



**T.E.I. ΗΠΕΙΡΟΥ**

**T.E.I. OF EPIRUS**

**ΣΧΟΛΗ ΔΙΟΙΚΗΣΗΣ & ΟΙΚΟΝΟΜΙΑΣ (Σ.Δ.Ο)  
ΤΜΗΜΑ ΤΗΛΕΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ & ΔΙΟΙΚΗΣΗΣ**

**SCHOOL OF MANAGEMENT AND ECONOMICS  
DEPARTMENT OF COMMUNICATIONS,  
INFORMATICS AND MANAGEMENT**

# **ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΠΟΜΠΟΔΕΚΤΗ ΟΡΣΚ ΣΕ DSP**

## **ΓΙΑ ΧΡΗΣΗ ΣΤΗΝ ΚΙΝΗΤΗ ΤΗΛΕΦΩΝΙΑ ΤΡΙΤΗΣ ΓΕΝΙΑΣ**



**ΕΠΙΒΛΕΤΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ :**

**ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ ΑΓΓΕΛΗΣ**

**ΕΠΙΜΕΛΕΙΑ ΕΡΓΑΣΙΑΣ :**

**ΘΕΟΛΟΠΙΑΣ ΒΑΣΙΛΕΙΟΣ  
ΚΑΤΣΟΥΡΑΣ ΜΙΧΑΗΛ**

**Πτυχιακή εργασία μέρος των απαιτήσεων του Τμήματος Τηλεπληροφορικής και Διοίκησης**

**ΑΡΤΑ 01/03/2004**

## **ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ**

Αισθανόμαστε την ανάγκη να ευχαριστήσουμε τον επίκουρο καθηγητή κ. Κωνσταντίνο Αγγέλη, για την ανάθεση της παρούσας πτυχιακής, την καθοδήγηση κατά τη διάρκεια υλοποίησης της καθώς και για το χρόνο που αφιέρωσε στην προσπάθεια μεταλαμπάδευσης των γνώσεών του σε εμάς. Η βοήθειά του σε δύσκολες στιγμές, ήταν καταλυτική για την επιτυχή περάτωση της εργασίας μας.

Επίσης, θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε τους γονείς μας για την αμέριστη στήριξη τους σε όλη τη διάρκεια των σπουδών μας καθώς και τους φίλους που μας συμπαραστάθηκαν κατά την διάρκεια της υλοποίησης της παρούσης πτυχιακής εργασίας.

Τέλος, θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε την εταιρία Texas Instruments η οποία μέσω του τμήματος Φυσικής του πανεπιστημίου των Ιωαννίνων μας προμήθευσε το απαραίτητο υλικό και λογισμικό.

## ABSTRACT

Τα συστήματα τρίτης γενιάς (3G) έχουν ως κύριο σκοπό την παροχή υπηρεσιών υψηλού ρυθμού μετάδοσης. Δίνουν την δυνατότητα σε εικόνες υψηλής ανάλυσης και σε video να μεταδοθούν καθώς και παρέχουν πρόσβαση στο διαδίκτυο με μεγάλες ταχύτητες. Τα συστήματα αυτά αναφέρονται στον κλάδο των τηλεπικοινωνιών ως UMTS (Universal Mobile Telecommunication Systems). Η κύρια ράδιο- διεπαφή (air interface) των συστημάτων τρίτης γενιάς είναι το WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) και έχει οριστεί σε Ευρώπη και Ασία σε ένα φάσμα συχνοτήτων γύρω στα 2 GHz. Η συγκέντρωση της ενέργειας του σήματος σε συγκεκριμένο φάσμα συχνοτήτων γίνεται μέσω τεχνικών διαμόρφωσης πλάτους, συχνότητας και/ή φάσης ενός ημιτονικού κύματος το οποίο ονομάζεται φέρον. Στο παρόν σύγγραμμα αναλύονται οι βασικές θεωρίες των συστημάτων τρίτης γενιάς. Επίσης γίνεται εμβάθυνση στην ανάλυση της ψηφιακής διαμόρφωσης/ αποδιαμόρφωσης QPSK σε θεωρητικό, πειραματικό και πρακτικό επίπεδο. Όσο αναφορά το πειραματικό στάδιο η υλοποίηση της QPSK διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης έχει προσομοιωθεί σε περιβάλλον Matlab 6.5 ενώ πρακτική εφαρμογή της διαμόρφωσης έγινε με την χρήση του ψηφιακού επεξεργαστή σήματος (DSP) TMS320C6000 και συγκεκριμένα του μοντέλου DSPC6711. Ο κώδικας που συντάχθηκε στο Matlab ενσωματώθηκε στον ψηφιακό επεξεργαστή μέσω του προγράμματος Code Composer Studio v 2.0.



## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	1
1.1. Η ΣΗΜΑΣΙΑ ΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ.....	1
1.2. ΤΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΕΝΟΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ	4
1.3. Η ΕΞΕΛΙΞΗ ΤΩΝ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ.....	5
1.4. ΥΠΗΡΕΣΙΕΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΤΡΙΤΗΣ ΓΕΝΙΑΣ.....	6
2. ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΤΡΙΤΗΣ ΓΕΝΙΑΣ.....	8
2.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	8
2.2. ΑΠΑΙΤΗΣΕΙΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΤΡΙΤΗΣ ΓΕΝΙΑΣ.....	8
2.3. WCDMA ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΤΡΙΤΗΣ ΓΕΝΙΑΣ.....	9
2.4. ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ.....	10
2.5. ΣΥΣΤΗΜΑ UMTS .....	11
2.6. ΑΠΕΙΛΕΣ ΤΟΥ UMTS .....	12
2.6.1. ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΗ ΑΝΑΠΤΥΞΗ.....	13
2.6.1.1. Ασύρματο τοπικό δίκτυο (WLAN).....	13
2.6.1.2. 4G.....	13
2.6.1.3. 2.5G.....	14
2.6.1.4. i-Mode.....	15
2.6.2. ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΑΓΟΡΑΣ.....	15
2.7. QoS του UMTS.....	17
2.7.1. ΔΙΑΛΟΓΙΚΗ ΚΑΤΗΓΟΡΙΑ.....	17
2.7.2. ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΟΗΣ ΔΕΔΟΜΕΝΑ.....	17
2.7.3. ΑΛΛΗΛΕΠΙΔΡΑΣΤΙΚΗ ΚΑΤΗΓΟΡΙΑ.....	18
2.7.4. ΚΑΤΗΓΟΡΙΑ ΠΑΡΑΣΚΗΝΙΟΥ.....	18

2.8. ΕΠΙΛΟΓΙΚΑ.....	19
3. DSP.....	20
3.1. ΓΕΝΙΚΑ.....	20
3.2. ΟΙΚΟΓΕΝΕΙΑ DSP TMS320.....	22
3.3. ΠΛΑΤΦΟΡΜΑ TMS320C6000.....	23
3.4. DSP Starter Kit C6711.....	23
3.5. ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΗΚΑ C6711 DSK.....	24
3.6.ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΗΚΑ MS320C6711.....	24
4. ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ.....	27
4.1. ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ.....	27
4.2. ΚΑΝΑΛΙ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ.....	29
4.2.1. ΠΡΟΣΘΕΤΙΚΟΣ ΛΕΥΚΟΣ ΓΚΑΟΥΣΙΑΝΟΣ ΘΟΡΥΒΟΣ (AWGN) .....	29
4.2.2. ΔΙΑΣΥΜΒΟΛΙΚΗ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗ.....	31
4.3. ΦΙΛΤΡΑ ΥΨΩΜΕΝΟΥ ΣΥΝΗΜΙΤΟΝΟΥ.....	32
4.3.1. ΓΕΝΙΚΑ.....	32
4.3.2. ΤΟ ΦΙΛΤΡΟ (ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΗΣ) ΡΙΖΑΣ ΥΨΩΜΕΝΟΥ ΣΥΝΗΜΙΤΟΝΟΥ.....	35
4.3.3. ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ .....	35
4.4. ΒΑΣΙΚΕΣ ΜΕΘΟΔΟΙ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ – ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ.....	37
4.4.1. Η ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ASK.....	37
4.4.2. Η ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ FSK.....	38
4.4.3. Η ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ PSK.....	38
4.5. ΓΡΑΜΜΙΚΗ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ.....	38
4.5.1. ΜΟΝΟΠΟΛΙΚΗ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ.....	39

4.5.2. ΠΟΛΙΚΗ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ.....	39
4.5.3. ΔΙΠΟΛΙΚΗ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ.....	40
4.5.4. ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ MANCHESTER .....	40
4.6. ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΗΝ ΨΗΦΙΑΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΠΟΛΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ.....	41
4.7. ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ QPSK.....	42
4.7.1. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΑΠΟ ΣΕΙΡΙΑΚΗ ΣΥΝΔΕΣΗ ΣΕ ΠΑΡΑΛΛΗΛΗ.....	42
4.7.2. ΨΗΦΙΑΚΟ ΦΙΛΤΡΑΡΙΣΜΑ.....	43
4.7.3. ΤΟΠΙΚΟΣ ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ.....	43
4.8. ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ QPSK.....	44
4.8.1. ΑΝΑΚΤΗΣΗ ΦΕΡΟΝΤΟΣ.....	45
4.8.2. ΑΡΙΘΜΗΤΙΚΑ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΣ ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ.....	45
4.8.3. ΑΝΙΧΝΕΥΤΗΣ ΦΑΣΗΣ.....	46
4.8.4. ΦΙΛΤΡΟ ΒΡΟΧΟΥ.....	48
4.8.5. ΧΡΟΝΙΣΤΗΣ ΣΥΜΒΟΛΩΝ.....	48
5. ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΑ.....	49
5.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	49
5.2. ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ QPSK ΣΕ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ MATLAB.....	49
5.3. ΚΑΝΑΛΙ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ.....	62
5.4. ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ QPSK ΣΕ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ MATLAB.....	63
5.5. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ QPSK ΣΤΟ DSK TMS320C6711.....	71
5.5.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	71

5.5.2. ΜΕΤΑΓΛΩΤΤΙΣΗ Μ ΑΡΧΕΙΩΝ ΣΕ C (C Compile).....	71
5.5.3. ΣΥΝΔΕΣΗ ΤΟΥ DSK ΚΑΙ ΕΓΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΤΟΥ Code Composer Studio v2.....	73
5.5.4. ΦΟΡΤΩΣΗ ΤΩΝ ΑΡΧΕΙΩΝ ΣΤΟ DSK ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ CCS.....	73
6. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....	86
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α'.....	88
ΓΛΩΣΣΑΡΙ.....	88
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ .....	89
ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	90
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β'.....	91
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ'.....	100

## ΔΗΛΩΣΗ ΠΕΡΙ ΛΟΓΟΚΛΟΠΗΣ

Όλες οι προτάσεις οι οποίες παρουσιάζονται σε αυτό το κείμενο και οι οποίες ανήκουν σε άλλον αναγνωρίζονται από τα εισαγωγικά και υπάρχει η σαφής δήλωση του συγγραφέα. Τα υπόλοιπα αναγραφόμενα είναι επινόηση του γράφοντος ο οποίος φέρει και την καθολική ευθύνη για αυτό το κείμενο και δηλώνω υπεύθυνα ότι δεν υπάρχει λογοκλοπή σε αυτό το κείμενο.

Όνοματεπώνυμο:

.....

Υπογραφή:

.....

Όνοματεπώνυμο:

.....

Υπογραφή:

.....

Ημερομηνία: .....

---

## 1.ΕΙΣΑΓΩΓΗ

### 1.1. Η ΣΗΜΑΣΙΑ ΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

Επικοινωνία είναι η βασική επεξεργασία ανταλλαγής πληροφορίας. Είναι οι ενέργειες των ανθρώπων να μεταδώσουν τις σκέψεις τους, τις ιδέες και τα συναισθήματα μεταξύ τους. Η επιθυμία των ανθρώπων για επικοινωνία υπάρχει από την εμφάνιση τους. Οι περισσότεροι άνθρωποι επικοινωνούσαν μέσω του προφορικού λόγου, όπως και σήμερα. Ωστόσο και άλλοι τρόποι επικοινωνίας χρησιμοποιούνταν. Κινήσεις του σώματος και διάφορες εκφράσεις του προσώπου ήταν αποτελεσματικοί τρόποι επικοινωνίας. Αργότερα, ανακαλύφθηκε η γραπτή επικοινωνία. Οι άνθρωποι έγραφαν στην αρχή σε πέτρες και σε βράχους, αργότερα σε πάπυρους και τελικά σε χαρτί. Αν και ο μεγαλύτερος όγκος της ανθρώπινης επικοινωνίας είναι προφορικός ακόμη, ένα μεγάλο μέρος πληροφορίας ανταλλάσσεται μέσω του γραπτού λόγου. Υπάρχει μία πλημμυρίδα πληροφορίας σε τυπωμένη μορφή.

Δύο από τα μεγαλύτερα προβλήματα στην ανθρώπινη επικοινωνία είναι η γλώσσα και απόσταση. Όσον αφορά τη γλώσσα, το πρόβλημα εξακολουθεί να υφίσταται και στις μέρες μας, ωστόσο οι άνθρωποι καταβάλουν προσπάθειες να μάθουν νέες γλώσσες και διαλέκτους με σκοπό να μπορούν να επικοινωνήσουν με όσο το δυνατό περισσότερο κόσμο.

Το άλλο πρόβλημα είναι η επικοινωνία σε μακρινές αποστάσεις. Οι περισσότερες από τις ανθρώπινες επικοινωνίες στην αρχή περιορίστηκαν σε συνομιλίες πρόσωπο με πρόσωπο. Ωστόσο, προσπάθειες για μακρινή επικοινωνία έγιναν όταν οι διάφορες φυλές ειδοποιούνταν μεταξύ τους με τύμπανα ή σήματα καπνού. Άλλοι προγενέστεροι τύποι μακρινής επικοινωνίας ήταν το βούκινο, τα σήματα με φωτιά, ή ο κυματισμός μιας σημαίας. Αλλά ανεξάρτητα από αυτές τις προσπάθειες επικοινωνίας σε μακρινή απόσταση, οι από απόσταση επικοινωνία ήταν περιορισμένη.

Η επικοινωνία μακρινής απόστασης βελτιώθηκε με το γραπτό λόγο. Μηνύματα και γράμματα μεταδόθηκαν από ένα τόπο σε άλλο. Για πολλά χρόνια, η

---

επικοινωνία μακρινών αποστάσεων περιοριζόταν στην αποστολή προφορικών και γραπτών μηνυμάτων με αγγελιοφόρους δρομείς, ιππείς, ναυτικούς, και τελευταία με τη χρήση τρένων.

Η ανθρώπινη επικοινωνία εξελίχθηκε δραματικά στα τέλη του δεκάτου ενάτου αιώνα όταν ανακαλύφθηκε ο ηλεκτρισμός και οι πολλαπλές εφαρμογές του. Ο τηλεγράφος εφευρέθηκε το 1844 και το τηλέφωνο το 1876. Το 1887 ανακαλύφθηκε το ραδιόφωνο και επιδείχθηκε το 1895.

Από το σημείο αυτό και μετά, η ανταλλαγή πληροφοριών πήρε μια τεράστια ώθηση. Στον πίνακα 1-1 φαίνεται μία χρονική σειρά των σημαντικών ορόσημων στην εξέλιξη των ανθρώπινων επικοινωνιών.

Γνωστοί τύποι ηλεκτρονικών επικοινωνιών, όπως το ραδιόφωνο και η τηλεόραση, έχουν αυξήσει την ικανότητά μας να μοιραζόμαστε πληροφορία. Σήμερα, αποτελούν ένα σημαντικό τμήμα της ζωής μας. Είναι δύσκολο να φανταστούμε πως θα ήταν η ζωή μας χωρίς τη γνώση και την πληροφορία που λαμβάνουμε από όλο τον κόσμο με τα διάφορα μέσα ηλεκτρονικών επικοινωνιών.

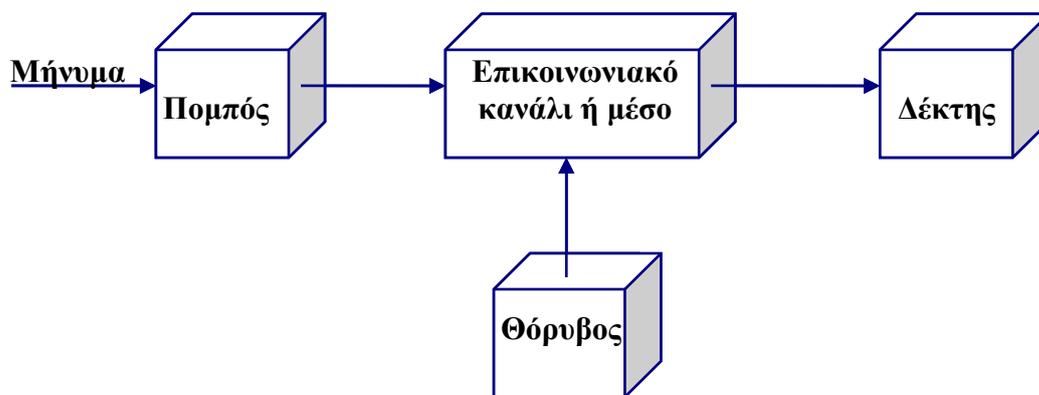
Η κοινωνία μας όπως έχει διαμορφωθεί σήμερα, είναι δημιούργημα αυτής της ηλεκτρονικής επανάστασης στην πληροφορία. Στην πραγματικότητα, η έμφαση στην κοινωνία μας έχει ολισθήσει τώρα από τη βιομηχανοποίηση και τη μαζική παραγωγή αγαθών στη συσσώρευση, πακετοποίηση και ανταλλαγή πληροφορίας. Η κοινωνία μας είναι μια κοινωνία πληροφορίας και το κλειδί αυτής είναι οι επικοινωνίες. Χωρίς ηλεκτρονικές επικοινωνίες, δε θα μπορούσαμε να εκμεταλλευθούμε τη διαθέσιμη πληροφορία τη στιγμή που τη χρειαζόμαστε.

Πίνακας 1-1 Χρονολογική σειρά των σημαντικών ορόσημων στην εξέλιξη των ανθρώπινων επικοινωνιών.

<u><i>Χρονολογία</i></u>	<u><i>Γεγονότα</i></u>
1440	Ο Gutenberg εφευρίσκει την τυπογραφία
1844	Ο Morse κατοχυρώνει τον τηλεγράφο
1866	Η πρώτη επιτυχημένη χρήση ενός υπερατλαντικού τηλεγραφικού καλωδίου
1876	Ο Bell εφευρίσκει και κατοχυρώνει το τηλέφωνο
1879	Ο Eastman εμφανίζει φωτογραφικό φιλμ
1887	Ο Hertz ανακαλύπτει τα ραδιοκύματα
1895	Ο Marconi επιδεικνύει την ασύρματη τηλεγραφία
1901	Ο Marconi πραγματοποιεί την πρώτη υπερατλαντική ραδιο-μετάδοση
1903	Ανακαλύφθηκε η λυχνία Fleming
1906	Ο De Forest εφευρίσκει την τρίοδο λυχνία κενού και την πρώτη ραδιοτηλεφωνική εκπομπή
1923	Εφευρίσκεται η τηλεόραση
1931	Ανακαλύπτεται η ραδιοαστρονομία
1940-45	Τελειοποιείται το radar και βοηθά τη νίκη του Δεύτερου Παγκοσμίου Πολέμου
1948	Εφευρίσκεται το transistor
1954	Αρχίζουν οι εκπομπές της έγχρωμης τηλεόρασης
1959	Εφευρίσκεται το ολοκληρωμένο κύκλωμα
1962	Ο πρώτος επικοινωνιακός δορυφόρος

## 1.2. ΤΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΕΝΟΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ

Όλα τα ηλεκτρονικά συστήματα επικοινωνίας έχουν τη βασική μορφή που φαίνεται στο σχήμα 1. Τα βασικά στοιχεία είναι ένας πομπός, ένα κανάλι ή μέσον επικοινωνίας και ένας δέκτης. Στα περισσότερα συστήματα, ένα μήνυμα εισέρχεται στον πομπό ο οποίος μεταδίδει το μήνυμα στο κανάλι επικοινωνίας, από όπου το λαμβάνει ο δέκτης. Πρέπει να επισημάνουμε και την ύπαρξη θορύβου, ο οποίος παρεμβάλλεται στο κανάλι επικοινωνίας.



*Σχήμα 1.* Βασικά στοιχεία οποιουδήποτε επικοινωνιακού συστήματος

Ο πομπός είναι ένα σύνολο ηλεκτρονικών εξαρτημάτων και κυκλωμάτων σχεδιασμένων να μετατρέπουν την πληροφορία για μετάδοση σε ένα συγκεκριμένο μέσο επικοινωνίας. Μπορεί να είναι τόσο απλός όσο ένα μικρόφωνο ή τόσο σύνθετος όσο ένας μικροκυματικός ραδιο-πομπός.

Το κανάλι επικοινωνίας είναι το μέσον με το οποίο το ηλεκτρονικό σήμα διαβιβάζεται από την πηγή στον προορισμό. Στην πιο απλή μορφή του, το μέσον μπορεί απλώς να είναι ένα ζεύγος συρμάτων που μεταφέρουν ένα σήμα φωνής από ένα μικρόφωνο σε ένα σύστημα εγγραφής. Το μέσον επικοινωνίας μπορεί επίσης να είναι ένα καλώδιο οπτικής ίνας που μεταφέρει το μήνυμα.

Από την άλλη πλευρά, το μέσο μπορεί να είναι radio. Radio είναι ο ευρύς γενικός όρος που ισχύει για οποιοδήποτε τύπο ασύρματης επικοινωνίας από ένα σημείο σε ένα άλλο. Η ραδιο-επικοινωνία χρησιμοποιεί το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα όπου τα σήματα μεταδίδονται από ένα σημείο σ' ένα άλλο μετατρέποντάς τα σε

ηλεκτρικά και μαγνητικά πεδία τα οποία διαδίδονται κατάλληλα σε μακρινές αποστάσεις.

Αν και το μέσον βοηθάει τη μετάδοση της πληροφορίας, παράλληλα την εξασθενεί. Όλοι οι τύποι μέσων εξασθενούν το σήμα το οποίο φθάνει στο δέκτη με αρκετά μικρότερο πλάτος. Για πετυχημένη επικοινωνία απαιτείται σημαντική ενίσχυση του σήματος και στον πομπό και στον δέκτη.

Ο δέκτης είναι ένα σύνολο ηλεκτρονικών εξαρτημάτων και κυκλωμάτων ο οποίος δέχεται το μεταδιδόμενο σήμα από το κανάλι και το μετατρέπει σε μια μορφή κατανοήσιμη από ανθρώπους. Μπορεί να είναι ένα απλό ακουστικό ή ένας πολύ πιο σύνθετος ηλεκτρονικός δέκτης.

