγάλο αριθμό ορθογωνίων φερόντων, όπου το κάθε φέρον καταλαμβάνει ένα πολύ στενότερο εύρος ζώνης. Κατά αυτό τον τρόπο το OFDM μπορεί να αντιμετωπίσει την επιλεκτική ως προς τη συχνότητα

εξασθένηση του διαύλου. Επιπλέον η χρήση του διακριτού μετασχηματισμού Fourier (DFT) στην παραγωγή του OFDM σήματος επιτρέπει την υλοποίηση αμιγώς ψηφιακού πομπού και δέκτη για ένα OFDM σύστημα. Τέλος, με την τεχνική της προσθήκης κυκλικού προθέματος σε κάθε εκπεμπόμενο OFDM σύμβολο καθίσταται δυνατή η αντιμετώπιση του φαινομένου των πολλαπλών διαδρομών σε ένα δίαυλο.

Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάστηκαν οι διάφορες παράμετροι των τηλεπικοινωνιών γραμμών ηλεκτροδότησης (Power Line Communications – PLC). Δόθηκε μια σύνοψη του δικτύου ηλεκτροδότησης, τόσο του δικτύου διανομής χαμηλής και μέσης τάσης όσο και της εσωτερικής οικιακής εγκατάστασης. Αναπτύχθηκαν διάφορα τεχνικά θέματα που σχετίζονται με τη χρήση των γραμμών ισχύος ως τηλεπικοινωνιακού μέσου, όπως η συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου, ο θόρυβος, η παρενόχληση που μπορεί να προκαλέσει μια PLC εφαρμογή σε υφιστάμενες υπηρεσίες. Ο θόρυβος που διατρέχει τις γραμμές τάσης μπορεί να χαρακτηριστεί σαν συνδυασμός χρωματισμένου θορύβου υποβάθρου (colored background noise), θορύβου στενής ζώνης (narrowband noise) και κρουστικού θορύβου. Ο θόρυβος των γραμμών ισχύος παρουσιάζει σχετικά υψηλή φασματική ισχύ ιδιαίτερα σε συχνότητες μικρότερες από 1MHz. Η εξασθένηση οφείλεται στις απώλειες των καλωδίων ισχύος και αυξάνει με τη συχνότητα και το μήκος των γραμμών. Επίσης εμφανίζεται το φαινόμενο των πολλαπλών διαδρομών του τηλεπικοινωνιακού σήματος εξαιτίας των διακλαδώσεων των αγωγών τάσης και μη τερματισμένων απολήξεών τους. Συνυπολογίζοντας τη συμπεριφορά του διαύλου ως προς το θόρυβο και την εξασθένηση, η ζώνη 1 – 30MHz προκρίθηκε ως η πλέον κατάλληλη για την υλοποίηση PLC συστημάτων. Ωστόσο η συχνοτική αυτή ζώνη χρησιμοποιείται από ραδιοερασιτέχνες, διεθνείς ραδιοφωνικές εκπομπές και από πλήθος τηλεπικοινωνιακών δικτύων (π.χ. στρατιωτικά, αεροναυτικά), επομένως υπάρχει η πιθανότητα αλληλοπαρεμβολής με άλλους χρήστες. Επιπλέον η εισαγωγή υψίσυχνων σημάτων στο ηλεκτρικό δίκτυο μπορεί να επηρεάσει τη λειτουργία λοιπών συσκευών συνδεδεμένων στο δίκτυο. Τα μέγιστα όρια αγωγίμων εκπομπών από τις γραμμές τάσης περιγράφονται στο πρότυπο EN55022, σύμφωνα με το οποίο τα PLC σήματα στην ζώνη 1 – 30MHz δεν πρέπει να υπερβαίνουν το μέγιστο πλάτος του 1V. Είναι εντούτοις αμφισβητήσιμο κατά πόσο μπορούν να θεσπιστούν αξιόπιστες επικοινωνίες υπό τόσο χαμηλά επίπεδα εκπομπής. Το πρότυπο HomePlug προτείνει, αντίθετα, υψηλότερα όρια εκπομπής με μέγιστη τιμή φασματικής ισχύος – 50 dBm/Hz. Από τα πορίσματα της ενότητας καταλήξαμε στην υιοθέτηση της OFDM διαμόρφωσης ως της πλέον αποτελεσματικής για ένα τέτοιο τηλεπικοινωνιακό δίαυλο. Το εύρος ζώνης του σήματος θα καταλαμβάνει την περιοχή 1 – 30MHz και θα πρέπει να εκπέμπει με την ελάχιστη δυνατή ισχύ.