Ο θόρυβος είναι τυχαία ανεπιθύμητη ηλεκτρική ενέργεια στο επικοινωνιακό σύστημα δια του επικοινωνιακού μέσου μετάδοσης και παρεμβάλλεται στο μεταδιδόμενο μήνυμα. Ο θόρυβος προέρχεται από την ατμόσφαιρα (π.χ. από τα φώτα που παράγουν στατικό ηλεκτρισμό) από το διάστημα όπου ο ήλιος και άλλα άστρα εκπέμπουν διάφορα είδη ακτινοβολίας τα οποία δημιουργούν παρεμβολές στις επικοινωνίες. Επίσης, έχουμε και βιομηχανικές ηλεκτρικές παρεμβολές. Τα συστήματα ηλεκτρικής ανάφλεξης των αυτοκινήτων, οι ηλεκτροκινητήρες, οι λάμπες φθορισμού και άλλοι τύποι εξοπλισμοί δημιουργούν σήματα τα οποία μπορούν επίσης να παρεμβάλουν στη μετάδοση του μηνύματος.

Γενικά, πολλά ηλεκτρονικά εξαρτήματα δημιουργούν θόρυβο εσωτερικά λόγω της θερμικής διέγερσης των ατόμων. Αν και τέτοια σήματα θορύβου είναι χαμηλής στάθμης, μπορούν συχνά να παρεμβάλλουν σημαντικά στα εξαιρετικά χαμηλής-στάθμης σήματα που εμφανίζονται πολύ εξασθενημένα στο δέκτη μετά τη μετάδοση τους σε μια μακρινή απόσταση. Σε μερικές περιπτώσεις, ο θόρυβος εξαλείφει εντελώς το μήνυμα. Άλλες φορές, απλώς προκαλεί παρεμβολή, που σημαίνει ότι μέρος του μηνύματος χάνεται εντελώς ή ανακτάται ατελώς.

### 1.3. Η ΕΞΕΛΙΞΗ ΤΩΝ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ

Σήμερα οι τηλεπικοινωνίες βρίσκονται σε μια καθολική επανάσταση. Οι μεγάλες συντελούμενες αλλαγές ήδη αρχίζουν να έχουν σημαντικές επιπτώσεις στον τρόπο που εργάζονται οι άνθρωποι, οργανώνονται οι επιχειρήσεις και γίνονται οι

εμπορικές συναλλαγές. Η ταχεία εισδοχή νέων τεχνολογιών και υπηρεσιών και ο μεγάλος ανταγωνισμός στην τηλεπικοινωνιακή αγορά δημιουργούν μεγάλες ευκαιρίες στην μοντέρνα επιχείρηση να αναβαθμίσει την υποδομή της και να αυξήσει την ανταγωνιστικότητα της με όρους πλέον οικονομικά σύμφορους. Είναι πλέον γεγονός πως η αναδιοργάνωση της μοντέρνας επιχείρησης στηρίζεται σε σημαντικό ποσοστό στις νέες τηλεπικοινωνιακές υπηρεσίες, και για το λόγο αυτό, οι επιχειρήσεις γίνονται σταδιακά ο μεγαλύτερος και ο πλέον εξειδικευμένος πελάτης των παρόχων τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών, οδηγώντας την αντίστοιχη αγορά και ζητώντας όλο και περισσότερο αναβαθμισμένες υπηρεσίες.

Η πιο σημαίνουσα τάση στην τεχνολογία σε παγκόσμιο επίπεδο τα τελευταία χρόνια είναι αδιαμφισβήτητο το Internet, σε συνδυασμό με τη ραγδαία ανάπτυξη και εξάπλωση της κινητής τηλεφωνίας. Στις αρχές του 21ου αιώνα η νέα παγκόσμια τάση που διαμορφώνεται, είναι η “επικοινωνία οποιαδήποτε στιγμή”. Η σύγκλιση των δύο αυτών τεχνολογιών πρόκειται να διαμορφώσει το παγκόσμιο σκηνικό στο άμεσο μέλλον, καθιστώντας το Internet κινητό. Οι προβλέψεις σε ευρωπαϊκό αλλά και ελληνικό επίπεδο για την εξέλιξη και την ανάπτυξη της κινητής τηλεφωνίας και του Internet δείχνουν ότι οι δύο αυτοί κλάδοι είναι οι ταχύτερα αναπτυσσόμενες αγορές της τηλεπικοινωνιακής βιομηχανίας μέσα στα επόμενα 10 έτη. Έρευνες έχουν δείξει ότι μέχρι το τέλος του 2004 θα υπάρχουν περισσότερο από ένα δισεκατομμύριο χρήστες κινητών τηλεφώνων στον κόσμο, ενώ μέχρι το 2010 το 50% των χρηστών κινητών τηλεφώνων θα χρησιμοποιεί και το Internet μέσω κινητού. Η εξέλιξη αυτή ενισχύεται από το ότι με την υποδομή της κινητής τηλεφωνίας τρίτης γενιάς UMTS η ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων θα είναι 200 φορές πιο γρήγορη από ό,τι σήμερα. Η νέα αυτή τάση αντιπροσωπεύει την πραγματοποίηση του οράματος “από την εύκολη πρόσβαση στην πληροφορία μέσω Η/Υ” στην πρόσβαση στην “πληροφορία και επικοινωνία οπουδήποτε και οποτεδήποτε”.

#### 1.4. ΥΠΗΡΕΣΙΕΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΤΡΙΤΗΣ ΓΕΝΙΑΣ

Οι υπηρεσίες που προσφέρουν τα συστήματα τρίτης γενιάς είναι ποικίλες και κατηγοριοποιούνται ανάλογα με το πρόσωπο στο οποίο απευθύνονται. Έτσι λοιπόν, υπάρχουν υπηρεσίες οι οποίες απευθύνονται σε επιχειρήσεις, άλλες οι οποίες

---

απευθύνονται στον απλό χρήστη- καταναλωτή και τέλος υπηρεσίες που στοχεύουν και στις δύο παραπάνω κατηγορίες.

Οι επιχειρήσεις επωφελούνται από τα συστήματα τρίτης γενιάς καθώς τους παρέχεται ασφάλεια στην απομακρυσμένη πρόσβαση σε ιδιωτικά τοπικά δίκτυα (LANs), σε ιδιωτικά εικονικά δίκτυα (VPN) και στο διαδίκτυο.

Όσον αφορά τους απλούς χρήστες μπορούν να έχουν πρόσβαση σε προσωπικά δεδομένα ανεξάρτητα από την εκάστοτε συσκευή την οποία χρησιμοποιούν οποιαδήποτε στιγμή και οπουδήποτε κι αν βρίσκονται. Ακόμη τους προσφέρονται δυνατότητες αποστολής και λήψης διαφόρων μηνυμάτων τα οποία περιέχουν εικόνα, ήχο ή και video.(MMS). Τα μηνύματα αυτά μπορούν να σταλούν αυτομάτως σε συγκεκριμένες ομάδες χρηστών. Επιπροσθέτως, παρέχεται στον κάθε χρήστη η δυνατότητα απομακρυσμένης πρόσβασης σε υπηρεσίες παρόχων διαδικτύου (ISP). Αυτές περιλαμβάνουν πλήρη πρόσβαση στο διαδίκτυο καθώς και ανταλλαγή αρχείων, ηλεκτρονική αλληλογραφία και δυνατότητα συνεχούς ροής (streaming) εικόνας και ήχου. Η λειτουργικότητα και η ποιότητα των υπηρεσιών αυτών είναι ισοδύναμες με αυτές που παρέχονται μέσω ενσύρματης σύνδεσης.

Τέλος, οι υπηρεσίες που αφορούν τόσο τις επιχειρήσεις όσο και τους χρήστες δίνουν τη δυνατότητα σε αυτούς να μπορούν ανά πάσα στιγμή να προσδιορίζουν στοιχεία χρηστών, οχημάτων και πηγών πληροφοριών. Επιτρέπουν στους επιχειρηματίες να αναζητούν χρήστες καθώς και στους χρήστες να προσδιορίζουν την τοποθεσία όπου βρίσκονται αυτοί ή τα οχήματα τους μέσω των τερματικών συσκευών τους.

---

## 2. ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΤΡΙΤΗΣ ΓΕΝΙΑΣ

### 2.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα αναλογικά κυτταρικά συστήματα είναι γνωστά ευρέως ως συστήματα πρώτης γενιάς. Τα ψηφιακά συστήματα τα οποία χρησιμοποιούνται σήμερα όπως είναι το GSM, PDC, cdmaOne (IS-95) και το US-TDMA (IS-136) αποτελούν συστήματα δεύτερης γενιάς. Αυτά τα συστήματα έχουν δώσει τη δυνατότητα της ασύρματης μετάδοσης φωνής και αυξήθηκε η αξία τους μέσα από άλλες υπηρεσίες όπως η αποστολή και λήψη μηνυμάτων καθώς και η πρόσβαση σε δίκτυα πληροφοριών.

Τα συστήματα τρίτης γενιάς είναι σχεδιασμένα για επικοινωνία η οποία ενσωματώνει εκτός των παραπάνω και πολυμεσικές εφαρμογές: με αυτές η διαπροσωπική επικοινωνία μπορεί να συμπεριλάβει υψηλής ποιότητας εικόνες και ταινίες. Μέσω των υψηλών ρυθμών μετάδοσης της πληροφορίας και των νέων εύελικτων επικοινωνιακών δυνατοτήτων των συστημάτων τρίτης γενιάς δίνεται πρόσβαση σε υπηρεσίες και πληροφορίες τόσο ιδιωτικών όσο και δημόσιων δικτύων. Το γεγονός αυτό σε συνδυασμό με τη συνεχή ανάπτυξη των συστημάτων δεύτερης γενιάς θα δημιουργήσει νέες επιχειρηματικές ευκαιρίες όχι μόνο για τους κατασκευαστές και τους διαχειριστές των συστημάτων αλλά και για τους παροχείς περιεχομένου και εφαρμογών που θα στηρίζονται σε αυτά.

### 2.2. ΑΠΑΙΤΗΣΕΙΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΤΡΙΤΗΣ ΓΕΝΙΑΣ

Μέσω των συστημάτων τρίτης γενιάς επιδιώκεται:

- Ρυθμός μετάδοσης πληροφορίας έως και 2 Mbps
- Κυμαινόμενος ρυθμός μετάδοσης ώστε να προσφέρεται το απαιτούμενο εύρος ζώνης (bandwidth on demand)
- Συνδυασμός υπηρεσιών με διαφορετικές απαιτήσεις ποιότητας σε μια απλή σύνδεση (π.χ φωνή, video, πακέτα δεδομένων)

- Απαιτήσεις ποιότητας μετάδοσης πληροφορίας ρυθμού έως και  $10^{-6}$  εσφαλμένων bit (bit error rate)
- Συνύπαρξη δεύτερης και τρίτης γενιάς συστημάτων
- Υποστήριξη ασύμμετρης κυκλοφορίας π.χ η αναζήτηση στο διαδίκτυο στη διάρκεια της οποίας παρατηρείται μεγαλύτερη καθυστέρηση κατά το «κατέβασμα» των πληροφοριών (download)
- Υψηλή επάρκεια (χωρητικότητα) φάσματος

### 2.3. WCDMA ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΤΡΙΤΗΣ ΓΕΝΙΑΣ

Οι εργασίες ανάπτυξης των συστημάτων τρίτης γενιάς ξεκίνησαν όταν το παγκόσμιο συνέδριο διαχείρισης ραδιοσυχνοτήτων (World Administrative Radio Conference – WARC) της Διεθνούς Ένωσης Τηλεπικοινωνιών (International Telecommunication Union – ITU ) στη συνεδρία της το 1992 προσδιόρισε τις συχνότητες γύρω στα 2 GHz ως διαθέσιμες προς χρήση για τα μελλοντικά συστήματα τρίτης γενιάς κινητής τηλεφωνίας, περιλαμβάνοντας και δορυφορικά συστήματα επικοινωνίας. Τα παραπάνω συστήματα στα πλαίσια του ITU καλούνται Παγκόσμια Κινητή Τηλεφωνία – 2000 (IMT – 2000). Ο στόχος των διεργασιών της τρίτης γενιάς ήταν η υλοποίηση μίας και μοναδικής ραδιο-διεπαφής των συστημάτων IMT – 2000. Τα συστήματα τρίτης γενιάς είναι πιο κοντά στον στόχο αυτό από ότι τα συστήματα δεύτερης γενιάς καθώς χρησιμοποιούν την ίδια ραδιο-διεπαφή σε Ευρώπη και Ασία συμπεριλαμβάνοντας την Ιαπωνία και την Κορέα. Το WCDMA αποτελεί τη ραδιο-διεπαφή αυτή χρησιμοποιώντας το φάσμα συχνοτήτων των 2 GHz που για τα συστήματα IMT-2000 της τρίτης γενιάς το WARC-92 προσδιόρισε.

Εκτός από το WCDMA χρησιμοποιούνται και άλλες ραδιο-διεπαφές για να παρέχουν υπηρεσίες τρίτης γενιάς όπως το EDGE και το cdma2000. Το EDGE μπορεί να προσφέρει υπηρεσίες τρίτης γενιάς με ταχύτητα μέχρι και 500 kbps σε ένα GSM σύστημα εύρους φέροντος 200 KHz. Το EDGE περιλαμβάνει εξελιγμένα χαρακτηριστικά που δεν είναι μέρος του GSM για να βελτιώσει την απόδοση του φάσματος και να υποστηρίξει τις νέες υπηρεσίες. Από την άλλη το cdma2000 μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν μια λύση αναβάθμισης του υπάρχοντος συστήματος δεύτερης γενιάς IS-95.

## 2.4. ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ

Το WCDMA είναι ένα Ευθείας Ακολουθίας σύστημα CDMA (DS-CDMA) στο οποίο τα bit πληροφορίας διαδίδονται σε ένα μεγάλο εύρος πολλαπλασιάζοντας την πληροφορία με ψευδοτυχαία ακολουθία bit (που ονομάζονται chip) τα οποία προκύπτουν από το CDMA. Για να υποστηρίξει μεγάλες ταχύτητες (έως 2 Mbps) γίνεται χρήση διάφορων παραγόντων διεύρυνσης και πολύτροπων συνδέσεων.

Ο ρυθμός μετάδοσης των chip που χρησιμοποιείται είναι 3.84 Mcps και οδηγεί σε ένα εύρος φέροντος κοντά στα 5 MHz. Τα συστήματα DS-CDMA με εύρος περίπου 1 MHz όπως είναι το IS-95 είναι γνωστά ως στενής ζώνης CDMA συστήματα. Το μεγάλο εύρος του φέροντος του WCDMA υποστηρίζει υψηλό ρυθμό μετάδοσης πληροφορίας και έχει συγκεκριμένα λειτουργικά οφέλη. Οι διαχειριστές των συστημάτων μπορούν να υποδιαιρέσουν το φάσμα του φέροντος των 5 MHz ώστε να αυξήσουν τη χωρητικότητα, πιθανώς ιεραρχικά σε κυψελωτά επίπεδα.

Το WCDMA υποστηρίζει διάφορους ρυθμούς μετάδοσης πληροφορίας με αποτέλεσμα να εφαρμόζεται σε μεγάλο βαθμό το μοντέλο του εύρους ζώνης κατά απαίτηση (BoD). Σε κάθε χρήστη κατανέμονται frames διάρκειας των 10 ms, κατά την οποία ο ρυθμός μετάδοσης της πληροφορίας διατηρείται σταθερός. Ωστόσο, η χωρητικότητα της πληροφορίας μπορεί να αλλάξει από frame σε frame μεταξύ των χρηστών. Αυτή η γρήγορη κατανομή της χωρητικότητας ελέγχεται τυπικά από το δίκτυο για την επίτευξη βελτιωμένων υπηρεσιών των πακέτων δεδομένων.

Το WCDMA υποστηρίζει δύο βασικούς τρόπους λειτουργίας: την Αμφίδρομη Διαίρεση Συχνότητας (FDD) και την Αμφίδρομη Διαίρεση Χρόνου (TDD). Κατά την κλήση μίας συσκευής προς το κεντρικό σταθμό (uplink) στα πλαίσια του μοντέλου του FDD χρησιμοποιούνται διαφορετικές συχνότητες φέροντος των 5 MHz από ότι σε μια κλήση από το σταθμό στη συσκευή (downlink). Αντιθέτως στο μοντέλο TDD χρησιμοποιείται μόνο ένα φέρον 5 MHz το οποίο κατανέμεται χρονικά μεταξύ του uplink και του downlink. Το μοντέλο TDD βασίζεται στη φιλοσοφία του FDD και προστέθηκε για να αυξήσει τα πλεονεκτήματα του βασικού WCDMA συστήματος καθώς και της κατανομής φάσματος από το ITU για τα συστήματα IMT-2000.

Το WCDMA υποστηρίζει την ασύγχρονη λειτουργία των σταθμών-βάσεων έτσι ώστε, ανόμοια από το σύγχρονο σύστημα IS-95, να μην υπάρχει ανάγκη για ολικό συγχρονισμό κάτι που γίνεται στο GPS.

Στα συστήματα IS-95 χρησιμοποιούνται η σύγχρονη ανίχνευση μόνο στο downlink. Στο WCDMA η σύγχρονη ανίχνευση ενσωματώνεται και στο uplink και έχει σαν αποτέλεσμα την αύξηση της συνολικής κάλυψης και χωρητικότητας κατά τη σύνδεση μιας συσκευής σε ένα σταθμό.

Το WCDMA έχει υλοποιηθεί κατά τέτοιο τρόπο ώστε προχωρημένες τεχνικές οι οποίες υιοθετούνται από τα συστήματα CDMA στους δέκτες να μπορούν να αναπτυχθούν από τους διαχειριστές του δικτύου σαν μία επιλογή του συστήματος για την αύξηση της χωρητικότητας και/ή της κάλυψης. Τέτοιες τεχνικές είναι η πολυχρηστική ανίχνευση και οι έξυπνες προσαρμοζόμενες κεραίες (smart adaptive antennas). Στα περισσότερα συστήματα δεύτερης γενιάς δεν έγινε καμία προσπάθεια υλοποίησης δεκτών με αυτή τη φιλοσοφία με αποτέλεσμα οι νέες τεχνικές είτε να μην εφαρμόζονται, είτε να βρίσκουν εφαρμογή κάτω από αυστηρούς περιορισμούς και χωρίς ουσιαστική αύξηση της αποδοτικότητας του συστήματος.

Επιπροσθέτως, έχει σχεδιαστεί να συνυπάρχει με το GSM. Έτσι οι δοσοληψίες μεταξύ GSM και WCDMA υποστηρίζονται με αποτέλεσμα το GSM να ωφελείται κάποια από τα πλεονεκτήματα του WCDMA.

Πίνακας 2-1

Βασικά τεχνικά χαρακτηριστικά του WCDMA

<b>Μέθοδος πολλαπλής προσπέλασης</b>	DS-CDMA
<b>Μέθοδος αμφίδρομης μετάδοσης</b>	FDD / TDD
<b>Συγχρονισμός σταθμού βάσης</b>	Ασύγχρονη λειτουργία
<b>Chip rate</b>	3.84 Mcps
<b>Μήκος frame</b>	10 ms
<b>Υπηρεσίες πολυπλεξίας</b>	Πολλαπλές υπηρεσίες με διαφορετικές απαιτήσεις ποιότητας υπηρεσιών πολυπλεγμένες σε μία σύνδεση
<b>Πολλαπλός ρυθμός μετάδοσης</b>	Πολλαπλή κωδικοποίηση και μεταβλητός παράγοντας διάδοσης
<b>Ανίχνευση</b>	Σύγχρονη ανίχνευση
<b>Πολυχρηστική ανίχνευση, έξυπνες κεραίες</b>	Υποστηρίζονται από την αρχιτεκτονική του συστήματος

## 2.5. ΣΥΣΤΗΜΑ UMTS

Ο κύριος εκφραστής των συστημάτων τρίτης γενιάς κινητής τηλεφωνίας είναι το σύστημα UMTS (Universal Mobile Telecommunication System). Βασίζεται στο

WCDMA και παρέχει υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, ελάχιστες καθυστερήσεις και υψηλή ποιότητα υπηρεσιών στους χρήστες.

Στα συστήματα δεύτερης γενιάς (2G) επιτυγχανόταν ρυθμός μετάδοσης πληροφορίας από 9,6 ως 14,4 kbps Το UMTS αυξάνει το ρυθμό αυτό σε ένα θεωρητικό μέγιστο των 2 mbps. Ωστόσο, στην πραγματικότητα η τιμή αυτή είναι σχεδόν απίθανο να επιτευχθεί καθώς πολλοί χρήστες μοιράζονται την ίδια κυψέλη του UMTS, ή κινούνται κατά τη διάρκεια χρήσης της κινητής συσκευής τους. Έτσι ο ρυθμός μετάδοσης ελαττώνεται στα 384 kbps και σε κάποιες περιπτώσεις (π.χ. όταν οι χρήστες χρησιμοποιούν τις συσκευές τους σε αυτοκίνητα ή τραίνα και η ταχύτητα κίνησης τους είναι μεγάλη ) η μέγιστη τιμή του να μην ξεπερνά τα 144 kbps.

Το UMTS σε σύγκριση με το GSM και άλλα δίκτυα κινητής επικοινωνίας μπορεί να ελεγχθεί και να εποπτευτεί καλύτερα. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το UMTS δίνει τη δυνατότητα μεταβίβασης των ιδιοτήτων ενός διακομιστή, κάτι που σημαίνει ότι κατά τη διάρκεια μιας σύνδεσης τα χαρακτηριστικά τα οποία την προσδιορίζουν, μπορεί να εμπεριέχουν στοιχεία όπως τυχόν καθυστερήσεις και σφάλματα μετάδοσης. Για να είναι επιτυχημένο ένα τέτοιο σύστημα, το UMTS υποστηρίζει ένα μεγάλο αριθμό διεργασιών που απαιτούν διαφορετική ποιότητα υπηρεσιών (QoS). Επίσης οι παροχές του UMTS ενσωματώνουν υπηρεσίες και εφαρμογές οι οποίες χρησιμοποιούνταν σε παλαιότερα συστήματα δικτύων έτσι ώστε να υπάρχει η απαραίτητη 'συμβατότητα προς τα πίσω'. Ωστόσο έχει δοθεί μεγάλη έμφαση σε λειτουργίες και υπηρεσίες οι οποίες έχουν σχεδιαστεί για χρήση στο διαδίκτυο όπως προτάσσουν οι περισσότερες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές στη σημερινή εποχή.

## 2.6. ΑΠΕΙΛΕΣ ΤΟΥ UMTS

Η επιτυχία του UMTS ως του επικρατέστερου συστήματος ή ως της κύριας τεχνολογίας για όλα τα είδη υπηρεσιών κινητής επικοινωνίας επηρεάζεται από διάφορους παράγοντες. Αυτοί οφείλονται στην τηλεπικοινωνιακή αγορά καθώς και στην τεχνολογική ανάπτυξη που παρουσιάζεται στον τομέα των τηλεπικοινωνιών. Παρακάτω αναλύονται οι τεχνολογικοί παράγοντες, ενώ γίνεται αναφορά και στους οικονομικούς.

### 2.6.1. ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΗ ΑΝΑΠΤΥΞΗ

#### 2.6.1.1. Ασύρματο τοπικό δίκτυο (WLAN)

Η τεχνολογία του ασύρματου τοπικού δικτύου χρησιμοποιείται στην υλοποίηση ασύρματων τοπικών δικτύων μικρής εμβέλειας. Υπάρχουν δύο διεθνή πρότυπα με διαφορετικό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων: το IEEE 802.11a προσφέρει ταχύτητα ασύρματης μετάδοσης ταχύτητας μέχρι και 54 kbps και του ευρέους φάσματος IEEE 802.11b το οποίο επιτρέπει ταχύτητα μετάδοσης 11 mbps. Αυτό σημαίνει ότι το εύρος ζώνης του WLAN είναι τουλάχιστον 5 φορές υψηλότερο από τα 2 mbps που μπορεί να επιτευχθεί κάτω από ιδανικές συνθήκες στο UMTS. Ο απαραίτητος εξοπλισμός για την υλοποίηση ενός τοπικού ασύρματου δικτύου είναι φθηνότερος σε σύγκριση με αυτή ενός UMTS συστήματος. Μιας και η εμβέλεια ενός ασύρματου τοπικού δικτύου περιορίζεται γύρω στα 300 μέτρα, δεν μπορεί να αντικαταστήσει τις λειτουργίες του UMTS που εφαρμόζονται για μακρινές αποστάσεις. Ωστόσο, οι λύσεις που μπορεί να δώσει ένα ασύρματο τοπικό δίκτυο μπορούν να συναγωνιστούν τις αντίστοιχες του UMTS σε εγκαταστάσεις όπως ξενοδοχεία και αεροδρόμια. Σε τέτοια μέρη υπάρχουν χρήστες οι οποίοι χρειάζονται ασύρματες συνδέσεις για μεταφορά δεδομένων και πρόσβαση στο διαδίκτυο. Στον τομέα αυτό, το WLAN μπορεί να είναι εναλλακτικό δίκτυο του UMTS και η ζήτησή του μπορεί να μειώσει την ζήτηση των λύσεων που προσφέρει το δεύτερο.

#### 2.6.1.2. 4G

Στην ορολογία της κινητής τηλεφωνίας η τεχνολογία 4G ορίζεται ως η τέταρτη γενιά, η οποία θα ακολουθήσει το UMTS (3G). Τα τεχνικά χαρακτηριστικά γνωρίσματα αυτής της μελλοντικής παραγωγής των κινητών συσκευών και των δικτύων είναι ακόμα ασαφή. Ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων θα είναι πιθανώς μεταξύ 10 και 100 Mbps, ο εξοπλισμός θα συμμορφωθεί με τα πρότυπα IPv6 και τη διαλειτουργικότητα με άλλα ασύρματα πρότυπα (3G, WLAN κ.λ.π.) θα είναι ένα σημαντικό χαρακτηριστικό. Υπολογίζεται ότι η τέταρτη γενιά θα προκύψει μεταξύ των ετών 2006 και 2010. Παρόλο που η τέταρτη γενιά δεν είναι τίποτα άλλο από ένα σύνολο υποθέσεων και προβλέψεων σχετικά με τη μελλοντική τεχνολογία της

κινητής τηλεφωνίας, μπορεί εύκολα να εξελιχθεί σε μια σημαντική απειλή της επιτυχίας της τρίτης γενιάς. Αυτό μπορεί να γίνει εάν η προώθηση και η εγκαθίδρυση της τρίτης γενιάς στην αγορά των τηλεπικοινωνιών υποστεί περαιτέρω καθυστερήσεις και ταυτόχρονα η τέταρτη γενιά γίνει υλοποιήσιμη. Έτσι οι χρήστες ίσως περιμένουν τις ισχυρότερες υπηρεσίες της τεχνολογίας 4G και να τις προτιμήσουν από αυτές που βασίζονται στο UMTS. Αυτό το σενάριο μετατρέπει αυτομάτως το UMTS σε προσωρινή τεχνολογία.

#### 2.6.1.3. 2.5G

Η πιο σοβαρή απειλή για γρήγορη επιτυχία του UMTS προέρχεται από ένα σύνολο προσωρινών τεχνολογιών που έχουν αναπτυχθεί ανάμεσα από τα συστήματα δεύτερης γενιάς (GSM) και τρίτης (UMTS). Οι τεχνολογίες αυτές αναφέρονται συχνά ως συστήματα 2.5G και περιέχουν τις τεχνολογίες HSCSD, GPRS και EDGE.

Η τεχνολογία HSCSD βασίζεται στα δίκτυα GSM συνδέοντας 4 κανάλια επικοινωνίας στα οποία μπορεί να επιτύχει ταχύτητες από 14,4 ως 57,6 kbps. Πολλοί ευρωπαϊκοί παροχείς προσφέρουν την υπηρεσία αυτή. Ο κύριος τομέας εφαρμογής της HSCSD είναι η μεταφορά δεδομένων και πληροφοριών από και προς φορητούς υπολογιστές είτε μέσω ειδικών καρτών με ενσωματωμένους δέκτες, είτε μέσω προσαρτημένων κινητών τηλεφώνων.

Το GPRS είναι μια τεχνολογία μεταγωγής πακέτου η οποία λειτουργεί κάτω από τα δίκτυα GSM. Οι συσκευές οι οποίες χρησιμοποιούν την τεχνολογία GPRS είναι συνεχώς συνδεδεμένες στο διαδίκτυο, με αποτέλεσμα να μη χρειάζεται να κάνουν κλήση για να συνδεθούν σε αυτό. Οι πόροι των κυβελών χρησιμοποιούνται αποτελεσματικότερα, επειδή μεταδίδονται πακέτα μόνο όταν στέλνεται πληροφορία. Έτσι, αντίθετα με το HSCSD, δεν υπάρχουν κανάλια που να είναι πλήρως απασχολημένα σε οποιαδήποτε χρονική στιγμή. Το GPRS προσφέρεται από πολλούς παροχείς στην Ευρώπη. Ο θεωρητικός ρυθμός μετάδοσης φτάνει τα 171,2 kbps αν και στην πραγματικότητα μπορούν να επιτευχθούν ταχύτητες των 40 kbps. Η λειτουργία της συνεχούς σύνδεσης στο δίκτυο δίνει τη δυνατότητα σε ποικίλες, καινοτόμες υπηρεσίες μετάδοσης πληροφορίας να τίθενται σε εφαρμογή.

Το EDGE είναι η εξέλιξη του GPRS. Μέσα από βελτιώσεις στις μεθόδους διαμόρφωσης, το EDGE δίνει τη δυνατότητα μετάδοσης μεταγωγής πακέτου με

ταχύτητα ως 384 kbps. Σχετικά με το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων το EDGE είναι μια ισχυρή εναλλακτική λύση έναντι του UMTS, αλλά απαιτεί μαζικές και δαπανηρές αλλαγές στη δομή του δικτύου. Σε ευρωπαϊκό επίπεδο, το EDGE δε βρίσκεται υποστηρικτές και έτσι οι πάροχοι της Ευρώπης κατευθύνονται από τα GSM/GPRS στο UMTS αγνοώντας το.

#### 2.6.1.4. *i-Mode*

Το i-Mode είναι μια καινοτόμος υπηρεσία η οποία επεκτείνεται σε νέες τεχνολογίες κινητής τηλεφωνία. Παρουσιάστηκε το 1999 στην Ιαπωνία όπου και έχει μεγάλη επιτυχία. Είχε περισσότερους από 32 εκατομμύρια χρήστες ως τον Απρίλιο του 2002. Οι συσκευές που χρησιμοποιούν την i-Mode υπηρεσία είναι πιο εύχρηστες από τις αντίστοιχες του GSM. Συνήθως έχουν μεγάλες έγχρωμες οθόνες, περιέχουν mp3 players και μικροκάμερες. Το επιχειρηματικό μοντέλο του i-Mode βασίζεται στον επικερδή καταμερισμό των υπηρεσιών των παροχέων και των διαχειριστών δικτύων. Την άνοιξη του 2002 το i-Mode εισάγεται και στην ευρωπαϊκή αγορά προσφέροντας θεωρητικά την ταχύτητα των 57.6 kbps μέσω GPRS συνδέσεων. Θεωρώντας ότι θα είχε μεγάλη αποδοχή από το κοινό όπως συνέβη στην Ιαπωνία, το i-Mode θα μπορούσε να είναι μία μεγάλη απειλή για την ανάπτυξη του UMTS. Ωστόσο, η ευρωπαϊκή αγορά δεν αποδέχθηκε όσο αναμενόταν τη νέα αυτή υπηρεσία και έτσι το i-Mode δεν έχει ευρεία χρήση.

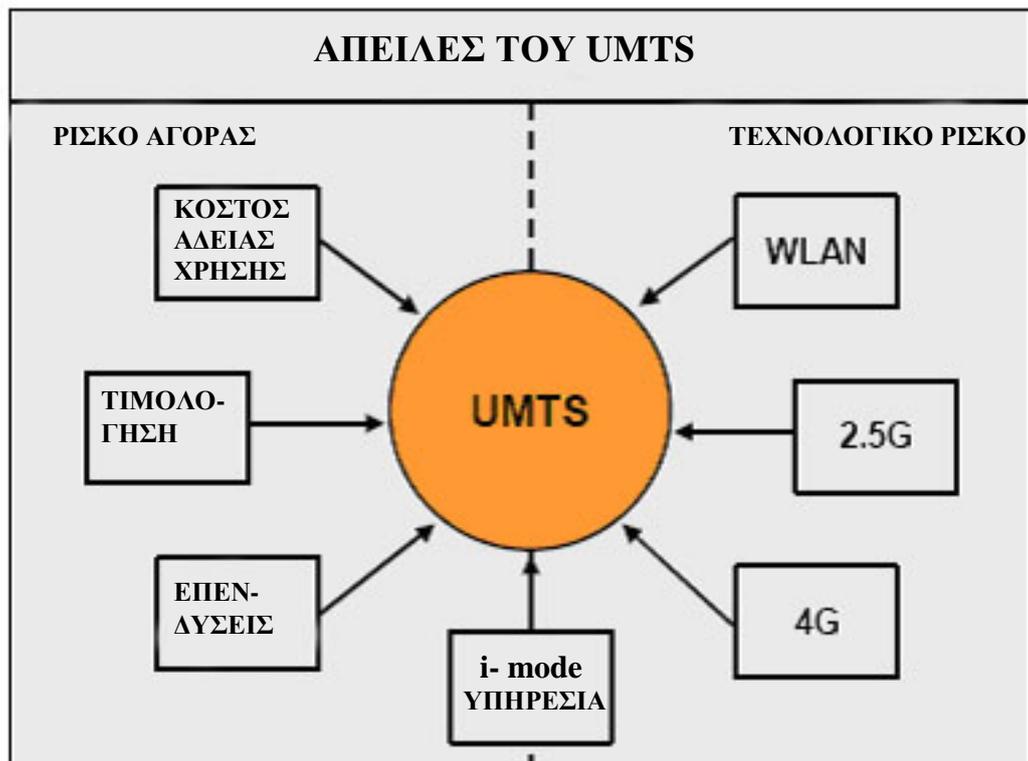
#### 2.6.2. ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΑΓΟΡΑΣ

Το κόστος απόκτησης αδειών χρήσης του UMTS είναι υπέρογκο και οδηγεί τους παρόχους σε αναζήτηση οικονομικότερων λύσεων εις βάρος της μελλοντικής επιτυχίας του. Κατά μία άποψη δεν πρέπει να δαπανούνται μεγάλα χρηματικά ποσά για την ανανέωση αδειών αλλά για επιστημονική έρευνα και βελτίωση της υποδομής και των υπηρεσιών. Κατά μία άλλη άποψη η χρηματοδότηση αδειών θα αυξήσει το συνολικό μέσο όρο των συνδρομητών UMTS. Τελικά αυτό που θα ακολουθήσει τη συνεχή επένδυση σε αυτές τις άδειες είναι οι μελλοντικές υπηρεσίες του UMTS να υπολείπονται κατάλληλης υποδομής και να έχουν υψηλό κόστος σύνδεσης.

Ο πιο σημαντικός παράγοντας επιτυχίας του UMTS είναι η χαμηλή χρέωση των συνδέσεων στο διαδίκτυο σε σχέση με τα συστήματα δεύτερης

γενιάς.(GSM/GPRS). Ωστόσο η πίεση που δέχονται οι εταιρίες για ανανέωση των αδειών και αναβάθμιση της υποδομής των δικτύων τους, είναι σχεδόν βέβαιο ότι θα οδηγήσει στην αύξηση της τιμολόγησης των υπηρεσιών του UMTS. Έτσι θα είναι τουλάχιστον ισότιμες με τις υπηρεσίες που προσφέρουν τα παλαιότερα συστήματα επικοινωνίας με αποτέλεσμα οι χρήστες να στρέφονται σε φτηνότερες υπηρεσίες βασισμένες στο GPRS.

Ένας παράγοντας αβεβαιότητας όσον αφορά την επιτυχία του UMTS προκύπτει από την ανάγκη υψηλών επενδύσεων στη βελτίωση της υποδομής του. Οι όροι των αδειών που υπογράφουν οι εταιρίες τηλεπικοινωνιών τις υποχρεώνουν να αναβαθμίζουν την υποδομή τους μόνο στις πυκνοκατοικημένες περιοχές. Έτσι, είναι πολύ πιθανό για μερικά χρόνια η κάλυψη του UMTS να μην είναι η ίδια με αυτή του GSM δικτύου με αποτέλεσμα οι χρήστες να μην χρησιμοποιούν τις νέες δυνατότητες που τους προσφέρει το UMTS σύστημα.



Σχήμα 2. Απειλές του UMTS

## 2.7. QoS του UMTS

Οι εφαρμογές και οι υπηρεσίες που προσφέρει το UMTS μπορούν να διαχωριστούν σε διάφορες κατηγορίες. Όπως όλα τα νέα πρωτόκολλα μεταγωγής πακέτου, το UMTS προσπαθεί να ικανοποιήσει όλες τις απαιτήσεις των εφαρμογών ή των χρηστών για ποιότητα των υπηρεσιών (QoS). Στο UMTS οι κατηγορίες αυτές είναι τέσσερις:

- Διαλογική (conversational)
- Συνεχούς ροής (streaming)
- Αλληλεπιδραστική (interactive)
- Παρασκηνίου (background)

### 2.7.1. ΔΙΑΛΟΓΙΚΗ ΚΑΤΗΓΟΡΙΑ

Η πιο γνωστή εφαρμογή αυτής της κατηγορίας είναι υπηρεσία φωνής μέσα από διακομιστές μεταγωγής κυκλώματος. Με το διαδίκτυο και τα πολυμέσα, ένας αριθμός νέων εφαρμογών απαιτούν αυτή την κατηγορία, όπως για παράδειγμα VoIP και βιντεο-τηλεφωνία. Η συζήτηση πραγματικού χρόνου πραγματοποιείται πάντοτε μεταξύ ατόμων ή ομάδων τελικών χρηστών. Αυτή η κατηγορία είναι η μόνη από τις τέσσερις η οποία απαιτεί χαρακτηριστικά τα οποία επιβάλλονται αυστηρώς από την ανθρώπινη αντίληψη.

Η συνομιλία σε πραγματικό χρόνο χαρακτηρίζεται από το γεγονός ότι οι καθυστερήσεις είναι χαμηλές και η κίνηση είναι συμμετρική. Η μέγιστη καθυστέρηση 'από άκρη σε άκρη' πρέπει να είναι λιγότερη από 400 ms. Έτσι το όριο της αποδεκτής καθυστέρησης είναι αυστηρά περιορισμένο μιας και μια χρονικά μεγάλη καθυστέρηση μπορεί να οδηγήσει σε μη αποδεκτό επίπεδο ποιότητας.

### 2.7.2. ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΟΗΣ ΔΕΔΟΜΕΝΑ

Η συνεχής ροής των πολυμέσων (multimedia streaming) είναι μία τεχνική που λειτουργεί κατά τέτοιο τρόπο ώστε να μπορεί να γίνεται μεταφορά πληροφοριών με σταθερή και συνεχή ροή. Με την ανάπτυξη του διαδικτύου οι τεχνολογίες συνεχούς ροής γίνονται όλο και πιο σημαντικές μιας και οι περισσότεροι χρήστες του δεν έχουν

γρήγορη πρόσβαση ώστε να κατεβάζουν μεγάλα αρχεία πολυμέσων. Με την τεχνολογία αυτή, ο browser του χρήστη μπορεί να αρχίσει την αναπαραγωγή της πληροφορίας πριν ακόμα μεταφερθεί ολόκληρο το αρχείο.

Για να δουλέψει σωστά αυτή η τεχνική, ο χρήστης ο οποίος λαμβάνει την πληροφορία πρέπει να έχει τη δυνατότητα να συλλέξει την πληροφορία και να την στείλει σαν μια σταθερή ακολουθία στην εφαρμογή για να την επεξεργαστεί και να την μετατρέψει σε ήχο και εικόνες. Οι εφαρμογές αυτές είναι πολύ ασύμμετρες και τυπικά αντιμετωπίζουν περισσότερη καθυστέρηση από τις συμμετρικές διαλογικές υπηρεσίες. Αυτό σημαίνει ότι ανέχονται μεγάλες διακοπές στην μετάδοση. Οι διακοπές αυτές μπορούν να ομαλοποιηθούν με την τεχνική της προσωρινής αποθήκευσης (buffering).

### 2.7.3. ΑΛΛΗΛΕΠΙΔΡΑΣΤΙΚΗ ΚΑΤΗΓΟΡΙΑ

Όταν ένας χρήστης είναι συνδεδεμένος σε ένα δίκτυο και ζητά πληροφορίες π.χ από ένα διακομιστή, έχουμε μια αλληλεπιδραστική διεργασία. Παραδείγματα ανθρώπινης αλληλεπίδρασης με έναν απομακρυσμένο εξοπλισμό είναι η αναζήτηση σε ένα δίκτυο, η ανάκτηση πληροφοριών από βάσεις δεδομένων και πρόσβαση σε διακομιστές. Παραδείγματα αλληλεπίδρασης συσκευών με απομακρυσμένο εξοπλισμό είναι η καταμέτρηση εγγραφών καθώς και η αυτόματη ανανέωση των βάσεων δεδομένων (tele-machines).

### 2.7.4. ΚΑΤΗΓΟΡΙΑ ΠΑΡΑΣΚΗΝΙΟΥ

Εφαρμογές μετάδοσης πληροφορίας όπως το e-mail, το SMS, η ανάκτηση πληροφοριών από βάσεις δεδομένων και η παραλαβή καταμετρήσεων εγγραφών μπορούν να πραγματοποιηθούν στο παρασκήνιο καθώς δεν απαιτούν άμεσες ενέργειες. Οι καθυστερήσεις μπορούν να κυμαίνονται από μερικά δευτερόλεπτα μέχρι και λεπτά.

## 2.8. ΕΠΙΛΟΓΙΚΑ

Οι μελέτες της αγοράς δείχνουν ότι η ομιλία θα παραμείνει η επικρατέστερη υπηρεσία μέχρι το 2005 για τα υπάρχοντα σταθερά και κινητά δίκτυα επικοινωνιών συμπεριλαμβανομένου και του GSM. Οι χρήστες θα απαιτούν χαμηλού κόστους υψηλής ποιότητας ομιλία από τα συστήματα τρίτης γενιάς, αν και η ευκαιρία για αυξημένα έσοδα πάνω στα σημερινά συστήματα θα έρθει από την παροχή προχωρημένων υπηρεσιών δεδομένων και πληροφοριών. Στο μέλλον, οι προβλέψεις της βιομηχανίας για τις εφαρμογές της 3G δείχνουν μια δυνατή αναπτυσσόμενη βάση συνδρομητών για υπηρεσίες πολυμέσων ως το έτος 2010.

---

## 3. DSP

### 3.1. ΓΕΝΙΚΑ

Η ψηφιακή επεξεργασία σήματος διαχωρίζεται από όλες τις άλλες περιοχές της επιστήμης των υπολογιστών από το μοναδικό τύπο των πληροφοριών που επεξεργάζεται, τα σήματα. Αυτά τα σήματα, στις περισσότερες περιπτώσεις, προέρχονται από τον πραγματικό κόσμο και είναι σεισμικές δονήσεις, οπτικές εικόνες, κύματα του ήχου κ.τ.λ. Αντίθετα η επεξεργασία κειμένου και συναφή προγράμματα απλά ανασυντάσσουν και χειρίζονται αποθηκευμένη πληροφορία. Αυτό σημαίνει ότι υπολογιστές που είναι σχεδιασμένοι για επιχειρηματικές και άλλες εφαρμογές δεν είναι κατάλληλα προσαρμοσμένοι να τρέχουν αλγορίθμους που χρησιμοποιούνται στο ψηφιακό φιλτράρισμα και στους μετασχηματισμούς Fourier.

Η ψηφιακή επεξεργασία σήματος αποτελείται από μαθηματικά, αλγορίθμους και τεχνικές για την επεξεργασία αυτών των σημάτων ύστερα από τη μετατροπή τους σε ψηφιακά. Οι επεξεργαστές ψηφιακού σήματος είναι μικροεπεξεργαστές οι οποίοι είναι σχεδιασμένοι να χειρίζονται την τεχνική της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος. Αυτοί οι επεξεργαστές έχουν επιδείξει τεράστια ανάπτυξη την τελευταία δεκαετία βρίσκοντας εφαρμογή σε ένα μεγάλο φάσμα συσκευών το οποίο περιλαμβάνει από κινητά τηλέφωνα έως και εξελιγμένα επιστημονικά όργανα. Οι μηχανικοί υλικού υπολογιστών χρησιμοποιούν τον όρο DSP εννοώντας τον επεξεργαστή ψηφιακού σήματος (Digital Signal Processor) ενώ οι προγραμματιστές χρησιμοποιούν τον όρο DSP εννοώντας την ψηφιακή επεξεργασία σήματος (Digital Signal Processing). Με το DSP επιτυγχάνονται διάφοροι στόχοι όπως επεξεργασία εικόνων, αναγνώριση και αναπαραγωγή φωνής, συμπίεση πληροφοριών για αποθήκευση και μετάδοση και πολλοί άλλοι.

Το DSP ενσωματώνει συγκεκριμένη αρχιτεκτονική για τον χειρισμό της κωδικοποίησης της φωνής καθώς και για τις λειτουργίες διαμόρφωσης-αποδιαμόρφωσης. Αυτές οι λειτουργίες απαιτούν μεγάλη υπολογιστική ισχύ και πρόσφατα έγιναν εφαρμόσιμες στα ψηφιακά συστήματα λόγω της εξέλιξης των τεχνολογιών. Οι αλγόριθμοι που χρησιμοποιούνται στις λειτουργίες αυτές είναι

ισχυρά δομημένοι και επαναλαμβανόμενοι διευκολύνοντας την ενσωμάτωση τους στα λογισμικά και στο υλικό. Η επιλογή του κατάλληλου αλγορίθμου βασίζεται στην ευελιξία, την ταχύτητα και τις απαιτήσεις για υπολογιστική ισχύ. Γενικά, οι αλγόριθμοι που αφορούν το υλικό επεξεργάζονται το σήμα με τεμαχισμό της πληροφορίας σε chip, ενώ αυτοί που εφαρμόζονται στην υλοποίηση του λογισμικού επεξεργάζονται την πληροφορία με χωρισμό σε σύμβολα.