Στο τέταρτο κεφάλαιο περιγράφηκε η τεχνολογία Software Defined Radio – SDR που επιτρέπει την κατασκευή ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων στην περιοχή των ραδιοσυχνοτήτων με τη χρήση κατάλληλου λογισμικού. Περιγράφηκε από πλευράς υλικού η αναπτυξιακή πλατφόρμα Nallatech XtremeDSP Development Kit, όπου και αναπτύχθηκε το τηλεπικοινωνιακό μας σύστημα. Η πλατφόρμα περιλαμβάνει Virtex IV FPGAs όπου υλοποιούνται ψηφιακά τα κυκλώματα πομπού και δέκτη, ενώ η μετατροπή του ψηφιακού σήματος σε αναλογικό και αντίστροφα πραγματοποιείται από τους DACs και ADCs της πλατφόρμας, που μπορούν να εκπέμψουν ή να δεχθούν αναλογικό σήμα

πλάτους μέχρι 2V. Επίσης δόθηκε η μεθοδολογία μετατροπής απλών εντολών σε γλώσσα περιγραφής υλικού (Hardware Description Language) VHDL στο κύκλωμα που θα υλοποιεί την επιθυμητή λειτουργία. Η επιλογή της ανάπτυξης του τηλεπικοινωνιακού συστήματος σε τσιπ FPGA παρέχει μια φθηνή, εύκολη να υλοποιηθεί, ψηφιακή λύση και το γεγονός ότι τα FPGAs είναι επαναπρογραμματίσιμα καθιστά δυνατή την επαναχρησιμοποίηση των ίδιων τσιπ FPGA για την ανάπτυξη διαφορετικών παραλλαγών του OFDM συστήματος.

Στο πέμπτο κεφάλαιο σκιαγραφήθηκε η αρχή λειτουργίας ενός OFDM συστήματος εκπομπής – λήψης δεδομένων για τη ζώνη 1 – 30MHz, σχεδιασμένο για PLC δίαυλο. Το σύστημα αναπτύχθηκε και δοκιμάστηκε ως προς την εύρυθμη λειτουργία του σε περιβάλλον Matlab (κώδικας Matlab), όπου και προσομοιώθηκε η συμπεριφορά του διαύλου και ο θόρυβος των γραμμών ισχύος, στηριζόμενοι σε δημοσιευμένες σχετικές μελέτες.

Στο έκτο κεφάλαιο παρουσιάστηκε η υλοποίηση του τηλεπικοινωνιακού συστήματος σε FPGAs. Η πρώτη παραλλαγή του OFDM συστήματος υλοποιείται στη βασική ζώνη, χρησιμοποιεί 16 φέροντα και BPSK διαμόρφωση, ενώ το φάσμα του OFDM σήματος ελέγχεται κατάλληλα ώστε να καταλαμβάνει τη ζώνη 4 – 22MHz. Περιγράφηκε η αρχιτεκτονική του κυκλώματος εκπομπής και του κυκλώματος λήψης και παρατέθηκε πλήρης θεωρητική τεκμηρίωση της λειτουργίας κάθε δομικής μονάδας των κυκλωμάτων. Το κύκλωμα του πομπού και το κύκλωμα του δέκτη υλοποιήθηκαν σε δύο αναπτυξιακά XtremeDSP και διασυνδέθηκαν με ομοαξονικό καλώδιο ώστε να λάβουμε τις πρώτες πειραματικές μετρήσεις σε ένα εξιδανικευμένο δίαυλο με γκαουσιανό προσθετικό θόρυβο, σταθερή απόκριση συχνότητας και άπειρο εύρος ζώνης. Από τις πρώτες μετρήσεις αναδείχθηκε η ανάγκη βελτίωσης του αλγορίθμου συγχρονισμού στον δέκτη, τόσο ως προς την ικανότητα ανίχνευσης πλαισίων όσο και ως προς την ακρίβεια που επιτυγχανόταν κάτι τέτοιο.

Το έβδομο κεφάλαιο πραγματεύτηκε την ανάπτυξη της κατάλληλης προσαρμοστικής διάταξης η οποία θα μπορεί είτε να εγγείει το τηλεπικοινωνιακό σήμα στις γραμμές τάσης είτε να εξάγει το σήμα από το ηλεκτρικό δίκτυο. Μετά από σειρά πειραματικών δοκιμών διαφόρων διατάξεων και θεωρητική επεξήγηση της συμπεριφοράς κάθε διάταξης, καταλήξαμε στη βέλτιστη που επιτυγχάνει επαγωγική σύζευξη του τηλεπικοινωνιακού σήματος παρέχοντας γαλβανική απομόνωση ανάμεσα στα τηλεπικοινωνιακά κυκλώματα και στο ηλεκτρικό δίκτυο. Πυρήνα της προσαρμοστικής διάταξης αποτελεί ένας μετασχηματιστής ευρείας ζώνης (wideband rf transformer) που μεταβιβάζει με αμελητέα παραμόρφωση σήματα από 200kHz ως 30MHz και ισχύος ως $\frac{1}{4}$ Watt. Η προστασία του χρήστη αλλά και του εξοπλισμού επιτυγχάνεται με την τοποθέτηση του κυκλώματος προσαρμογής εντός κλειστού κουτιού, το οποίο και γειώνεται, ενώ εν σειρά στο κύκλωμα προστίθεται και κατάλληλη ασφάλεια για προστασία από υπερτάσεις. Η κατασκευή της προσαρμοστικής διάταξης επιτρέπει τη μελέτη και καταγραφή του θορύβου σ' ένα πραγματικό PLC δίκτυο, όπου κυριαρχεί ο κρουστικός θόρυβος μέσου ύψους 400mV p-p, χωρίς όμως να λείπουν και αιχμές από 300mV p-p ως και 1.5V p-p. Ο θόρυβος υποβάθρου δεν ξεπερνά τα 150-200mV p-p. Επίσης είναι δυνατή η μελέτη της

συνάρτησης μεταφοράς διαφόρων τοπολογιών PLC δικτύου, όπου και επαληθεύεται η επιλεκτική ως προς τη συχνότητα εξασθένιση και η πολύοδος διάδοση στο κανάλι.

Στο όγδοο κεφάλαιο διαπραγματευτήκαμε το θέμα των αλγορίθμων συγχρονισμού, δηλαδή μεθόδων προσδιορισμού της αρχής ενός OFDM πλαισίου υπό συνθήκες χαμηλού σηματοθορυβικού λόγου στην είσοδο του δέκτη. Περιγράφηκαν αλγόριθμοι βασισμένοι στην επαναληψιμότητα που εισάγει το κυκλικό πρόθεμα σε ένα OFDM σύμβολο, στην ανίχνευση πιλοτικής αλληλουχίας, στην ανίχνευση αυτοόμοιας πιλοτικής αλληλουχίας, στην ανίχνευση μηδενισμών, καθώς και συνδυασμοί τους. Για πρώτη φορά οι αλγόριθμοι αυτοί υλοποιήθηκαν σε FPGAs και η επίδοσή τους αξιολογήθηκε σε πραγματικό περιβάλλον, τόσο σε ομοαξονικό καλώδιο με σηματοθορυβικό λόγο 25 – 30dB, όσο και σε PLC κανάλι με σηματοθορυβικό λόγο 8 – 10dB. Μέσα από σειρά δοκιμών προτάθηκε ως βέλτιστος αλγόριθμος ο αλγόριθμος SCHMPR που συνδυάζει την ταυτόχρονη ανίχνευση της μεγιστοποίησης μιας συνάρτησης αυτοσυσχέτισης του λαμβανόμενου σήματος με τη μεγιστοποίηση της συσχέτισης του λαμβανόμενου σήματος με μια πρότυπη ακολουθία $a - \text{prig}$ γνωστή στον δέκτη. Ο υπολογισμός των συναρτήσεων συσχέτισης υλοποιήθηκε με πράξεις αποκλειστικού – ούτε (exclusive – nor) αντί πολλαπλασιασμών μεταξύ των δειγμάτων του σήματος, γεγονός που εξασφαλίζει χαμηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα. Η μέθοδος αξιολογήθηκε σε OFDM σύστημα με λίγα (16) και περισσότερα (1024) φέροντα. Σε κάθε περίπτωση η πιθανότητα ανίχνευσης πλαισίου ήταν μεγαλύτερη από 99%, ενώ η ακρίβεια συγχρονισμού προσδιορίστηκε με απόλυτη επιτυχία για την περίπτωση λίγων φερόντων και με σφάλμα το πολύ 3 δειγμάτων για την περίπτωση περισσοτέρων φερόντων. Να σημειώσουμε ότι προταθέντες μέθοδοι στη διεθνή βιβλιογραφία παρουσιάζουν χειρότερη επίδοση και μάλιστα σε επίπεδο προσομοιώσεων.