Η αρχιτεκτονική του DSP περιλαμβάνει παραμετροποιημένο υλικό ώστε να υπολογίζει αποτελεσματικά συγκεκριμένες λειτουργίες με υψηλή ταχύτητα. Έτσι μειώνεται ο χρόνος εκτέλεσης των διεργασιών μέσα στο DSP. Το γεγονός αυτό είναι σημαντικό καθώς τα μοντέρνα συστήματα επικοινωνιών λειτουργούν με ολοκληρωμένες και λεπτομερείς εφαρμογές οι οποίες οδηγούν συχνά σε χρονικό αδιέξοδο. Για το λόγο αυτό απαιτείται να είναι γνωστός ο χρόνος εκτέλεσης διαφόρων αλγορίθμων επεξεργασίας σήματος. Ωστόσο αυτό είναι δύσκολο με έναν τυπικό επεξεργαστή εν αντιθέσει με το DSP με το οποίο μπορεί να υπολογιστεί εύκολα ο χρόνος εκτέλεσης.

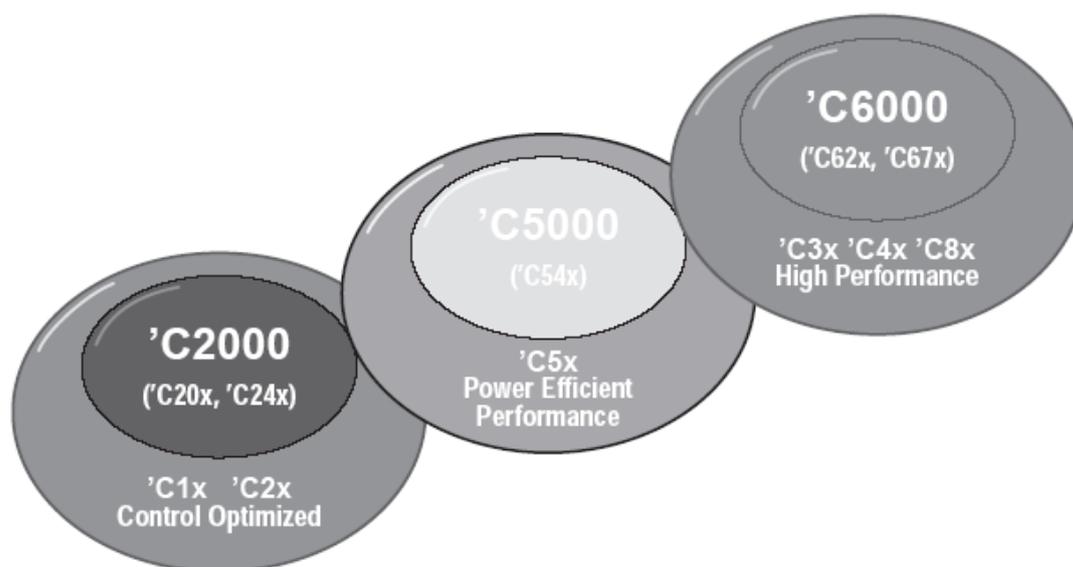
Οι εφαρμογές που εκτελούνται στο DSP είναι συνήθως γραμμένες σε γλώσσες προγραμματισμού όπως είναι η C, η BASIC και η Assembly. Η ισχύς, οι δυνατότητες και η ευελιξία της C είναι οι κύριοι παράγοντες που ωθούν τους επαγγελματίες προγραμματιστές και τους επιστήμονες της πληροφορικής να την έχουν ως κύρια επιλογή τους. Από την άλλη, επιστήμονες και μηχανικοί που ασχολούνται με τον προγραμματισμό στρέφονται στην BASIC λόγω της απλότητάς της. Ανεξάρτητα από την επιλογή της γλώσσας η οποία χρησιμοποιείται οι περισσότερες δημοσιεύσεις λογισμικού για το DSP υπόκεινται κάτω από την ενασχόληση τους με μηδενικά και άσσους. Αυτό σημαίνει ότι πρέπει να υπάρχει γνώση γύρω από τη μέθοδο αναπαράστασης των αριθμών με bit και την υπολογιστική ταχύτητα διαφορετικών τύπων επεξεργαστών.

Παρακάτω αναλύονται τα τεχνικά χαρακτηριστικά και οι λειτουργίες του DSK TMS320C6711 στο οποίο προσομοιώθηκε ο κώδικας της διαμόρφωσης QPSK.(Σχήμα 4.)

### 3.2. ΟΙΚΟΓΕΝΕΙΑ DSP TMS320

Σήμερα, ένα από τα πιο διαδεδομένα πεδία των επικοινωνιών στον οποίο βρίσκουν εφαρμογή τα DSP είναι οι ψηφιακές κυτταρικές και κινητές ράδιο-επικοινωνίες. Η Texas Instruments (TI) είναι ένας οργανισμός ο οποίος εδώ και αρκετά χρόνια αναπτύσσει πολλές εφαρμογές και μελέτες γύρω από ολοκληρωμένα συστήματα τηλεπικοινωνιών. Έχει αναπτύξει ποικιλία συσκευών DSP καθώς και λογισμικού κατάλληλου για αυτά, τόσο για ερευνητικούς και μαθησιακούς σκοπούς, όσο και για την πρακτική χρησιμοποίησή τους.

Μέσα από τις προσπάθειες για εξέλιξη στον τομέα των τηλεπικοινωνιών η TI ενθαρρύνει τους ερευνητές να αναλύσουν μεθόδους και να αναπτύξουν καινοτομικές εφαρμογές γύρω από την επεξεργασία ψηφιακού σήματος χρησιμοποιώντας εργαλεία και εφαρμογές της οικογένειας DSP TMS320. Η οικογένεια TMS320 αποτελείται από 16-bit και 32-bit fixed και floating-point συσκευές. Αυτά τα DSP κατέχουν την ευελιξία λειτουργιών όπως των χειριστηρίων υψηλής ταχύτητας και υπολογιστικές δυνατότητες σειράς επεξεργαστών. Περιλαμβάνει ευρεία κλίμακα διαχειριστικών εφαρμογών όπως πολύ ευέλικτες οδηγίες, ενσωματωμένη διαχειριστική ευελιξία, υψηλή ταχύτητα λειτουργίας, καινοτόμα και παράλληλη αρχιτεκτονική σχεδίαση και χαμηλό κόστος.



**Σχήμα 3.** Η οικογένεια TMS320 των επεξεργαστών ψηφιακού σήματος

Η οικογένεια TMS320 των DSP προσφέρει διαφορετικές τεχνικές και προσεγγίσεις στα παραδοσιακά προβλήματα της επεξεργασίας σημάτων όπως είναι η κωδικοποίηση φωνής, το φιλτράρισμα και σφάλματα στην κωδικοποίηση. Επιπροσθέτως η οικογένεια αυτή υποστηρίζει πολύπλοκες εφαρμογές στις οποίες συχνά απαιτείται να εκτελούνται ταυτόχρονα πολλαπλές διεργασίες.

### 3.3. ΠΛΑΤΦΟΡΜΑ TMS320C6000

Η οικογένεια TMS320 υποστηρίζει τρεις πλατφόρμες. Αυτές είναι οι TMS320C2000, TMS320C5000 και TMS320C6000. Η πλατφόρμα TMS320C6000 των συσκευών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος περιλαμβάνει διάφορα μοντέλα επεξεργαστών και εργαλείων ανάπτυξης. Οι επεξεργαστές οι οποίοι χρησιμοποιούνται σε αυτήν την πλατφόρμα είναι οι TMS320C62x και TMS320C67x. Τα εργαλεία ανάπτυξης περιλαμβάνουν νέο μεταφραστή (compiler) της C, μετατροπέα σε Assembly ο οποίος απλοποιεί τον προγραμματισμό και γραφικό περιβάλλον αποσφαλμάτωσης. Επίσης η TMS320C6000 δίνει απεριόριστες δυνατότητες στους κατασκευαστές συστημάτων να διαφοροποιούν τα προϊόντα τους. Τέλος η υψηλή απόδοση, η ευκολία στη χρήση, και το χαμηλό κόστος μετατρέπουν την TMS320C6000 σε ιδανική λύση για πολυκάναλες και πολυλειτουργικές εφαρμογές. Τέτοιες είναι η απομακρυσμένη διαχείριση διακομιστών, ενσύρματα και ασύρματα modem, πολυκάναλα τηλεφωνικά συστήματα, εικονική πραγματικότητα τρισδιάστατων γραφικών, αναγνώριση φωνής και πολλές άλλες.

### 3.4. DSP Starter Kit C6711

Η Texas Instruments κατασκεύασε για εκπαιδευτικούς λόγους εύχρηστες πλακέτες ανάπτυξης, οι οποίες ονομάζονται DSP Starter Kit (DSK). Η DSK η οποία χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα πτυχιακή εργασία είναι η C6711 DSK. Περιέχει τον επεξεργαστή TMS320C6711 ο οποίος είναι ικανός να εκτελεί 900 εκατομμύρια λειτουργίες floating- point το δευτερόλεπτο (MFLOPS). Αυτός ο επεξεργαστής μετατρέπει το C6711 DSK ως την πιο ισχυρή DSK πλακέτα ανάπτυξης στην αγορά.

Η DSK συνδέεται με τον υπολογιστή μέσω της παράλληλης θύρας επιτρέποντας την αποτελεσματική ανάπτυξη και δοκιμή εφαρμογών στον επεξεργαστή C6711 τον οποίο περιέχει. Η DSK C6711 έχει ένα τυπωμένο κύκλωμα βασισμένο στον DSP C6711 το οποίο εξυπηρετεί τις ανάγκες για υλικό σε οποιαδήποτε εφαρμογή. Σε συνδυασμό με απομακρυσμένους υπολογιστές και λογισμικό το οποίο υποστηρίζει, η DSK παρέχει ευκολία χρήσης και δυνατότητες που είναι ελκυστικές για τους μηχανικούς του DSP.

### 3.5. ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΗΚΑ ΤΟΥ C6711 DSK

Οι διαστάσεις της C6711 DSK είναι 5,02 ίντσες πλάτους, 8,08 ίντσες μήκους και 0,7 ύψους. Η C6711 DSK έχει σχεδιαστεί για επιτραπέζια χρήση καθώς συνδέεται στην παράλληλη θύρα του υπολογιστή. Η DSK απαιτεί εξωτερική τροφοδοσία ρεύματος οποιαδήποτε λειτουργία και αν εκτελεί. Η C6711 DSK παρέχει τη δυνατότητα παράλληλου περιφερειακού περιβάλλοντος. Ενσωματώνει μνήμες SDRAM και ROM, ένα 16-bit κύκλωμα αναλογικής διεπαφής, μια θύρα εισόδου-εξόδου και υποστήριξη μεθόδων JTAG. Σύνδεσμοι πάνω στη DSK παρέχουν στον DSP εξωτερική μνήμη (EMIF) και τη δυνατότητα σύνδεσής της με άλλες περιφερειακές συσκευές.

### 3.6. ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΗΚΑ ΤΟΥ TMS320C6711

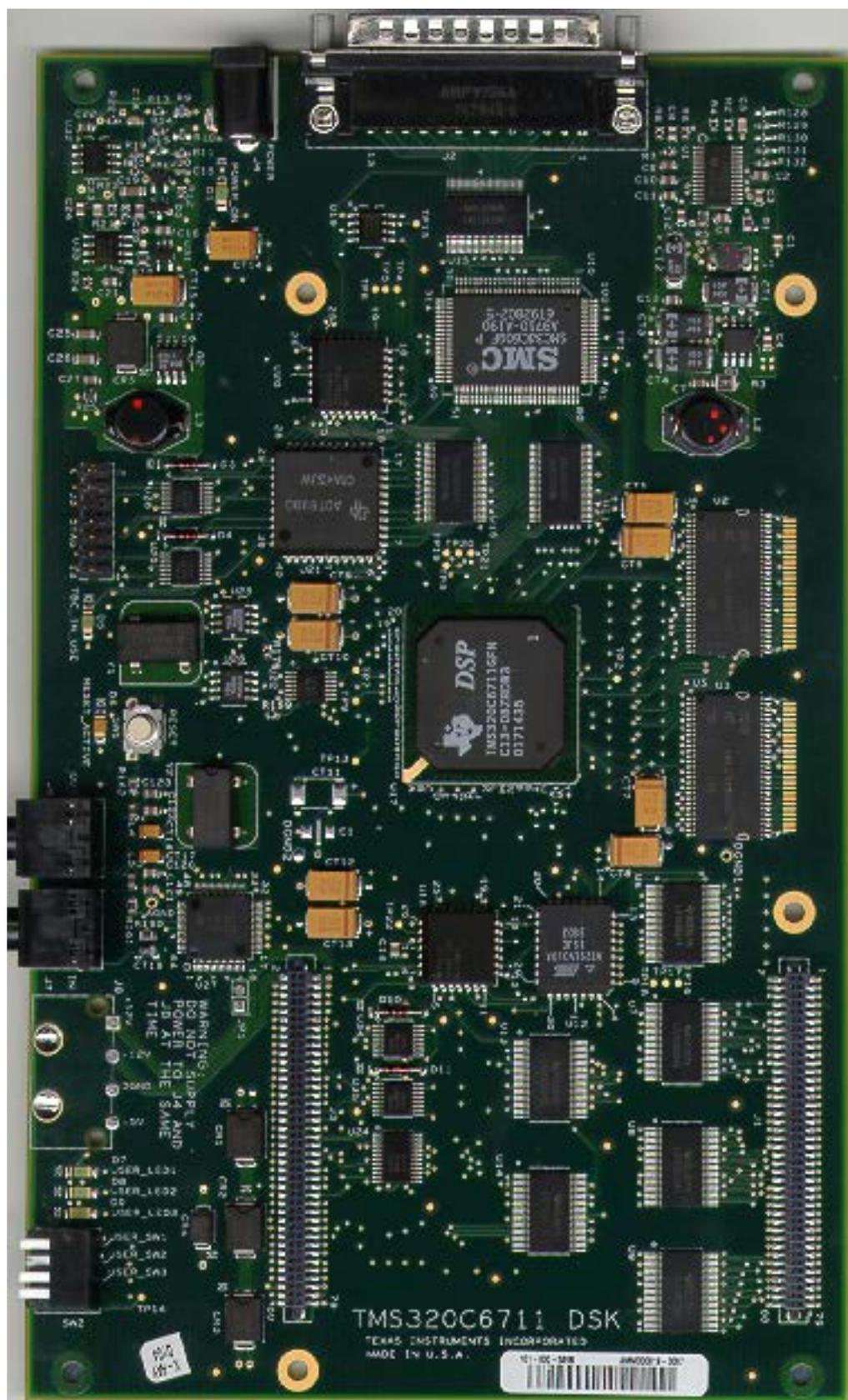
Η C6711 DSK ενσωματώνει τον επεξεργαστή ψηφιακού σήματος TMS320C6711. Αυτός ο DSP έχει οκτώ λειτουργικές μονάδες, οι οποίες περιλαμβάνουν δύο πολλαπλασιαστές και έξι αριθμητικούς μικροεπεξεργαστές.

- Εκτελεί μέχρι και οκτώ εντολές ανά κύκλο, περίπου δέκα φορές περισσότερες από έναν τυπικό DSP. Αυτές οι εντολές εκτελούνται είτε παράλληλα είτε σειριακά.
- Επιτρέπει στους προγραμματιστές να αναπτύσσουν κώδικα προσαρμοσμένο να λειτουργεί σε μηχανές RISC επιτυγχάνοντας ταχύτερη εκτέλεση.

- Μειώνει το μέγεθος του κώδικα, την έκταση των προγραμμάτων και την κατανάλωση υπολογιστικής ισχύος.
- Η εκτέλεση όλων των εντολών γίνεται μετά από έλεγχο.
- Αυξάνει την παράλληλη επεξεργασία των εντολών για υψηλότερη απόδοση.
- Ο κώδικας εκτελείται όπως είναι προγραμματισμένος πάνω σε ανεξάρτητες λειτουργικές μονάδες.
- Ενσωματώνει στο πακέτο λογισμικού που τον συνοδεύει έναν μεταφραστή της γλώσσας προγραμματισμού C (C compiler)
- Ενσωματώνει έναν μετατροπέα σε assembly για γρήγορη ανάπτυξη και εξελιγμένη παραλληλοποίηση των εντολών που εκτελεί.
- Υποστηρίζει 8, 16 και 32 bit πληροφορίας παρέχοντας επαρκή υποστήριξη μνήμης για μία μεγάλη ποικιλία εφαρμογών.
- Τέλος υποστηρίζει αριθμητικές επιλογές των 40 bit οι οποίες προσθέτουν επιπλέον ακρίβεια στη λειτουργία των κωδικοποιητών της φωνής και άλλων υπολογιστικών εφαρμογών.

Πολλές επιλογές μνήμης και περιφερειακών είναι διαθέσιμες για τον επεξεργαστή C6711. Τέτοιες είναι:

- Μεγάλη μνήμη RAM για γρήγορη εκτέλεση αλγορίθμων
- Υποστηρίζει 32 bit διασύνδεση εξωτερικής μνήμης SDRAM, SRAM και άλλες ασύγχρονες μνήμες, για κάλυψη μεγάλων απαιτήσεων εξωτερικής μνήμης και υψηλή απόδοση
- Θύρα πρόσβασης στην μνήμη και τα περιφερειακά του επεξεργαστή
- Πολυκάναλος ελεγκτής DMA
- Πολυκάναλες σειριακές θύρες
- 32-bit χρονιστές



Σχήμα 4. Η πλακέτα του DSK C6711

## 4. ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ

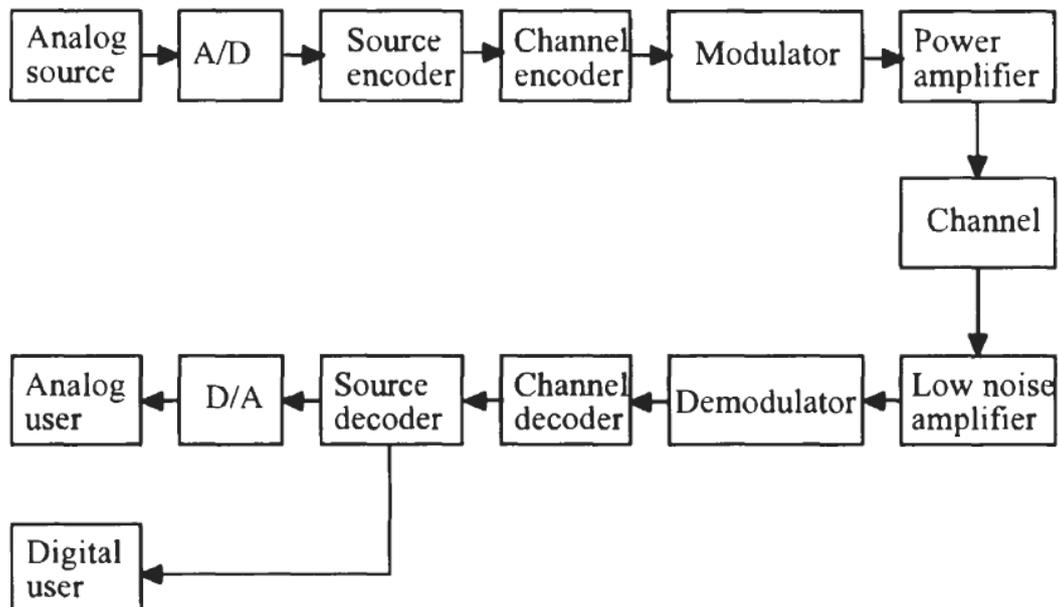
### 4.1. ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ

Ένα μήνυμα μπορεί να προέρχεται είτε από μία αναλογική πηγή (π.χ. φωνή), είτε από μία ψηφιακή πηγή (π.χ. δεδομένα υπολογιστών). Ο μετατροπέας αναλογικού – ψηφιακού σήματος (A/D) δειγματοληπτεί το αναλογικό σήμα και το αναπαριστά μέσω δειγμάτων ως ψηφιακό (δυαδικά ψηφία 1 και 0). Ο κωδικοποιητής πηγής (source encoder), δέχεται το ψηφιακό σήμα και το κωδικοποιεί σε μια μικρότερη ψηφιακή μορφή. Αυτή η διαδικασία ονομάζεται κωδικοποίηση πηγής (source encoding) και μειώνει τους πλεονασμούς με αποτέλεσμα να ελαττώνεται η ταχύτητα μετάδοσης. Έτσι ελαττώνονται οι απαιτήσεις εύρους ζώνης του συστήματος. Ο κωδικοποιητής του καναλιού (channel encoder) δέχεται το ψηφιακό σήμα που στέλνει ο κωδικοποιητής πηγής και το μετατρέπει σε ένα ψηφιακό σήμα μεγαλύτερων διαστάσεων, προσθέτοντας εσκεμμένα πλεονασμούς στο σήμα. Με αυτή τη διαδικασία, κάποια σφάλματα που εισέρχονται στο σήμα κατά τη διάρκεια μετάδοσης μέσα στο κανάλι λόγω του θορύβου ή κάποιας παρεμβολής, μπορούν να ανιχνευθούν και να διορθωθούν στο δέκτη. Ο διαμορφωτής κωδικοποιεί τα ψηφιακά σύμβολα σε μία κυματομορφή κατάλληλη προς μετάδοση στη βασική ζώνη. Στη συνέχεια η μετάδοση γίνεται σε ζώνη διέλευσης υψηλών συχνοτήτων (passband), όπου ο διαμορφωτής περιορίζει τα κωδικοποιημένα ψηφιακά σήματα σε ένα φέρον (carrier). Συνήθως υπάρχει ένας ενισχυτής (power amplifier) ο οποίος βρίσκεται μετά τον διαμορφωτή. Για μετάδοση υψηλών συχνοτήτων, η διαμόρφωση και η αποδιαμόρφωση πραγματοποιούνται σε ενδιάμεσες συχνότητες (IF). Σε αυτήν την περίπτωση απαιτείται μεταξύ του διαμορφωτή και του ενισχυτή, ένας μετατροπέας σε υψηλές συχνότητες (up converter). Εάν οι ενδιάμεσες συχνότητες είναι πολύ μικρότερες σε σχέση με την συχνότητα του φέροντος, τότε χρειάζονται αρκετές μετατροπές στη συχνότητα του φέροντος. Για ασύρματα συστήματα η κεραία είναι το τελευταίο σημείο του συστήματος.

Το μέσο μετάδοσης του συστήματος συνήθως καλείται κανάλι. Μέσα σε αυτό προστίθεται θόρυβος καθώς και εξασθένηση που εμφανίζονται σαν ενός πολύπλοκος παράγοντας ο οποίος πολλαπλασιάζεται με το σήμα. Ο συνολικός θόρυβος είναι ένας όρος με ευρεία έννοια καθώς περιλαμβάνει όλα τα είδη των τυχαίων ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών που προέρχονται από εξωτερικούς παράγοντες ή από το ίδιο το σύστημα. Το κανάλι συνήθως έχει ένα περιορισμένο εύρος συχνοτήτων έτσι ώστε να μπορεί να παρουσιάζεται σαν φίλτρο.

Στον δέκτη η παραπάνω επεξεργασία του σήματος δείχνει να συμβαίνει αντίστροφα. Αρχικά το εξασθενημένο σήμα ενισχύεται (και αν χρειάζεται μεταφέρεται σε χαμηλότερες συχνότητες) και αποδιαμορφώνεται. Έπειτα οι πλεονασμοί που τυχόν έχει, αφαιρούνται από τον αποκωδικοποιητή καναλιού (channel decoder) και ο αποκωδικοποιητής πηγής ανακτά το σήμα στην μορφή που είχε αρχικά, πριν σταλεί. Αν ή έξοδος πρέπει να είναι αναλογικό σήμα, απαιτείται χρήση ενός μετατροπέα ψηφιακού σήματος σε αναλογικό (D/A).

Στο σχήμα 5 παριστάνεται ένα διάγραμμα ενός τυπικού ψηφιακού συστήματος. Στην πραγματικότητα ένα τέτοιο σύστημα είναι πολύ πιο σύνθετο.



Σχήμα 5. Διάγραμμα ενός τυπικού ψηφιακού συστήματος

## 4.2. ΚΑΝΑΛΙ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ

Τα χαρακτηριστικά του καναλιού παίζουν ένα σημαντικό ρόλο στη μελέτη, στην επιλογή και στο σχεδιασμό της διαμόρφωσης. Οι διάφοροι τρόποι διαμόρφωσης μελετώνται χρησιμοποιώντας διαφορετικά κανάλια επικοινωνίας ώστε να γίνεται κατανοητή η απόδοσή τους σε αυτά και να βελτιώνεται.

### 4.2.1. ΠΡΟΣΘΕΤΙΚΟΣ ΛΕΥΚΟΣ ΓΚΑΟΥΣΙΑΝΟΣ ΘΟΡΥΒΟΣ (AWGN)

Το κανάλι που περιέχει προσθετικό λευκό Γκαουσιανό θόρυβο (AWGN) είναι ένα παγκόσμιο μοντέλο καναλιού το οποίο χρησιμοποιείται για την ανάλυση των διαμορφώσεων. Σε αυτό το μοντέλο το κανάλι δεν κάνει τίποτα άλλο παρά μόνο να προσθέτει λευκό Γκαουσιανό θόρυβο στο σήμα που διέρχεται από αυτό. Έτσι, η απόκριση του πλάτους της συχνότητας του καναλιού είναι επίπεδη και η απόκριση της φασματικής πυκνότητας ισχύος ως προς τη συχνότητα είναι γραμμική για όλες τις συχνότητες, έτσι ώστε τα διαμορφωμένα σήματα να διέρχονται από αυτό το κανάλι, χωρίς να υπόκεινται σε εξασθένιση πλάτους και παραμόρφωση φάσης. Εξασθένιση δεν υπάρχει. Η μόνη παραμόρφωση οφείλεται στο AWGN.

Η απλοποιημένη μαθηματική αναπαράσταση της επίδρασης του AWGN στο μεταδιδόμενο σήμα είναι η ακόλουθη (1):

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (1)$$

όπου  $s(t)$  είναι το σήμα και  $n(t)$  ο AWGN. Η παρουσία του  $n(t)$  υπονοεί την ύπαρξη στατικής τυχαίας διαδικασίας με επίπεδη φασματική πυκνότητα ισχύος ως προς τις συχνότητες (PSD). Μια γενική θεώρηση του PSD είναι:

$$N(f) = N_0/2, \quad -\infty < f < \infty \quad (2)$$

Η εξίσωση (2) δείχνει ότι η διαδικασία του λευκού θορύβου έχει απεριόριστη ισχύ. Αυτή η διαδικασία φυσικά, είναι μια μαθηματική εξιδανίκευση. Σύμφωνα με το

θεώρημα του Wiener-Khinchine, η αυτοσυσχετιζόμενη συνάρτηση του AWGN είναι :

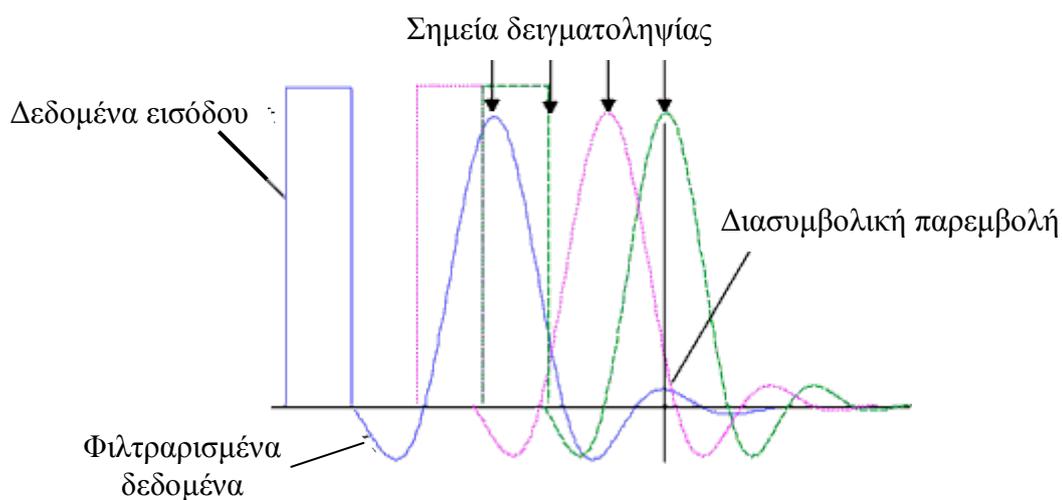
$$\begin{aligned} R(\tau) &= E(n(t)n(t-\tau)) = \int_{-\infty}^{\infty} N(f) e^{j2\pi f\tau} df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N_0}{2} e^{j2\pi f\tau} df = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \end{aligned} \quad (3)$$

όπου η  $\delta(\tau)$  είναι η Dirac δέλτα συνάρτηση. Η εξίσωση (3) δείχνει ότι τα δείγματα με θόρυβο δεν σχετίζονται ανεξάρτητα από το πόσο κοντά είναι χρονικά. Τα δείγματα είναι επίσης ανεξάρτητα λόγω του ότι η διαδικασία είναι Gaussian.

Στην πραγματικότητα, το κανάλι AWGN δεν υπάρχει αφού κανένα κανάλι δεν μπορεί να έχει άπειρο εύρος. Παρόλα αυτά, όταν το εύρος του σήματος είναι μικρότερο από αυτό του καναλιού, πολλά κανάλια μπορούν να χαρακτηριστούν ως κανάλια AWGN. Για παράδειγμα, ασύρματα τηλεπικοινωνιακά κανάλια συμπεριλαμβάνοντας ολοκληρωμένες συνδέσεις μικροκυμάτων και δορυφορικές συνδέσεις μπορούν να θεωρηθούν κανάλια AWGN όταν ο καιρός είναι καλός. Ευρείας ζώνης ομοαξονικά καλώδια θεωρούνται επίσης κανάλια AWGN καθώς δεν δέχονται άλλη παρεμβολή εκτός από τον Γκαουσιανό θόρυβο. Στα πλαίσια της παρούσης πτυχιακής εργασίας η διαμόρφωση υλοποιήθηκε με τη βοήθεια καναλιού AWGN. Για αυτήν την επιλογή υπάρχουν δύο λόγοι. Ο πρώτος λόγος είναι ότι κάποια κανάλια είναι περίπου ένα AWGN κανάλι, οπότε τα αποτελέσματα μπορούν να είναι τα ίδια. Ο δεύτερος λόγος είναι ότι ο προσθετικός λευκός Γκαουσιανός θόρυβος υπάρχει πάντα ανεξάρτητα αν υπάρχουν ή όχι εμπόδια από άλλα κανάλια όπως περιορισμός του εύρους ή εξασθένηση. Έτσι το AWGN κανάλι είναι το ιδανικότερο καθώς η απόδοση της διαμόρφωσης σε αυτό καθορίζει το ανώτερο όριο απόδοσης. Όταν υπάρχουν διαφορετικά κανάλια στο σύστημα, η απόδοσή του ελαττώνεται. Η έκταση της ελάττωσης μπορεί να ποικίλει ανάλογα με τις διαφορετικές διαμορφώσεις. Η απόδοση μέσα στο AWGN μπορεί να δώσει ένα στάνταρ στον υπολογισμό της ελάττωσης και της εκτίμησης της επίδρασης τεχνικών αντιμετώπισης των βλαβών.

## 4.2.2. ΔΙΑΣΥΜΒΟΛΙΚΗ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗ

Όταν το εύρος του καναλιού είναι μικρότερο από αυτό του σήματος τότε το κανάλι ονομάζεται κανάλι περιορισμένης ζώνης. Αυστηροί περιορισμοί του εύρους ζώνης προκαλούν διασυμβολική παρεμβολή (ISI). Για παράδειγμα, ψηφιακοί παλμοί εκτείνονται πέρα από τη χρονική διάρκεια μετάδοσής τους (περίοδος συμβόλων  $T_s$ ) και παρεμβάλλονται με το επόμενο ή τα επόμενα σύμβολα (Σχήμα 6). Το ISI προκαλεί μία αύξηση της πιθανότητας εμφάνισης εσφαλμένων bit (bit error probability  $P_b$ ) ή του ρυθμού εσφαλμένων bit (BER), όπως αλλιώς καλείται. Όταν αυξάνεται το εύρος ζώνης του καναλιού είναι αδύνατες ή ακόμα και ασύμφωρες οι τεχνικές ισοστάθμισης του καναλιού που χρησιμοποιούνται για την αντιμετώπιση της διασυμβολικής παρεμβολής.



**Σχήμα 6.** Διασυμβολική παρεμβολή λόγω φιλτραρίσματος από το κανάλι

Επιλέγοντας με προσοχή τα φασματικά χαρακτηριστικά του καναλιού (και της επεξεργασίας που γίνεται στον πομπό και το δέκτη) είναι δυνατό να ελέγχουμε τη διασυμβολική παρεμβολή έτσι ώστε να μην υποβαθμίζει την απόδοση ρυθμού σφαλμάτων (BER) της ζεύξης. Αυτό επιτυγχάνεται εξασφαλίζοντας ότι η συνολική συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού έχει την επονομαζόμενη απόκριση συχνότητας κατά Nyquist (Nyquist frequency response). Η απόκριση κατά Nyquist

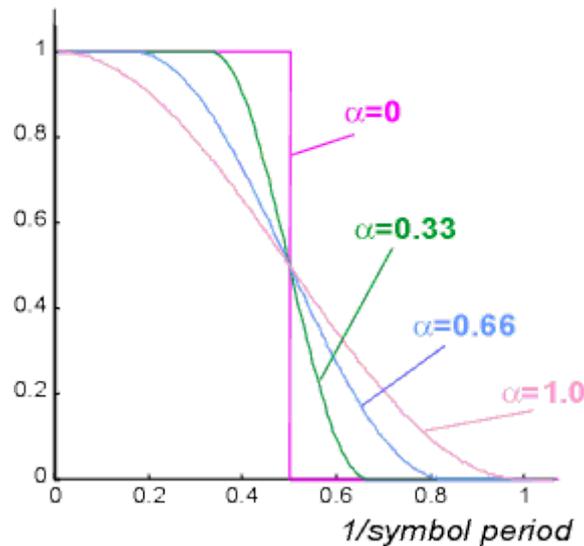
χαρακτηρίζεται από μία συνάρτηση μεταφοράς που έχει ζώνη μετάβασης (μεταξύ ζώνης διέλευσης και ζώνης αποκοπής) η οποία είναι συμμετρική ως προς τη συχνότητα  $0,5 \cdot (1/T_s)$ . Για αυτή τη μορφή απόκρισης καναλιού τα σύμβολα των δεδομένων εξακολουθούν να διαχέονται, αλλά η κυματομορφή περνά από την τιμή μηδέν σε χρονικές στιγμές που είναι πολλαπλάσια της περιόδου των συμβόλων. Δειγματοληπτώντας την ακολουθία των συμβόλων ακριβώς στα σημεία όπου η παρεμβολή είναι μηδενική, μπορούμε να δούμε ότι η διασπορά ενέργειας των γειτονικών συμβόλων δεν επηρεάζει την τιμή του δειγματοληπτούμενου συμβόλου στο σημείο όπου γίνεται η δειγματοληψία. Είναι επίσης φανερό ότι ο χρονισμός της δειγματοληψίας πρέπει να γίνεται με εξαιρετική ακρίβεια, ώστε να ελαχιστοποιείται το πρόβλημα της διασυμβολικής παρεμβολής.

Είναι ιδιαίτερα απίθανο να εμφανίζει ενδογενώς ένα επικοινωνιακό κανάλι την απόκριση συχνότητας κατά Nyquist. Αυτό σημαίνει ότι κατά το σχεδιασμό του συστήματος, ο σχεδιαστής θα πρέπει να προσθέσει επιπρόσθετο φιλτράρισμα, ώστε να επιτύχει την επιθυμητή απόκριση.

### 4.3. ΦΙΛΤΡΑ ΥΨΩΜΕΝΟΥ ΣΥΝΗΜΙΤΟΝΟΥ

#### 4.3.1. ΓΕΝΙΚΑ

Μια συχνά χρησιμοποιούμενη μέθοδος για την υλοποίηση της απόκρισης Nyquist στην πράξη είναι το φίλτρο υψωμένου συνημιτόνου, που ονομάζεται έτσι επειδή η περιοχή μετάβασης από τη ζώνη διέλευσης στη ζώνη αποκοπής μοιάζει με τη μορφή τμήματος συνημιτόνου. Η οξύτητα του φίλτρου ελέγχεται από την παράμετρο  $\alpha$ , που ονομάζεται παράγοντας κλίσης (roll-off factor) όταν είναι  $\alpha=0$ , έχουμε το ιδανικό φίλτρο, το οποίο ονομάζεται ‘φίλτρο πλινθοδομής’ (brickwall filter) ή ορθογώνιο φίλτρο.



**Σχήμα 7.** Απόκριση συχνότητας για την οικογένεια φίλτρων δύναμης συνημιτόνου

Το εύρος ζώνης  $B$  που καταλαμβάνεται από ένα σήμα δεδομένων που έχει φιλτραριστεί από φίλτρο υψωμένου συνημιτόνου είναι αυξημένο από την ελάχιστη τιμή  $B_{\min}=0.5 \cdot 1/T_s$  και ισούται με το πραγματικό εύρος ζώνης διαμόρφωσης.

Το φαινόμενο της διαφοράς ISI που προκαλεί ένα φίλτρο υψωμένου συνημιτόνου στους παλμούς δεδομένων που διέρχονται μέσα από αυτό μπορεί να βρεθεί σχεδιάζοντας την κρουστική απόκριση (Impulse Response) του φίλτρου. Το μέγεθος της κυμάτωσης που παράγει το φίλτρο εξαρτάται από την τιμή του  $\alpha$  που επιλέγουμε. Όσο μικρότερη είναι αυτή η τιμή, τόσο πιο έντονη είναι η κυμάτωση, καθώς η απόκριση του φίλτρου πλησιάζει αυτή του ιδανικού ορθογώνιου φίλτρου ( $\alpha=0$ ) όπως φαίνεται στο σχήμα 7 για διάφορες τιμές του  $\alpha$ .

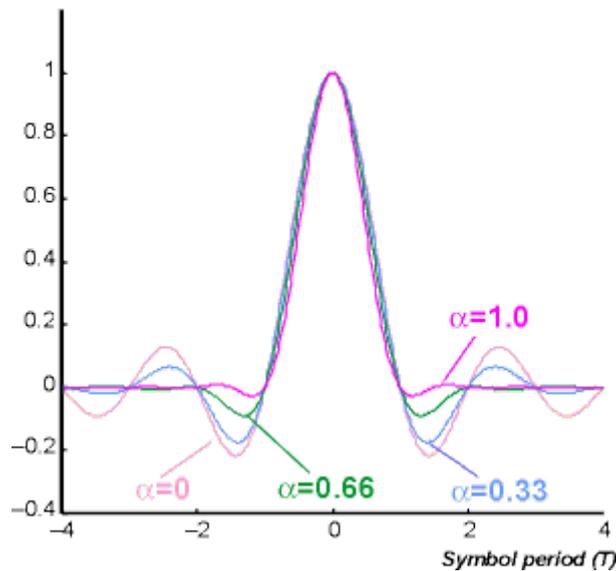
Το φίλτρο υψωμένου συνημιτόνου είναι ένα από τα φίλτρα της οικογένειας Nyquist που πληρεί τα κριτήρια για μηδενική διασυμβολική παρεμβολή. Η συνάρτηση μεταφοράς  $H(f)$  του φίλτρου υψωμένου συνημιτόνου δίνεται από τη σχέση (4).

$$H(f) = \begin{cases} T & ,\text{για } 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2} \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi T}{\alpha} \left\{ |f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right\} \right) \right] & ,\text{για } \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0 & ,\text{για } \frac{1+\alpha}{2T} \leq |f| \end{cases} \quad (4)$$

όπου  $\alpha$  είναι ο παράγοντας κλίσης του φίλτρου και  $T$  η περίοδος συμβόλων του μηνύματος. Η τιμή  $\alpha=0$  αντιστοιχεί στο ιδανικό ορθογώνιο φίλτρο.

Η κρουστική απόκριση του φίλτρου υψωμένου συνημιτόνου δίνεται από την έκφραση (5) και η σχηματική της αναπαράσταση φαίνεται στο σχήμα 8 για διάφορες τιμές του παράγοντα κλίσης.

$$h(t) = \frac{\sin c \left( \frac{t}{T} \right) * \cos \left( \frac{\pi \alpha t}{T} \right)}{\frac{1-4\alpha^2 t^2}{T^2}}. \quad (5)$$



**Σχήμα 8.** Χρονική απόκριση της οικογένειας φίλτρων υψωμένου συνημιτόνου σε κρουστικό παλμό

#### 4.3.2. ΤΟ ΦΙΛΤΡΟ (ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΗΣ) ΡΙΖΑΣ ΥΨΩΜΕΝΟΥ ΣΥΝΗΜΙΤΟΝΟΥ

Με δεδομένο ότι η απόκριση τύπου Nyquist θα πρέπει να ισχύει για το σύνολο μιας επικοινωνιακής ζεύξης, περιλαμβάνοντας τον πομπό και τον δέκτη ώστε να επιτευχθεί με ιδανική διασυμβολική παρεμβολή πρέπει να βρεθεί το βέλτιστο σημείο πραγματοποίησης του φιλτραρίσματος μέσα στο όλο σύστημα μετάδοσης.

Το φιλτράρισμα είναι σχεδόν πάντα υποχρεωτικό στην μονάδα εκπομπής, ειδικά στην περίπτωση ασύρματων επικοινωνιών, για να περιοριστεί το εύρος ζώνης του σήματος που διαδίδεται στον αέρα στα όρια που θεσπίζουν οι επίσημοι κανονισμοί, ή από την πρακτική ανάγκη συνύπαρξης πολλών χρηστών σε κανάλια διαδοχικών περιοχών συχνοτήτων. Το καλό φιλτράρισμα στο δέκτη είναι επίσης αναγκαίο (πάλι ειδικά στις ασύρματες επικοινωνίες), για να απομακρυνθούν τα ισχυρά σήματα παρεμβολής από τον αποδιαμορφωτή, τον οποίο μπορούν να υπερφορτώσουν άσκοπα. Επίσης, χρησιμοποιείται για να απορριφθεί όσο περισσότερος θόρυβος γίνεται, που δεν εμπίπτει στο εύρος διαμόρφωσης του σήματος. Για τους λόγους αυτούς είναι αναγκαίο να διαμοιραστεί η λειτουργία του φιλτραρίσματος κατά Nyquist μεταξύ των μονάδων πομπού και δέκτη, θεωρώντας ότι η απόκριση του καναλιού είναι επίπεδη ή ότι έχει ισοσταθμιστεί με κάποιο τρόπο.

Είναι κοινή πρακτική η εξίσου διαμοίραση της λειτουργίας του φιλτραρίσματος υψωμένου συνημιτόνου στον πομπό και το δέκτη έτσι ώστε η κάθε μονάδα να καταλήγει με αυτό που ονομάζεται χαρακτηριστική μεταφοράς ρίζας υψωμένου συνημιτόνου (root raised cosine transfer function). Υπό αυτές τις συνθήκες ο λόγος μέγιστου προς μέσο εκπεμπόμενο σήμα πρέπει να υπολογίζεται για απόκριση ρίζας υψωμένου συνημιτόνου και όχι απλά υψωμένου συνημιτόνου.

#### 4.3.3. ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ

Είναι αρκετά δύσκολο να κατασκευαστεί ένα φίλτρο με απόκριση Nyquist χρησιμοποιώντας αναλογικά εξαρτήματα με αποτέλεσμα την ανάπτυξη κυκλωμάτων ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP) για να βρουν καθημερινή εφαρμογή τα φίλτρα Nyquist και υψωμένου συνημιτόνου.

Χρησιμοποιώντας μια κατηγορία φίλτρων που είναι γνωστά ως ψηφιακά μη αναδρομικά γραμμικής φάσης (digital non-recursive linear phase) ή πεπερασμένης

κρουστικής απόκρισης (Finite Impulse Response – FIR) φίλτρα, είναι δυνατόν να προσεγγίσουμε με οποιοδήποτε επιθυμητό βαθμό ακριβείας ένα τέλειο φίλτρο υψωμένου συνημιτόνου. Το μήκος του φίλτρου ( που ισοδυναμεί με την τάξη ενός φίλτρου στη συμβατική αναλογική ορολογία), είναι μεγαλύτερο για φίλτρα που έχουν απότομες ζώνες μετάβασης, τα οποία αντιστοιχούν σε φίλτρα με μικρό παράγοντα  $a$ .

Τα μεγάλα φίλτρα εκτελούν μεγαλύτερη επεξεργασία και επομένως εισάγουν μεγαλύτερες καθυστερήσεις διάδοσης στα σήματα που διέρχονται από αυτά. Η υψηλή καθυστέρηση είναι σημαντικό μειονέκτημα σε εφαρμογές όπως η αμφίδρομη εκπομπή ομιλίας, όπου το υποκειμενικό αίσθημα της καθυστέρησης απόκρισης κατά την συνομιλία μπορεί να είναι πολύ ενοχλητικό. Σημειώνεται ότι σημαντική καθυστέρηση εισάγεται επίσης από τους κωδικοποιητές της φωνής και άλλους τομείς της διαδικασίας διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης δεδομένων.

Το φίλτρο ρίζας υψωμένου συνημιτόνου ονομάζεται έτσι επειδή η συνάρτηση μεταφοράς του ισούται ακριβώς με την τετραγωνική ρίζα της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου υψωμένου συνημιτόνου σύμφωνα με την εξίσωση (6)

$$H(f) = \begin{cases} \sqrt{T} & , \text{για } 0 \leq |f| \leq \frac{1-a}{2T} \\ \sqrt{\frac{T}{2} \left[ 1 + \cos\left(\frac{\pi T}{\alpha} \left\{ |f| - \frac{1-a}{2T} \right\}\right) \right]} & , \text{για } \frac{1-a}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+a}{2T} \\ 0 & , \text{για } \frac{1+a}{2T} \leq |f| \end{cases} \quad (6)$$

όπου  $a$  ο παράγοντας κλίσης του φίλτρου και  $T$  είναι η περίοδος των συμβόλων του μηνύματος. Η τιμή  $a=0$  αντιστοιχεί στο ιδανικό ορθογώνιο φίλτρο.