Στο ένατο κεφάλαιο παρουσιάστηκε η επίδοση του OFDM τηλεπικοινωνιακού συστήματος σε PLC κανάλια. Δοκιμάστηκαν 3 παραλλαγές του συστήματος με διαφορετικό αριθμό φερόντων και μέθοδο διαμόρφωσης των φερόντων, η πρώτη με 16 φέροντα και BPSK διαμόρφωση, η δεύτερη με 1024 φέροντα και BPSK διαμόρφωση, και η τρίτη με 1024 φέροντα και DPSK διαμόρφωση. Τα συστήματα αξιολογήθηκαν σε διάφορες τοπολογίες του οικιακού δικτύου με τον δέκτη να απέχει από τον πομπό από 5m ως 55m. Τα συστήματα αξιολογήθηκαν ως προς το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων πληροφορίας (data rate) και ως προς το ρυθμό λαθών (BER) υπό συνθήκες χαμηλού σηματοθορυβικού λόγου στην είσοδο του δέκτη της τάξης 2 – 10dB. Ο ρυθμός μετάδοσης για το πρώτο, το δεύτερο και το τρίτο σύστημα μετρήθηκε στα 3Mbps, 5Mbps και 7.5Mbps αντίστοιχα. Ο ρυθμός λαθών κυμάνθηκε από 0.4% - 5.8% για απόσταση πομπού – δέκτη 5m, και από 3.9% - 11.9% για απόσταση 55m. Υπό χαμηλό SNR τα OFDM συστήματα με λιγότερα φέροντα παρουσίασαν καλύτερη επίδοση λόγω καλύτερης αντιμετώπισης του υψηλού κρουστικού θορύβου. Επίσης τα OFDM συστήματα με DPSK διαμόρφωση υπερτερούν των OFDM συστημάτων με BPSK διαμόρφωση εξαιτίας της μεγαλύτερης ανοχής που παρουσιάζουν στο σφάλμα συγχρονισμού.

10.2 Προτάσεις για μελλοντική έρευνα

Η μέγιστη απόσταση που μπορέσαμε να επιτύχουμε μεταξύ πομπού – δέκτη ήταν εκείνη των 55m. Η απόσταση αυτή είναι αρκετή για την πλήρη κάλυψη μιας μέσης οικίας με μέγιστο πλάτος εκπεμπόμενου σήματος 2V. Ο ρυθμός λαθών του συστήματος είναι αρκετά υψηλός για ένα αξιόπιστο τηλεπικοινωνιακό σύστημα μετάδοσης δεδομένων, όπου απαιτείται μηδαμινός ρυθμός λαθών. Μια λύση για τη βελτίωση του BER θα ήταν η αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος, σε βάρος βέβαια της πιθανής παρενόχλησης που μπορεί να προκληθεί σε άλλες υπηρεσίες που χρησιμοποιούν την ίδια ζώνη συχνοτήτων. Μάλιστα το πρότυπο HomePlug ήδη προτείνει υψηλότερη ισχύ μέχρι -50dBm/Hz , που αντιστοιχεί σε μέγιστο πλάτος σήματος περίπου 4V σε φορτίο 50Ω και για εύρος ζώνης 30MHz. Εξετάζοντας τη δυνατότητα του υφιστάμενου συστήματος να εκπέμψει με μεγαλύτερη ισχύ επισημαίνουμε ότι κάτι τέτοιο είναι δυνατό μόνο με τη χρήση ενισχυτή ισχύος στην έξοδο του αναπτυξιακού του πομπού εύρους ζώνης τουλάχιστον μέχρι 30MHz. Η είσοδος του δέκτη μπορεί να χειριστεί σήματα μεγίστου πλάτους 2V. Για εκπεμπόμενο σήμα πλάτους ως 4V αναμένεται σήμα πλάτους μικρότερο των 2V για τις περισσότερες τοπολογίες δικτύου. Επομένως το αναπτυξιακό του δέκτη μπορεί να επεξεργαστεί αυτό το σήμα. Στη γενική περίπτωση αν αυξήσουμε περαιτέρω την εκπεμπόμενη ισχύ απαιτείται ADC στον δέκτη που να μπορεί να επεξεργαστεί σήματα μεγαλύτερου πλάτους. Το κύκλωμα του δέκτη θα πρέπει τότε να υλοποιηθεί σε διαφορετικό αναπτυξιακό. Επιπλέον, ο μετασχηματιστής της διάταξης προσαρμογής μπορεί να μεταβιβάσει σήματα ισχύος μέχρι $\frac{1}{4}$ Watt, που σε φορτίο 50Ω αντιστοιχεί σε μέγιστο πλάτος σήματος 3.5V. Επομένως για σήματα υψηλότερης ισχύος απαιτείται επανασχεδίαση της διάταξης προσαρμογής με μετασχηματιστή που δύναται να μεταβιβάσει ισχυρότερα σήματα.