Η κρουστική απόκριση του φίλτρου ρίζας υψωμένου συνημιτόνου δίνεται από την σχέση (7)

$$h(t) = \frac{4a}{\pi\sqrt{T}} \frac{\cos(1+a)\pi t/T + \frac{T}{4at} \sin((1-a)\pi t/T)}{1 - (4at/T)^2} \quad (7)$$

#### 4.4. ΒΑΣΙΚΕΣ ΜΕΘΟΔΟΙ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ- ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ

Η ψηφιακή διαμόρφωση είναι μια διαδικασία που μετατρέπει ένα ψηφιακό σύμβολο σε σήμα κατάλληλο για μετάδοση. Η διαμόρφωση μπορεί επίσης να ορισθεί σαν η επεξεργασία μεταβολής κάποιου από τα χαρακτηριστικά ενός σήματος σύμφωνα με κάποιο χαρακτηριστικό ενός άλλου σήματος. Στις περισσότερες περιπτώσεις το σήμα πληροφορίας (φωνή, εικόνα, δυαδικά δεδομένα ή κάποια άλλη πληροφορία), χρησιμοποιείται συνήθως για να μεταβάλλει ένα σήμα υψηλότερης εικόνας γνωστού σαν φορέα. Το σήμα πληροφορίας καλείται συνήθως διαμορφώνον σήμα και το σήμα υψηλότερης συχνότητας το οποίο διαμορφώνεται καλείται φορέας ή διαμορφωμένο κύμα. Ο φορέας είναι συνήθως ένα ημιτονικό κύμα ενώ το σήμα πληροφορίας μπορεί είναι οποιασδήποτε μορφής επιτρέποντας τη μετάδοση και αναλογικών και ψηφιακών σημάτων. Στις περισσότερες περιπτώσεις, η συχνότητα φορέα είναι σημαντικά υψηλότερη από την πιο υψηλή συχνότητα που περιέχεται στην πληροφορία που πρόκειται να μεταδοθεί.

Για ασύρματη και μακρινής απόστασης μετάδοση, χρησιμοποιείται η διαμόρφωση ζώνης διέλευσης. Η διαμόρφωση αυτή καλείται και ως διαμόρφωση φέροντος (carrier modulation). Μια ακολουθία από ψηφιακά σύμβολα χρησιμοποιείται για να μετατρέψει τις παραμέτρους του φέροντος. Ένα ημιτονικό σήμα έχει τρεις παραμέτρους : πλάτος, συχνότητα και φάση. Έτσι, στη διαμόρφωση ζώνης διέλευσης υπάρχουν τρεις κύριες διαμορφώσεις, οι διαμόρφωση πλάτους, η διαμόρφωση συχνότητας και η διαμόρφωση φάσης. Οι τρεις κύριες δυαδικές ψηφιακές διαμορφώσεις φέροντος είναι : η ψηφιακή διαμόρφωση πλάτους (ASK), η ψηφιακή διαμόρφωση συχνότητας (FSK) και η ψηφιακή διαμόρφωση πλάτους (PSK).

##### 4.4.1. Η ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ASK

Η πιο απλή μορφή διαμόρφωσης μιας ακολουθίας δεδομένων είναι η ψηφιακή διαμόρφωση πλάτους (Amplitude Shift Keying). Τα σύμβολα παριστάνονται ως διακριτές τιμές πλάτους ενός φέροντος συγκεκριμένης συχνότητας. Στη δυαδική ASK απαιτούνται μόνο δύο καταστάσεις συμβόλων, οπότε το φέρον απλά ενεργοποιείται ή διακόπτεται και για αυτό η διαδικασία ονομάζεται επίσης διαμόρφωση ON-OFF (On-Off Keying, OOK).

#### 4.4.2. Η ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ FSK

Η ψηφιακή διαμόρφωση συχνότητας (Frequency Shift Keying) έχει χρησιμοποιηθεί κατά κόρο για τη δημιουργία ψηφιακών σημάτων, επειδή είναι εύκολη στη δημιουργία αλλά και την ανίχνευση, ενώ παράλληλα είναι αναισθητή στις διακυμάνσεις πλάτους που προκαλεί το κανάλι. Η μέθοδος FSK μεταφέρει τα δεδομένα χρησιμοποιώντας φορείς με διακριτές συχνότητες, ώστε να αναπαραστήσει με αυτές τις καταστάσεις συμβόλων. Μια σημαντική ιδιότητα της FSK είναι ότι το πλάτος του διαμορφωμένου σήματος είναι σταθερό.

#### 4.4.3. Η ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ PSK

Στην ψηφιακή διαμόρφωση φάσης (Phase Shift Keying) η πληροφορία περιέχεται στη στιγμιαία φάση του διαμορφωμένου φέροντος. Αυτή η φάση συνήθως ενσωματώνεται στο φέρον και εκτιμάται ως προς ένα σταθερό φέρον αναφοράς γνωστής φάσης, και γι' αυτό ονομάζεται σύμφωνη (coherent PSK). Στη δυαδική διαμόρφωση PSK ( Binary PSK, BPSK) χρησιμοποιούνται οι καταστάσεις φάσης  $0^\circ$  και  $180^\circ$ . Επίσης, είναι δυνατή η μετάδοση δεδομένων κωδικοποιημένων με τη μορφή μεταβολών φάσης (διαφορά φάσης) ανάμεσα σε διαδοχικά σύμβολα. Αυτή η μέθοδος ονομάζεται Διαφορικά Σύμφωνη Ψηφιακή Διαμόρφωση Φάσης (Differentially Coherent PSK).

### 4.5. ΓΡΑΜΜΙΚΗ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ

Η διαμόρφωση βασικής ζώνης προσδιορίζεται από την μετάδοση χωρίς μετατροπή συχνότητας. Σε αυτή τη διαμόρφωση αναπαριστώνται ψηφιακές ακολουθίες από παλμούς κατάλληλους για μετάδοση βασικής ζώνης με συγκεκριμένα χαρακτηριστικά τα οποία αναπαριστούν κάθε τύπο συμβόλου χωρίς ασάφειες έτσι ώστε να μπορούν να ανακτηθούν κατά την λήψη. Αυτά τα χαρακτηριστικά είναι διακυμάνσεις της τάσης, του εύρους των παλμών και της θέσης τους. Παρακάτω παρατίθενται μερικές μόνο από τις κυματομορφές που προκύπτουν από αυτό το είδος

της διαμόρφωσης που καλείται γραμμική κωδικοποίηση, καθώς είναι οι πιο βασικές και ευρέως χρησιμοποιούμενες. Επίσης αναπαριστώνται σχηματικά στο σχήμα 9.

#### 4.5.1. ΜΟΝΟΠΟΛΙΚΗ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ

Στην μονοπολική κωδικοποίηση (unipolar) δημιουργείται παλμός μόνο για κάθε 1 ενώ για κάθε 0 δεν δημιουργείται. Για μία τυχαία ακολουθία ψηφιακών δεδομένων με διάρκεια συμβόλου  $T_b$  όπως φαίνεται στο σχήμα 9.α η μονοπολική κωδικοποίηση αναπαριστάται στο σχήμα 9.β Η προκύπτουσα κυματομορφή θεωρείται τύπου μη επιστροφής στο μηδέν (non-return to zero, NRZ) μιας και καταλαμβάνει ολόκληρη τη χρονική διάρκεια του συμβόλου,  $T_b$ . Η χρήση παλμού μικρότερης χρονικής διάρκειας (τυπικά διάρκειας  $T_b/2$ ), αντιστοιχεί σε τύπο επιστροφής στο μηδέν (return to zero, RZ). Ο τύπος RZ της κυματομορφής απαιτεί περισσότερο εύρος ζώνης από τον NRZ.

Ένα κύριο πλεονέκτημα της μονοπολικής κωδικοποίησης είναι η απλότητά της καθώς και το ότι συμβαδίζει με την ψηφιακή λογική. Το μειονέκτημά της είναι ότι έχει χαμηλή απόδοση όταν υπάρχει θόρυβος και δεν είναι εύκολος ο συγχρονισμός της στον δέκτη.

#### 4.5.2. ΠΟΛΙΚΗ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ

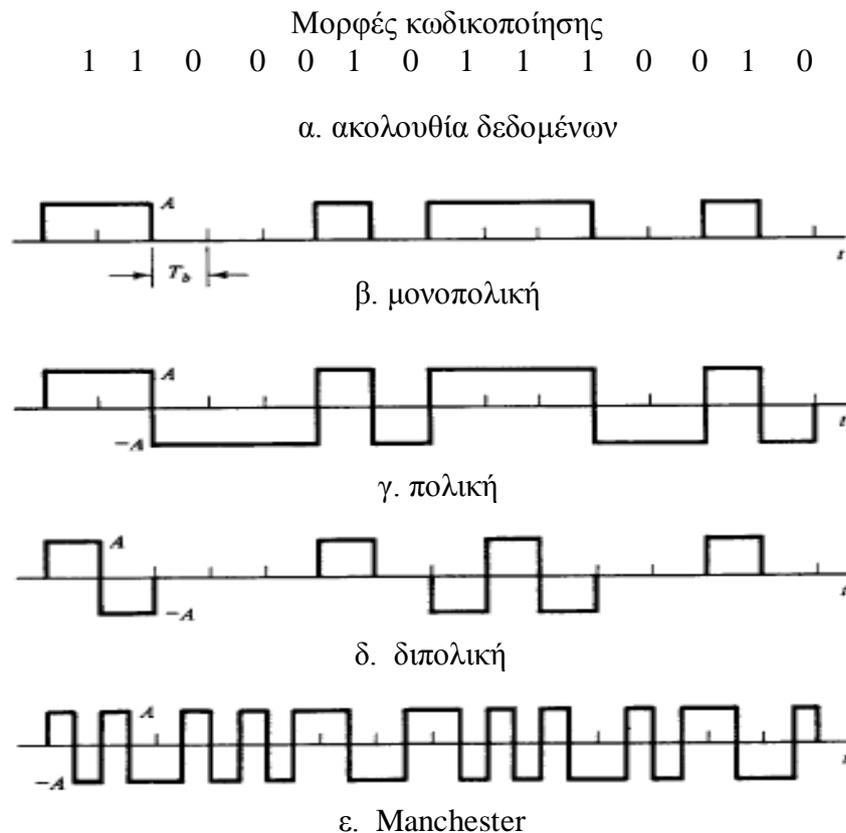
Στην πολική κωδικοποίηση (polar) ένας θετικός παλμός δημιουργείται για κάθε 1 της ακολουθίας και ένας αρνητικός παλμός για κάθε 0. Στο σχήμα 9.γ φαίνεται η αναπαράσταση της πολικής κωδικοποίησης τύπου NRZ. Μπορεί να υπάρχει πολική κωδικοποίηση τύπου RZ για παλμούς μικρότερης διάρκειας από την περίοδο των συμβόλων  $T_b$ . Ο τύπος NRZ συμπεριφέρεται καλύτερα σε θόρυβο από ότι ο RZ. Ωστόσο αρκετές φορές ο δεύτερος τύπος χρησιμοποιείται στο δέκτη για να παράσχει καλύτερο συγχρονισμό αφού έχει πάντα δύο επίπεδα απόφασης ανά σύμβολο.

## 4.5.3. ΔΙΠΟΛΙΚΗ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ

Στην περίπτωση της διπολικής κωδικοποίησης (bipolar), τα 0 αναπαριστώνται με μηδενικό παλμό ενώ τα 1 της ακολουθίας των ψηφιακών δεδομένων με εναλλασσόμενους παλμούς, όπως φαίνεται στο σχήμα 9.δ για τύπο NRZ. Τύπος RZ μπορεί να χρησιμοποιηθεί, συνήθως με παλμούς διάρκειας  $T_b/2$ .

## 4.5.4. ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ MANCHESTER

Στην κωδικοποίηση Manchester η κυματομορφή μεταδίδει το 1 ως ένα θετικό παλμό για την μισή χρονική διάρκεια του συμβόλου ακολουθούμενο από ένα αρνητικό παλμό για το υπόλοιπο μισό του συμβόλου. Αντίστοιχα το 0 ακολουθεί την ίδια διαδικασία μετατροπής του σε παλμό, με αντίστροφη όμως πολικότητα. Μια τυπική αναπαράσταση της κωδικοποίησης αυτής παρουσιάζεται στο σχήμα 9.ε.



**Σχήμα 9.** Μορφές Κωδικοποίησης

#### 4.6. ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΗΝ ΨΗΦΙΑΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΠΟΛΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

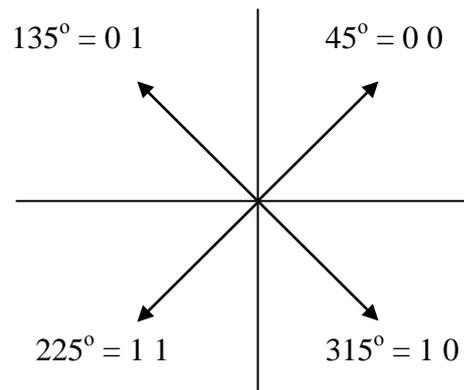
Η επέκταση της έννοιας της δυαδικής διαμόρφωσης σε διαμόρφωση πολλαπλών επιπέδων γίνεται απλά, καθώς οι διαδικασίες δημιουργίας και ανίχνευσης απλώς επεκτείνονται, απαιτώντας σύγκριση ανάμεσα σε πολλαπλά επίπεδα τάσης της ανακριμένης περιβάλλουσας του σήματος, με ανίχνευση είτε σύμφωνη είτε ασύμφωνη. Η ανάκτηση του φορέα στην M-αδική διαμόρφωση γίνεται με τις ίδιες μεθόδους που περιγράφηκαν στην απλή δυαδική διαμόρφωση.

Το κύριο πρόβλημα των διαμορφώσεων BPSK και DPSK είναι ότι η ταχύτητα της μετάδοσης δεδομένων περιορίζεται σε ένα συγκεκριμένο εύρος ζώνης. Ένας τρόπος αύξησης του ρυθμού των δυαδικών δεδομένων χωρίς αύξηση του απαιτούμενου εύρους ζώνης για τη μετάδοση του σήματος είναι η κωδικοποίηση περισσότερων του ενός bit ανά μεταβολή φάσης. Υπάρχει μια μεταβολή συμβόλου για κάθε μεταβολή bit και επομένως το baud ( σύμβολο) rate είναι το ίδιο με το bit rate. Στην BPSK και DPSK, κάθε δυαδικό bit παράγει μία συγκεκριμένη μεταβολή φάσης. Είναι επίσης δυνατή η χρησιμοποίηση συνδυασμών δύο ή περισσότερων bits για κάθε συγκεκριμένη ολίσθηση φάσης. Συνεπώς, μία μεταβολή συμβόλου (ολίσθησης φάσης) μπορεί να παριστά πολλαπλά bits. Μπορούμε να κωδικοποιήσουμε περισσότερα bits ανά baud. Το bit rate της μεταφοράς δεδομένων μπορεί να είναι μεγαλύτερο από το baud rate, ενώ το σήμα δεν καταλαμβάνει περισσότερο εύρος ζώνης.

Για να γίνει αυτό χρησιμοποιείται ένα σύστημα που είναι γνωστό σαν PSK τεσσάρων φάσεων ή QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). Στην QPSK, κάθε ζεύγος διαδοχικών ψηφιακών bit στην εκπεμπόμενη κωδικολέξη (codeword) αντιστοιχεί σε μία συγκεκριμένη φάση όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 10.α). Κάθε ζεύγος bits καλείται dibit και παρίσταται με μία συγκεκριμένη φάση. Μεταξύ κάθε ζεύγους bit υπάρχει ολίσθηση φάσης  $90^\circ$  . μπορούν να χρησιμοποιηθούν άλλες γωνίες φάσης επίσης με την προϋπόθεση ότι θα έχουν διαφορά  $90^\circ$  μεταξύ τους. Για παράδειγμα είναι συνηθισμένο να χρησιμοποιούνται ολισθήσεις φάσης  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$ , και  $315^\circ$  όπως φαίνεται στο σχήμα 10.β.

Dibit	Ολίσθηση φάσης
0 0	$45^{\circ}$
0 1	$135^{\circ}$
1 1	$225^{\circ}$
1 0	$315^{\circ}$

(α)



(β)

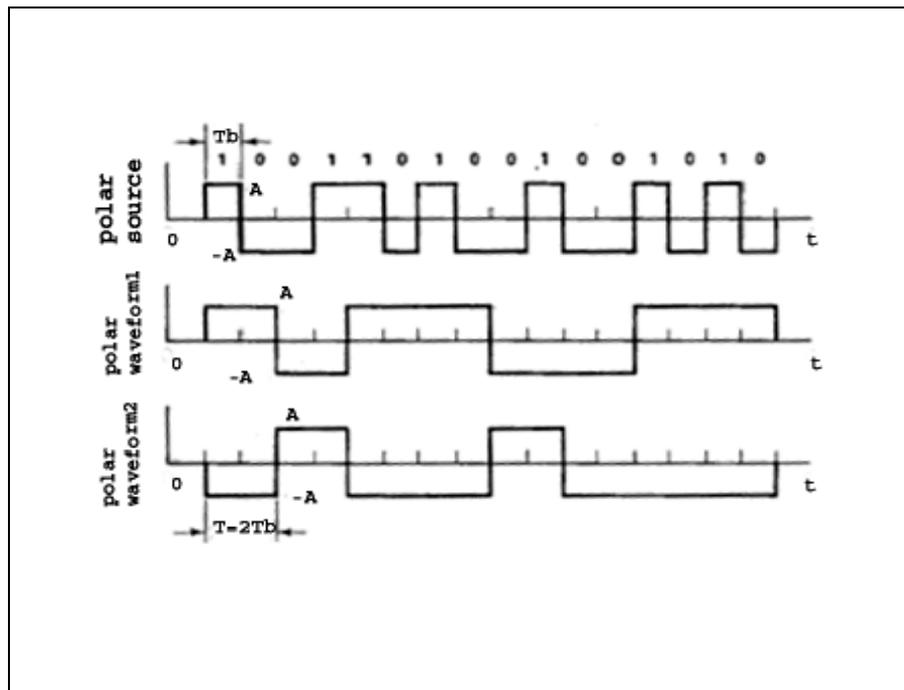
**Σχήμα 10.** (α) Αντιστοίχιση Bit – φάσεων, (β) Γωνίες φάσης

#### 4.7. ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ QPSK

Ο συνδυασμός δύο συστημάτων BPSK τα οποία διαφέρουν ως προς το φέρον τους, καθώς το ένα χρησιμοποιεί φέρον  $\sin(\omega t + \theta)$  και το άλλο  $\cos(\omega t + \theta)$ , δημιουργεί το σύστημα της διαμόρφωσης μετατόπισης φάσης με ορθογωνισμό(QPSK). Τα συστήματα της BPSK που χρησιμοποιούνται λειτουργούν ανεξάρτητα όταν το  $\omega$  είναι πολλαπλάσιο του μισού του ρυθμού των bit (bit rate). Ενσωματώνοντας τα συστήματα αυτά σε ένα ισοδύναμο, διπλασιάζεται ο ρυθμός των bit τα οποία μεταδίδονται διαμέσου του καναλιού (με το ίδιο φέρον).

##### 4.7.1. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΑΠΟ ΣΕΙΡΙΑΚΗ ΣΥΝΔΕΣΗ ΣΕ ΠΑΡΑΛΛΗΛΗ

Κατά την υλοποίηση της διαμόρφωσης QPSK στην παρούσα πτυχιακή χρησιμοποιείται μια πηγή με το διπλάσιο ρυθμό μετάδοσης bit χρησιμοποιώντας ένα μετατροπέα σειριακής σύνδεσης σε παράλληλη (serial to parallel converter). Ο μετατροπέας δέχεται τη δυαδική πολική (NRZ) κυματομορφή με ρυθμό μετάδοσης bit  $f_b = 1/T_b$  και μετατρέπει δύο bit κάθε φορά σε δύο νέες πολικές κυματομορφές με διάρκεια συμβόλου  $T$ , όπου  $T = 2T_b$ .



Σχήμα 11. Πολική κωδικοποίηση

Η πρώτη πολική κυματομορφή σχετίζεται με το πρώτο bit κάθε συμβόλου και η δεύτερη πολική κυματομορφή με το δεύτερο όπως φαίνεται στο σχήμα 11.

#### 4.7.2. ΨΗΦΙΑΚΟ ΦΙΛΤΡΑΡΙΣΜΑ

Οι προκύπτουσες κυματομορφές διέρχονται από FIR φίλτρο με ιδιότητες φίλτρου υψωμένου συνημιτόνου το οποίο ομαλοποιεί τους παλμούς τους και περιορίζει το εύρος ζώνης τους στο επιθυμητό. Η εφαρμογή του φιλτραρίσματος γίνεται με γραμμικό πολλαπλασιασμό, ο οποίος επιτρέπει στην ακολουθία δεδομένων να προ-μορφοποιηθεί στη βασική ζώνη.

#### 4.7.3. ΤΟΠΙΚΟΣ ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ

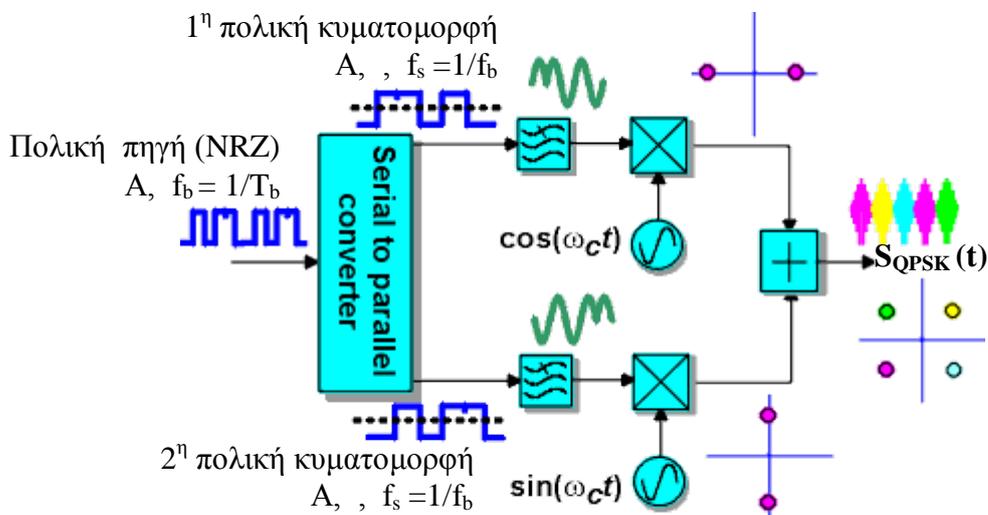
Έπειτα το ένα φιλτραρισμένο σήμα πολλαπλασιάζεται με φέρον  $\sin(\omega_c t + \theta)$  δημιουργώντας θεωρητικά την μία BPSK διαμόρφωση και το δεύτερο φιλτραρισμένο σήμα με φέρον  $\cos(\omega_c t + \theta)$  δημιουργώντας την δεύτερη BPSK.