Η δεύτερη λύση για τη βελτίωση του BER θα ήταν η χρήση κωδικοποίησης για τη διόρθωση λαθών. Εισάγοντας πλεονασμό στα μεταδιδόμενα δεδομένα θα μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε ισχυρούς κώδικες όπως Turbo κώδικες, LDPC, κ.ά. κατά τη μετάδοση στο φυσικό στρώμα. Επιπροσθέτως η διόρθωση λαθών θα μπορούσε να πραγματοποιηθεί σε στρώματα της διαστρωμάτωσης OSI ανώτερα του φυσικού. Σε κάθε περίπτωση το τμήμα που καλούμαστε να πληρώσουμε για τη βελτίωση του BER είναι η μείωση του ρυθμού μετάδοσης καθαρών δεδομένων πληροφορίας.

Προκειμένου να αυξηθεί ο ρυθμός μετάδοσης, ένας τρόπος θα ήταν η φόρτωση περισσότερων bits ανά φέρον. Κάθε φέρον θα πρέπει τότε να διαμορφωθεί με μια μέθοδο ορθογωνικής διαμόρφωσης πλάτους (QAM) όπως 4 – QAM, 16 – QAM, 64 – QAM, κλπ. Υπό τη δεδομένη χαμηλή ισχύ εκπομπής όπου το μέγιστο πλάτος του σήματος δεν υπερβαίνει τα 2V, δεν μπορεί να υποστηριχθεί η φόρτωση περισσότερων bits ανά φέρον. Άρα μια τέτοια λύση απαιτεί την αύξηση της ισχύος εκπομπής.

Ο δεύτερος τρόπος αύξησης του ρυθμού μετάδοσης θα ήταν η αύξηση του εύρους ζώνης που καταλαμβάνει το OFDM σήμα. Στη διεθνή βιβλιογραφία έχει ήδη προταθεί η περιοχή 1.7 – 80MHz. Εξετάζοντας αν το προταθέν σύστημα μπορεί να τροποποιηθεί προς αυτή την κατεύθυνση, επισημαίνουμε καταρχήν ότι απαιτείται τροποποίηση της διάταξης προσαρμογής ώστε να εμφανίζει καλύτερη απόκριση για συχνότητες ως

80MHz. Επιπλέον, εφόσον το ρολόι συστήματος των αναπτυξιακών βρίσκεται στα 105MHz, μπορεί να υποστηριχθεί εύρος ζώνης 105MHz διαιρεμένο μόνο με ακέραιο αριθμό. Άρα μπορεί να υποστηριχθεί εύρος ζώνης 105MHz, 52.5MHz, 35MHz, 26.25MHz (χρησιμοποιήθηκε στο προταθέν σύστημα), κλπ. Άρα υπό το δεδομένο ρολόι συστήματος και στοχεύοντας σε εύρος ζώνης μέχρι 80MHz, δίνεται η δυνατότητα για εύρος ζώνης το πολύ ως 52.5MHz.

Το προταθέν τηλεπικοινωνιακό σύστημα στηρίζεται σε επικοινωνία από σημείο σε σημείο (point – to – point) όπου στο ένα αναπτυξιακό υλοποιείται ο πομπός και στο άλλο ο δέκτης. Σε ένα εναλλακτικό τηλεπικοινωνιακό σενάριο, θα μπορούσε σε κάθε αναπτυξιακό να υλοποιηθεί ένας πομποδέκτης που θα επιτρέπει την ταυτόχρονη αποστολή και λήψη δεδομένων με ένα ή περισσότερους παρόμοιους τερματικούς κόμβους. Κάθε κόμβος θα μπορούσε να υλοποιηθεί σε διαφορετικό αναπτυξιακό. Σε ένα τέτοιο σενάριο ανακύπτουν μια σειρά από άλλα θέματα όπως ζητήματα πρόσβασης στον κοινό δίαυλο, διευθυνσιοδότηση, κλπ, που θα απαιτούσαν επιπλέον και τη χρησιμοποίηση πρωτοκόλλων ανώτερων στρωμάτων του OSI.

Βιβλιογραφία

1. Haykin S., *Συστήματα Επικοινωνίας*, Ελληνική Έκδοση, Επιστημονική Επιμέλεια Ε.Δ. Συκάς, Μ.Ε. Θεολόγου, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, Αθήνα, 1995.
2. Oppenheim A.V., Schaffer R.W., Buck J.R., *Discrete – Time Signal Processing*, Second Edition, Prentice Hall, New Jersey, 1999.
3. Ουζούνoglou Ν.Κ., *Εισαγωγή στα Μικροκύματα*, Δεύτερη Έκδοση, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, Αθήνα, 1994.
4. Κωττής Π.Γ., *Διαμόρφωση και Μετάδοση Σημάτων*, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη, 2003.
5. Hara S., Prasad R., *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*, Artech House, Boston, 2003.
6. *High – speed Physical Layer in the 5 GHz band*, IEEE Standard 802.11a, 1999.
7. *IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems*, IEEE Standard 802.16, 2004.
8. *Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz band*, IEEE Standard 802.11g, 2003.
9. R. W. Chang, “Synthesis of Band – Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 45, pp. 1775–1796, Dec. 1966.
10. S. B. Weinstein, and P. M. Ebert, “Data Transmission by Frequency – Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform,” *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-19, pp. 628–634, Oct. 1971.
11. Matthias Götz, Manuel Rapp, and Klaus Dostert, University of Karlsruhe, “Power Line Channel Characteristics and Their Effect on Communication System Design”, *IEEE Communications Magazine*, April 2004, pp. 78 – 86.
12. C. Hensen and W. Schulz, “Time Dependence of the Channel Characteristics of Low Voltage Power-Lines and its Effects on Hardware Implementation,” *AEÜ Int’l. J. Electronics and Commun.*, vol. 54, no. 1, Feb. 2000, pp. 23–32.
13. H. Philipps, “Modelling of Powerline Communication Channels,” *Proc. 3rd Int’l. Symp. Power-Line Commun. and its Applications*, Lancaster, UK, 1999, pp. 14–21.
14. M. Zimmermann and K. Dostert, “A Multipath Model for the Power line Channel,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 4, Apr. 2002, pp. 553–59.
15. Zimmermann M., Dostert K., “Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 44, Issue 1, Feb. 2002, pp. 249 – 258.
16. Er Liu, Yangpo Gao, Samdani G., Mukhtar O., Korhonen T., “Broadband powerline channel and capacity analysis”, *Power Line Communications and Its Applications, 2005 International Symposium on*, 6-8 April 2005, pp. 7 – 11.
17. Esmailian T., Gulak P.G., Kschischang F.R., “A discrete multitone power line communications system”, *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2000. ICASSP '00. Proceedings. 2000 IEEE International Conference on*, Vol. 5, 5-9 June 2000, pp. 2953 - 2956.
18. Degardin V., Lienard M., Zeddani A., Gauthier F., Degauquel P., “Classification and characterization of impulsive noise on indoor powerline used for data