Η εξίσωση μεταφοράς του σήματος της QPSK τελικά, είναι το άθροισμα των δύο ξεχωριστών προκυπτουσών κυματομορφών σύμφωνα με τη σχέση (8)

$$S_{\text{QPSK}}(t) = A\cos(\omega_c t + \theta) + A\sin(\omega_c t + \theta) \quad (8)$$

για  $0 \leq t \leq T_b$ .

Ο παράγοντας  $A$  του όρου  $\cos(\omega_c t + \theta)$  αναπαριστά την πληροφορία της μίας πολικής κυματομορφής ενώ ο παράγοντας  $A$  του όρου  $\sin(\omega_c t + \theta)$  αναπαριστά την πληροφορία της δεύτερης.



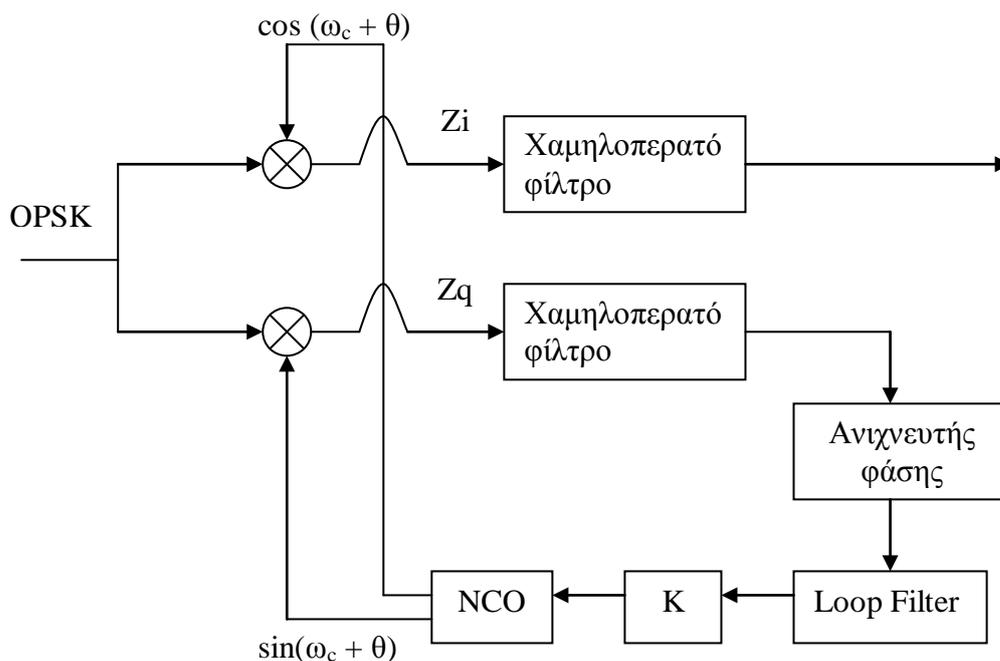
Σχήμα 12. Διαμορφωτής QPSK

#### 4.8. ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ QPSK

Κατά την υλοποίηση ενός σύμφωνου δέκτη διαμόρφωσης QPSK απαιτείται ακριβή ανάκτηση φέροντος. Επιπρόσθετα, απαιτείται ένα ακριβές κύκλωμα για την ανάκτηση χρονισμού των συμβόλων για την δειγματοληψία της αποδιαμορφωμένης και φιλτραρισμένης ακολουθίας δεδομένων. Τα δεδομένα που εμφανίζονται στην έξοδο των παραπάνω διαδικασιών ανασυντίθενται σε μια ενιαία ακολουθία δεδομένων και αποτελούν το αρχικό σήμα.

## 4.8.1. ΑΝΑΚΤΗΣΗ ΦΕΡΟΝΤΟΣ

Για ανίχνευση του φέροντος ενός διαμορφωμένου σήματος στον δέκτη, ένα κύκλωμα βρόχου κλειδωμένης φάσης (Phase Locked Loop – PLL) είναι απαραίτητο για κάθε σύγχρονο τηλεπικοινωνιακό σύστημα. Σε ένα ιδανικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα είναι γνωστή η συχνότητα του φέροντος του μεταδιδόμενου σήματος και πρέπει να υπολογιστεί η φάση του για ακριβή αποδιαμόρφωση. Λόγω παρεμβολών στον πομπό, η ακριβής συχνότητα του φέροντος μπορεί να είναι ελάχιστα διαφορετική από την αναμενόμενη. Η διαφορά ανάμεσα στην ακριβή συχνότητα του φέροντος και στην αναμενόμενη μπορεί να μοντελοποιηθεί ως μια χρονική αλλαγή φάσης. Το PLL μπορεί να ανιχνεύσει την αλλαγή αυτή εάν η διαφορά της συχνότητας του σήματος είναι μικρή σε σχέση με τη συχνότητα του φέροντος.



Σχήμα 12. Διάγραμμα PLL

## 4.8.2. ΑΡΙΘΜΗΤΙΚΑ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΣ ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ.

Χρησιμοποιώντας ένα αναλογικό σύστημα η ανίχνευση της φάσης επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας ένα ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση ο οποίος

επιτρέπει την πλήρη ανάκτηση της συχνότητας του φέροντος, βασιζόμενο στην έξοδο του κυκλώματος της ανίχνευσης φάσης.

Σε ένα ψηφιακό σύστημα χρησιμοποιείται ένας αριθμητικά ελεγχόμενος ελεγκτής για την ανίχνευση της φάσης.

Η έκφραση του ημιτονοειδούς φέροντος είναι η εξής:

$$\sin(\omega_c + \theta_c) = \sin(\theta(n)) \quad (9)$$

όπου  $\theta(n) = \omega_c + \theta_c$  ( $\omega_c$  και  $\theta_c$  αναπαριστούν τη συχνότητα και τη φάση του φέροντος αντίστοιχα). Αυτή η χρονικά μεταβαλλόμενη φάση μπορεί να εκφραστεί ως το άθροισμα:

$$\theta(n) = \sum_{m=0}^n (\omega_c) + \theta_c \quad (10)$$

αλλά και ως :

$$\theta(n) = \theta(n-1) + \omega_c \quad (11)$$

Ο αριθμητικά ελεγχόμενος ταλαντωτής ανιχνεύει τη φάση και την εισάγει στο αποδιαμορφώσιμο φέρον προσθέτοντας άλλον έναν όρο της μορφής που ακολουθεί :

$$\theta(n) = \theta(n-1) + \omega_c + \delta p d(n) \quad (12)$$

όπου  $\delta p d(n)$  είναι η ολίσθηση φάσης (phase offset) την στιγμή  $n$ .

#### 4.8.3. ΑΝΙΧΝΕΥΤΗΣ ΦΑΣΗΣ

Η ακριβής λαμβανόμενη συχνότητα φέροντος εμφανίζεται με κάποια ολίσθηση :

$$\omega'_c = \omega_c + \theta'(n) \quad (14)$$

Το NCO παράγει το αποδιαμορφωνόμενο ημίτονο και συνημίτονο με την αναμενόμενη συχνότητα  $\omega_c$  και αντισταθμίζει αυτή τη συχνότητα με την έξοδο από το φίλτρο βρόχου (Loop Filter). Η συχνότητα του NCO μπορεί να μοντελοποιηθεί ως εξής:

$$\omega''_c = \omega_c + \theta''(n) \quad (15)$$

$$\begin{aligned} Z_i(n) &= (\cos(\omega'_c) + \sin(\omega'_c)) * \cos(\omega''_c) = \\ &= \frac{1}{2} * (\cos(\omega'_c + \omega''_c) + \cos(\omega'_c - \omega''_c) + \sin(\omega'_c + \omega''_c) + \sin(\omega'_c - \omega''_c)) \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} Z_q(n) &= (\cos(\omega'_c) + \sin(\omega'_c)) * \sin(\omega''_c) = \\ &= \frac{1}{2} * \{ \sin(\omega''_c + \omega'_c) - \sin(\omega''_c - \omega'_c) + \cos(\omega''_c + \omega'_c) + \cos(\omega''_c - \omega'_c) \} \end{aligned} \quad (17)$$

έτσι, μπορεί στην συνέχεια να εφαρμοστεί στο σήμα το χαμηλοπερατό φίλτρο (LowPass) ώστε να αφαιρεθούν οι διπλές συχνοτηκές συνιστώσες και τελικά να μείνει με :

$$Y_i(n) = \cos(\theta'(n) - \theta''(n)) + \sin(\theta'(n) - \theta''(n)) \quad (18)$$

$$Y_q(n) = \cos(\theta''(n) - \theta'(n)) - \sin(\theta'(n) - \theta(n)) \quad (19)$$

Στην συνέχεια αφαιρούνται τα παραπάνω έτσι ώστε τελικά να παραμείνει ο ημιτονικός όρος.

$$Y_i(n) - Y_q(n) = \sin(\theta'(n) - \theta''(n)) \quad (20)$$

Όταν οι φάσεις διαφέρουν ελάχιστα τότε :

$$\sin(\theta) = \theta \quad \text{για μικρό } \theta \quad (21)$$

Έτσι η αφαίρεση  $Y_i(n) - Y_q(n)$  είναι ισοδύναμη με τη διαφορά φάσης. Για να υπολογιστεί η σωστή φάση του σήματος, ο ανιχνευτής φάσης τίθεται σε λειτουργία πριν από το αφαιρούμενο σήμα.

#### 4.8.4. ΦΙΛΤΡΟ ΒΡΟΧΟΥ

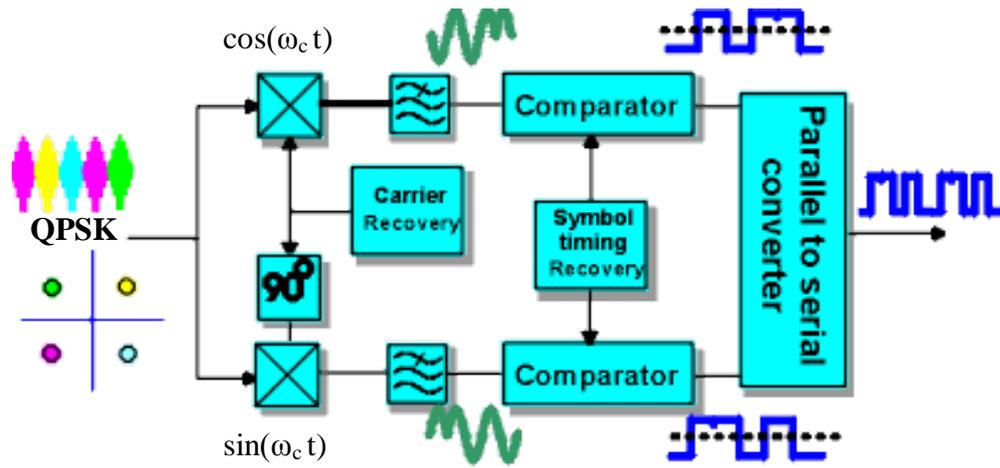
Η υπολογιζόμενη διαφορά φάσης οδηγείται στο NCO μέσω ενός φίλτρου βρόχου (Loop filter) το οποίο συχνά μπορεί να είναι ένα απλό χαμηλοπερατό φίλτρο της μορφής:

$$Y(n) = 0.4 * x(n) + 0.6 * y(n-1) \quad (22)$$

Επίσης, χρησιμοποιείται ένα παράγοντας ενίσχυσης με τιμή 0,15 για την ενίσχυση του βρόχου. Σε κάθε στιγμή, η μεταδιδόμενη τάση είναι ισοδύναμη με την αλλαγή φάσης του φέροντος κατά  $\omega_c$ . Αμέσως μετά την αλλαγή της φάσης, το PLL αρχίζει την προσαρμογή της φάσης έτσι ώστε η διαφορά της να είναι μηδενική.

#### 4.8.5. ΧΡΟΝΙΣΤΗΣ ΣΥΜΒΟΛΩΝ

Οι δυο κυματομορφές οι οποίες προέρχονται από την παραπάνω διαδικασία δειγματοληπούνται. Ανά περίοδο συμβόλων υπολογίζεται ο μέσος όρος τους και εάν είναι θετικός τότε το σύμβολο αναπαριστά το 1, ενώ εάν είναι αρνητικός αναπαριστά το 0. Οι τελικοί παλμοί προσθέτονται (parallel to serial converter) και το τελικό αποτέλεσμα είναι το αρχικό σήμα πληροφορίας που μεταδόθηκε από τον πομπό.



Σχήμα 13. Αποδιαμορφωτής QPSK

---

## 5. ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΑ

### 5.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στην παρούσα πτυχιακή εργασία σχεδιάζεται σύστημα πομπό-δέκτη με τη βοήθεια περιβάλλοντος MATLAB 6.5. Ο ψηφιακός πομπός δημιουργεί τυχαία ακολουθία δυαδικής πληροφορίας η οποία διαμορφώνεται με την τεχνική της QPSK. Το σήμα διέρχεται από κανάλι AWGN και λαμβάνεται από τον ψηφιακό δέκτη. Ο δέκτης εκτελεί πολλαπλές λειτουργίες ώστε να ανακτήσει με ακρίβεια την αρχική δυαδική ακολουθία.

### 5.2. ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ QPSK ΣΕ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ MATLAB

Αρχικά δημιουργούμε ένα τυχαίο σήμα (message) δυαδικής ( $M=2$ ) πληροφορίας 10 συμβόλων ( $\text{num\_symbols} = 10$ ) με συχνότητα δημιουργίας bit,  $F_b=8\text{KHz}$ , συχνότητα δειγματοληψίας  $F_s= 400 \text{ KHz}$  και πλάτους στη συγκεκριμένη πειραματική διαδικασία  $A = 5 \text{ Volt}$ . Κάθε σύμβολο αποτελείται από δύο bit ( $\text{bits\_per\_symbol}=2$ ), οπότε τελικά τα προς διαμόρφωση bit είναι είκοσι ( $\text{numbits} = 20$ ), όπως φαίνεται στη γραφική παράσταση 1.

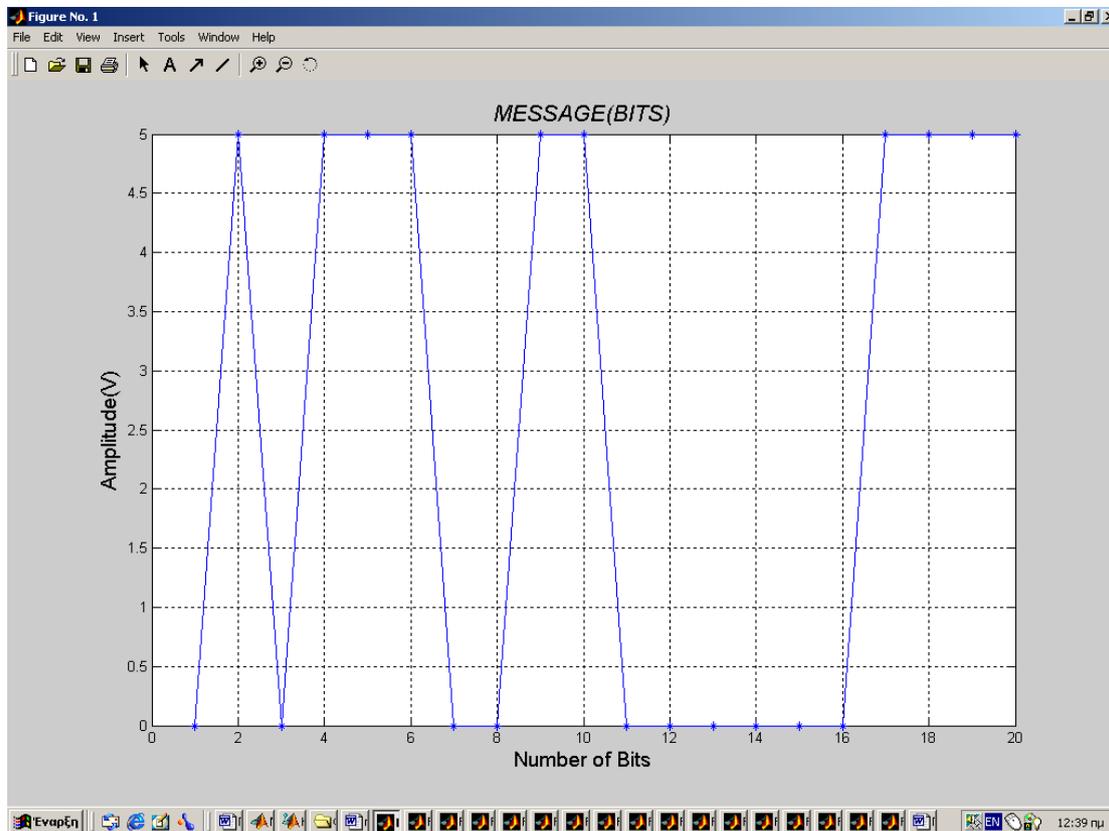
```
M=2;
bits_per_symbol=2;
num_symbols=10;
A=5;
Fb=8000;
numbits=bits_per_symbol*num_symbols;
message=A*randint(numbits,1,M);

figure(jjj);
jjj=jjj+1;
```

```

plot(message,'*-');
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Number of Bits','FontSize',14)
title("\it{MESSAGE(BITS)}','FontSize',16)

```



**Γραφική παράσταση 1.** Αρχικό σήμα πληροφορίας (20 bits)

Η συχνότητα δειγματοληψίας των δεδομένων ( $F_s$ ) ορίζεται ως πενήνταπλάσια της αρχικής συχνότητας του σήματος ( $F_b$ ) για να μπορεί να δειγματοληφτείται ακριβέστερα το σήμα. Ο χρόνος  $t$  αυξάνεται κατά  $t_s$  λόγω αυτής της συχνότητας έως ότου φτάσει στη μέγιστη τιμή του  $t_{max}$ .

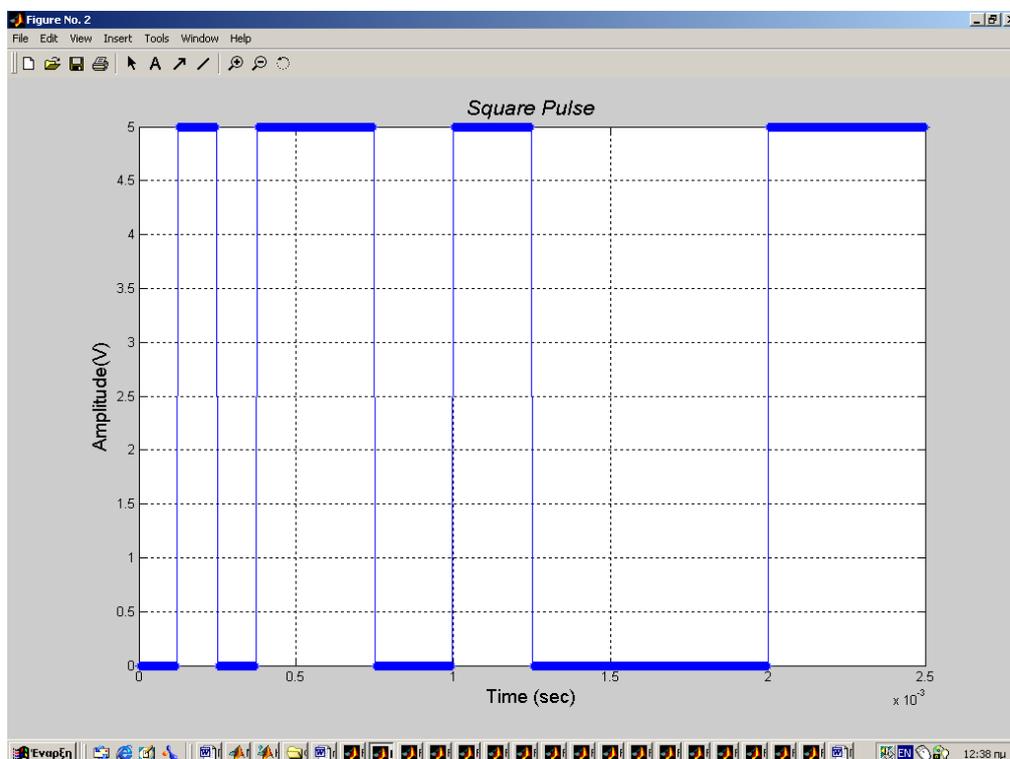
```

Fs=50*Fb;
numT=numbits;
tmax=Tb.*numT;
ts=1/Fs ;
t=0:ts:tmax;

```

Έτσι η ακολουθία των δεδομένων μπορεί να αναπαρασταθεί και χρονικά. (Γραφική παράσταση 2).

```
n=1;
j=1;
k=length(t)/numbits;
%k=round(k);
for n=1:numbits
    for i=j:k*n
        i=round(i);
        messag(i)=message(n);
    end
    j=j+k;
end
figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(t,messag,'*-');
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Time (sec)','FontSize',14)
title('\it{ Square Pulse}','FontSize',16)
grid on;
```



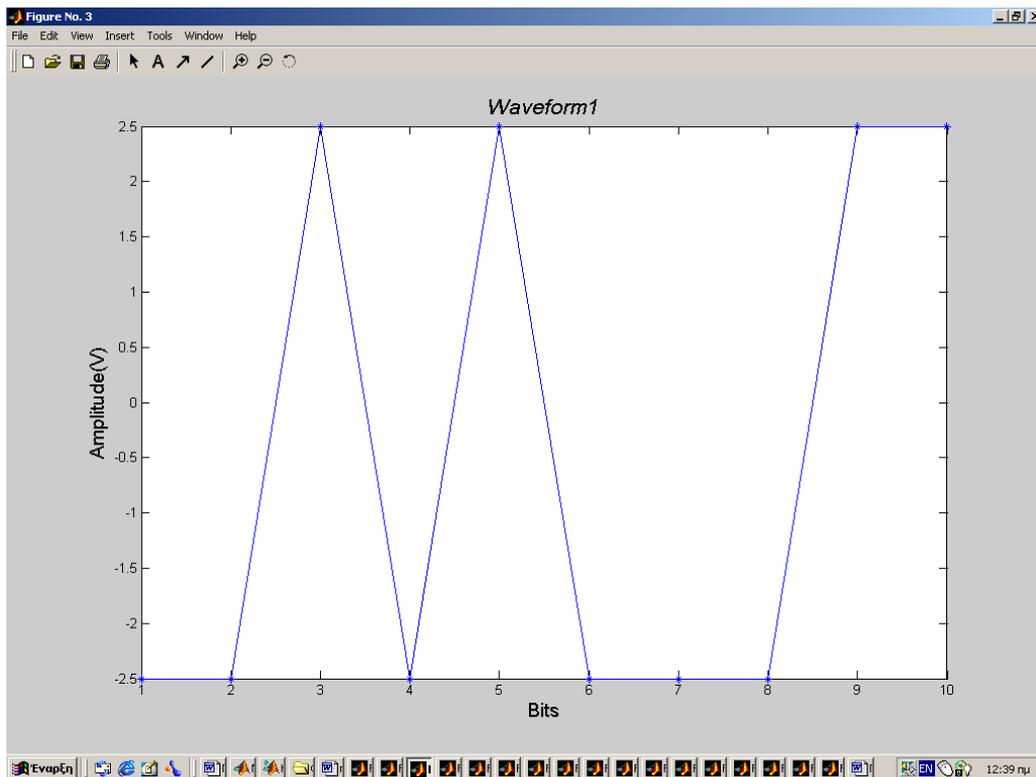
*Γραφική παράσταση 2. Χρονική αναπαράσταση αρχικής πληροφορίας*

Στη συνέχεια εκτελείται πολική κωδικοποίηση υλοποιώντας κύκλωμα μετατροπέα σειριακής σύνδεσης σε παράλληλη. Κατά την κωδικοποίηση αυτή δημιουργούνται δύο νέες κυματομορφές (waveform1, waveform2) με συχνότητα  $F_d$  μισή της αρχικής και κατά συνέπεια με περίοδο  $T$  διπλάσια της αρχικής.