- communications”, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Volume 48, Issue 4, Nov 2002, pp. 913 – 918.
19. Cisp22: 1997, Information Technology equipment – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement.
 20. *XtremeDSP Development Kit – IV User Guide*, Nallatech Ltd: www.xilinx.com/support/documentation/boards_and_kits/ug_xtremedsp_devkitI_V.pdf.
 21. ADC AD6645 datasheet: www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD6645.pdf.
 22. DAC AD9772A datasheet: www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9772A.pdf.
 23. S. I. Tsakiris, A. D. Salis, and N. K. Uzunoglu, “An FPGA Implementation of an OFDM – Based Communication System for PLC Channels,” *Workshop on Applications for Powerline Communications*, Thessaloniki, Greece, 2-3 October 2008.
 24. Osama Bilal, Liu Er, Yangpo Gao and Timo O. Korhonen, “DESIGN OF BROADBAND COUPLING CIRCUITS FOR POWERLINE COMMUNICATION”, *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, 2004, Zaragoza, Spain.
 25. Βουρνάς Κ., Κονταξής Γ., *Εισαγωγή στα Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας*, Εκδόσεις ΕΜΠ, Αθήνα, 2001.
 26. Πρωτονοτάριος Ε., Θεολόγου Μ., *Μαθήματα Ειδικής Ηλεκτροτεχνίας Γραμμικά Κυκλώματα*, Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα, 1999.
 27. Purcell E., *Ηλεκτρισμός Μαγνητισμός – Μαθήματα Φυσικής Πανεπιστημίου Berkeley*, μετάφραση Εργαστήρια Φυσικής ΕΜΠ, Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα, 1999.
 28. Ferronics 99 Guide: www.ferronics.com/files/Toroid.pdf.
 29. Coilcraft Inc., PWB Series Wideband RF Transformers, datasheet: <http://www.coilcraft.com/pwb.cfm>.
 30. Van de Beek, J.-J. Sandell, M. Isaksson, M. Ola Borjesson, P., “Low-complex frame synchronization in OFDM systems”, *Universal Personal Communications. 1995. Record., 1995 Fourth IEEE International Conference on*, 6-10 Nov 1995, pp. 982-986, Tokyo, Japan.
 31. Warner W.D., Leung C., “OFDM/FM frame synchronization for mobile radio data communication”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Aug 1993, Volume 42, Issue 3, pp. 302-313.
 32. Kistner, T. Bauer, M. Hetzer, A. Dostert, K., “Analysis of zero crossing synchronization for OFDM-based AMR systems”, *Power Line Communications and Its Applications, 2008. ISPLC 2008. IEEE International Symposium on*, 2-4 April 2008, pp. 204-208, Jeju city, Jeju Island.
 33. Kwon, H.M. Kwang Bok Lee, “A novel digital FM receiver for mobile and personal communications”, *IEEE Transactions on Communications*, Nov 1996, Volume 44, Issue 11, pp. 1466-1476.
 34. T.M. Schmidl, D.C. Cox, “Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM”, *IEEE Trans. Commun.*, Vol.45, No.12, pp.1613-1621, Dec. 1997.

35. S.I. Tsakiris, A.D. Salis, and N.K. Uzunoglu, "FPGA Implementation of a Frame Synchronization Algorithm for Powerline Communications", accepted by *Radioengineering Journal*.
36. HomePlug Powerline Alliance: HomePlug AV White Paper. www.homeplug.org/products/whitepapers/HPAV-White-Paper_050818.pdf.
37. M. Ouzzif, J. Le Masson, "Channel Capacity Statistical Analysis for Indoor Power Line Transmissions", *IEEE International Symposium on Signals, Systems, and Electronics*, pp.575-578, 2007.
38. H. Latchman, K. Afkhamie, S. Katar, R Newman, B. Mashburn, and L. Yonge, "High Speed Multimedia Home Networking over Powerline", *National Cable and Telecommunications Association (NCTA), National Show*, April 2005.
39. MINN H., ZENG M., BHARGAVA V.K., "On Timing Offset Estimation for OFDM Systems", *IEEE Communications Letters*, 2000, vol. 4, no. 7, p. 242 – 244.
40. S.I. Tsakiris, A.D. Salis, and N.K. Uzunoglu, "Performance of OFDM Systems for Broadband Power Line Communications Under Low Signal Strength", accepted by *Microwave Review Journal*.