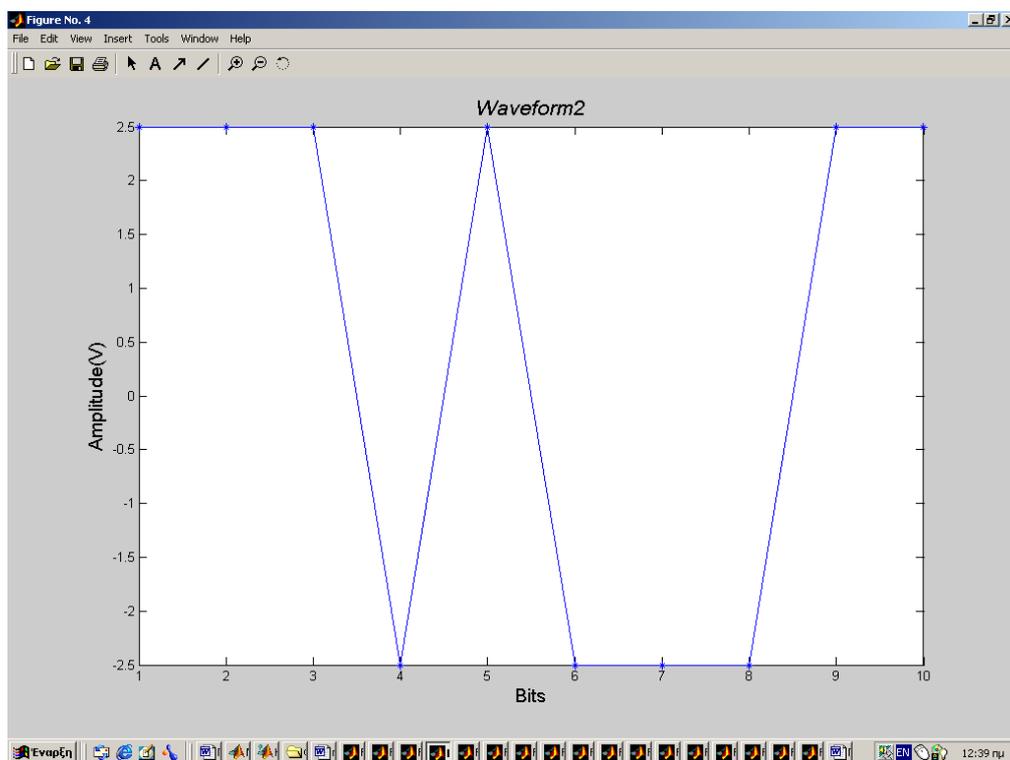
```
Fd=(1/2)*Fb;
polar_source= zeros(numbits);
polar_source=message;
k=1;
for k=1:numbits
    if polar_source(k)==A
        polar_source(k)=A/2;
    else
        polar_source(k)=-A/2;
    end
end

waveform1 = polar_source(1 : 2 : numbits);
figure(jjj);jjj=jjj+1;
plot(waveform1,'*-');
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Bits','FontSize',14)
title('\it{ Waveform1 }','FontSize',16)

waveform2 = polar_source(2 : 2 : numbits);
figure(jjj);jjj=jjj+1;
plot(waveform2,'*-');
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Bits','FontSize',14)
title('\it{ Waveform2 }','FontSize',16)
```



Γραφική παράσταση 3. Waveform1 μετά την κωδικοποίηση



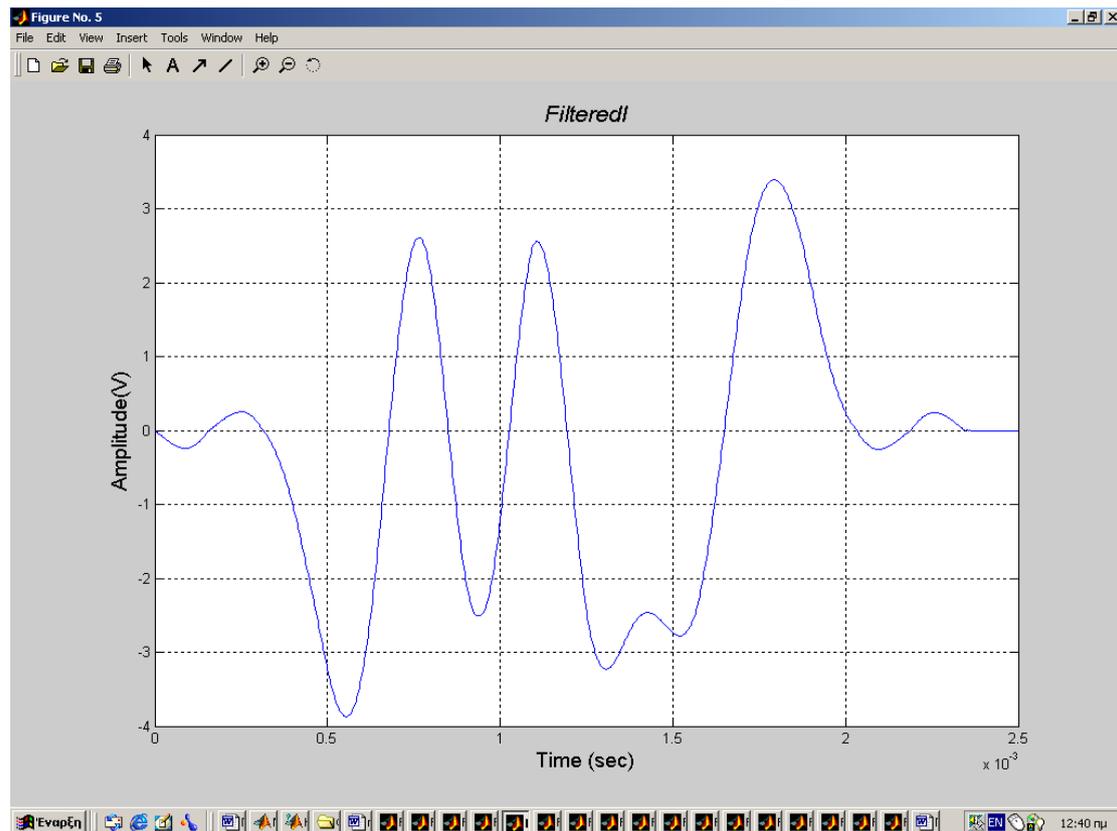
Γραφική παράσταση 4. Waveform2 μετά την κωδικοποίηση

Έπειτα για κάθε κυματομορφή σχεδιάζεται ένα ίδιου τύπου FIR φίλτρο υψωμένου συνημιτόνου, από όπου επιστρέφεται η συνάρτηση μεταφοράς του (yf). Για κάθε κυματομορφή που τελικά θα εισαχθεί σε αυτό, η συχνότητα της θα είναι Fd και η συχνότητα δειγματοληψίας του φίλτρου θα είναι Fs. Εξ' ορισμού ο παράγοντας κλίσης (R) είναι 0,5. ωστόσο στην διαμόρφωση που υλοποιείται στην παρούσα πτυχιακή ορίζεται ως 0,22. Χρησιμοποιούμε αυτή την τιμή του παράγοντα κλίσης για το λόγο ότι στα σημερινά DSP μία τιμή γύρω στα 0,2 είναι εφικτή από την ταχύτητα ρολογιού τους. Η καθυστέρηση που εισάγεται κατά το φιλτράρισμα, η οποία είναι το χρονικό διάστημα μεταξύ της εισόδου του σήματος στο φίλτρο και της μέγιστης τιμής της απόκρισης του, είναι τρία δείγματα εισόδου ή ισοδύναμα 3/Fd seconds.

Στη συνέχεια οι κυματομορφές φιλτράρονται και αυξάνονται τα δείγματα τους κατά ένα παράγοντα Fs/Fd, εισάγοντας μηδενικά ανάμεσα στα δείγματα. Η τάξη του φίλτρου είναι 1+2\*delay\*Fs/Fd, όπου το delay (καθυστέρηση) είναι 3 εξ' ορισμού.

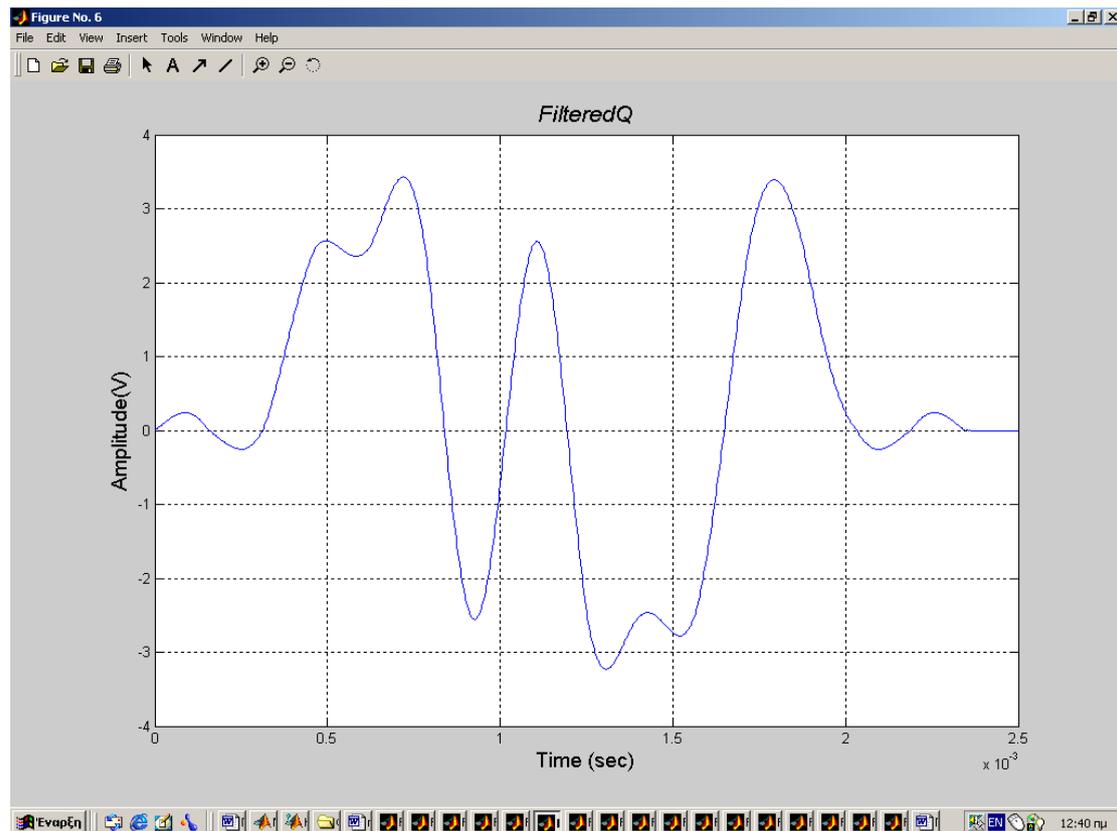
Τελικά οι φιλτραρισμένες κυματομορφές περιορίζονται σε ένα ορισμένο εύρος δειγμάτων, έτσι ώστε να μπορέσουν να επεξεργαστούν στον ταλαντωτή.

```
R =0.22;
[yf, tf] = rcosine(Fd, Fs, 'fir', R );
[yo, to] = rcosflt(waveform1, Fd, Fs, 'normal/fir/filter', yf);
yoi=reshape(yo,1,length(yo));
filteredI=resample(yoi,length(t),length(yoi));
figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(t, filteredI);
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Time (sec)','FontSize',14)
title("\it{FilteredI}','FontSize',16)
grid on;
```



*Γραφική παράσταση 4.* Η φιλτραρισμένη Waveform1

```
[yf1, tf1] = rcosine(Fd, Fs, 'fir', R);
[yo,to] = rcosflt(waveform2, Fd, Fs, 'normal/fir/filter',yf1);
yoq=reshape(yo,1,length(yo));
filteredQ=resample(yoq,length(t),length(yoq));
figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(t,filteredQ);
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Time (sec)','FontSize',14)
title('\it{FilteredQ}','FontSize',16)
grid on;
```



**Γραφική παράσταση 5.** Η φιλτραρισμένη Waveform2

Έπειτα τα φιλτραρισμένα σήματα εισέρχονται σε τοπικό ταλαντωτή και πολλαπλασιάζονται γραμμικά με το δημιουργούμενο από τον ταλαντωτή φέρων σήμα. Η μία φιλτραρισμένη κυματομορφή πολλαπλασιάζεται με το ημιτονικό φέρων (Γραφική παράσταση 6) ενώ η άλλη με το συνημιτονικό (Γραφική παράσταση 7). Τα φέρωντα σήματα έχουν την ίδια γωνιακή συχνότητα ( $\omega$ ) και συχνότητα δεκαπλάσια της συχνότητας των κυματομορφών ( $F_d$ ).

$$w=2*\pi*10*F_d;$$

$$\cos I=\cos(w*t);$$

$$\sin Q=\sin(w*t);$$

$$QPSKI=\cos I.*\text{filtered}I;$$

figure(jjj);

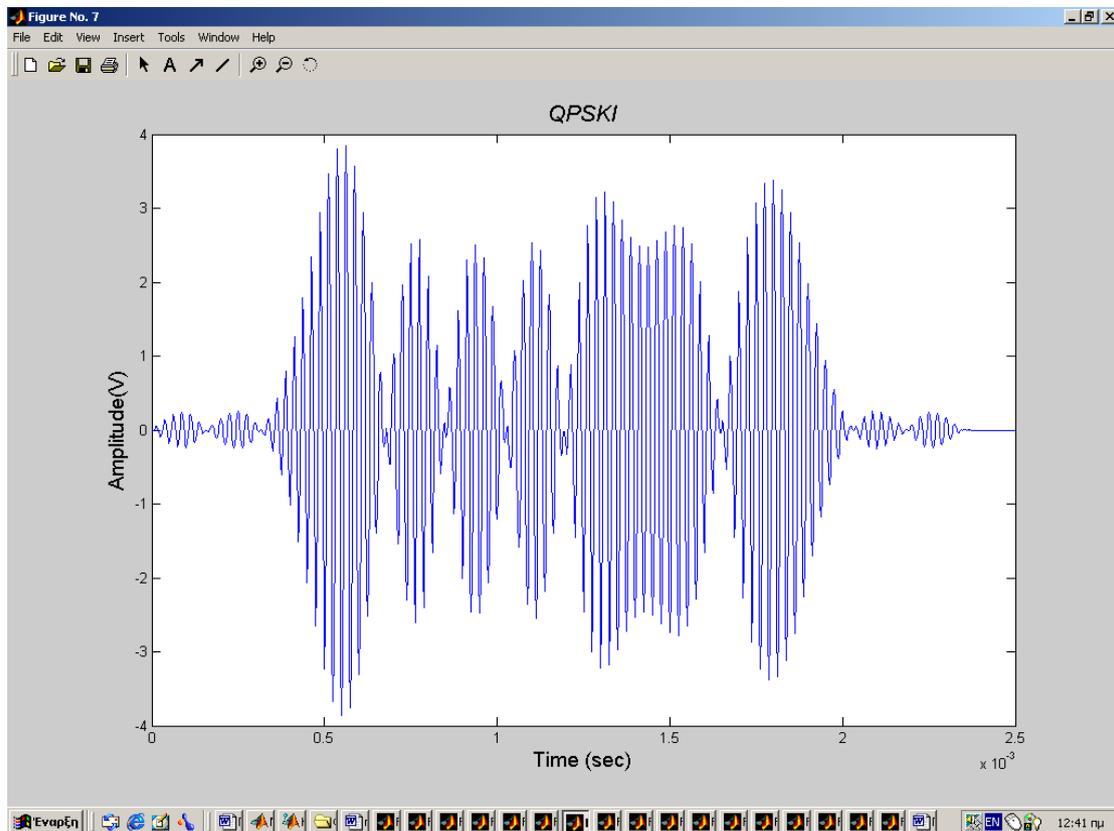
jjj=jjj+1;

plot(t,QPSKI);

ylabel('Amplitude(V)', 'FontSize', 14)

```
xlabel('Time (sec)','FontSize',14)
```

```
title('\it{QPSKI}','FontSize',16)
```



*Γραφική παράσταση 6. 1<sup>η</sup> BPSK (Inphase)*

```
QPSKQ=sinQ.*filteredQ;
```

```
figure(jjj);
```

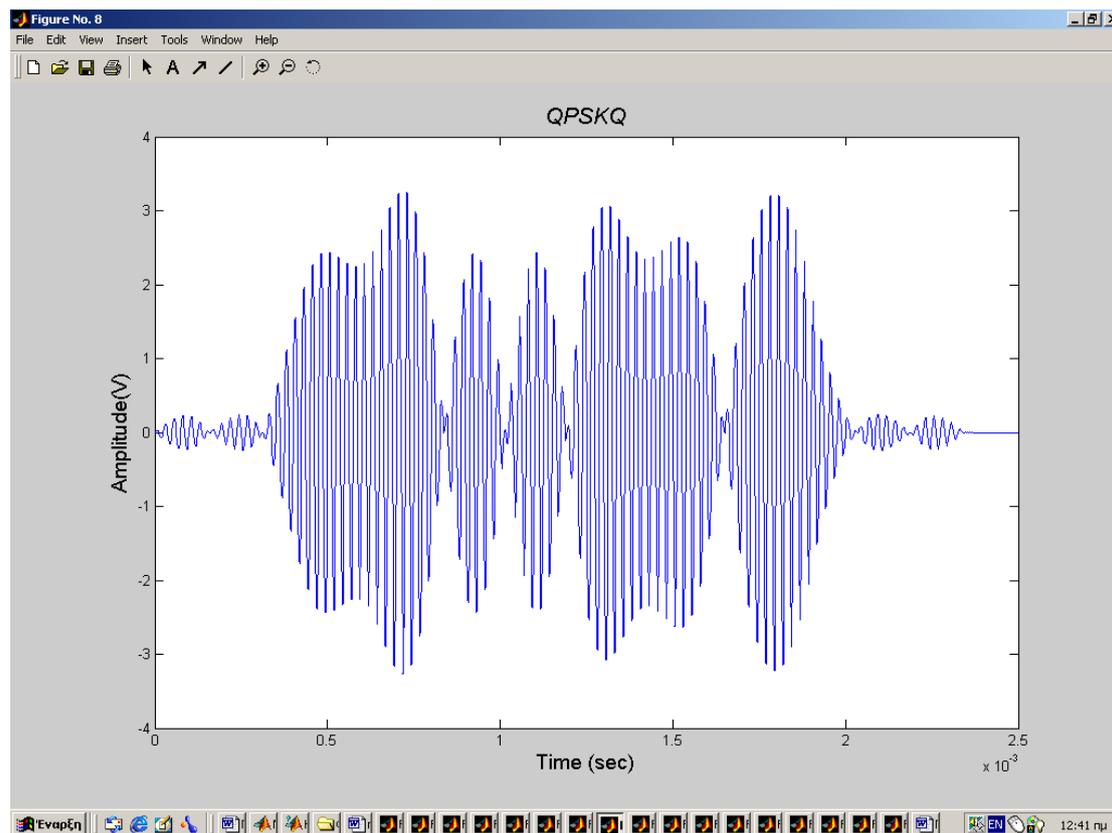
```
jjj=jjj+1;
```

```
plot(t,QPSKQ);
```

```
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
```

```
xlabel('Time (sec)','FontSize',14)
```

```
title('\it{QPSKQ}','FontSize',16)
```



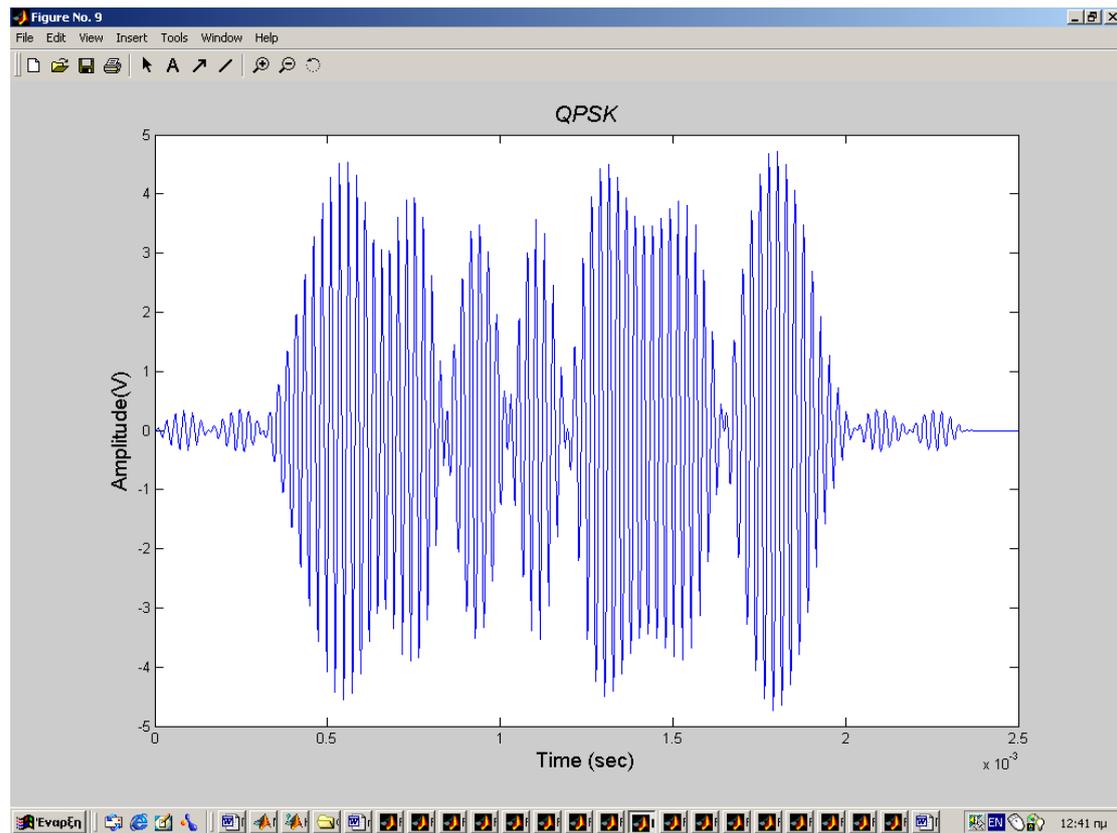
*Γραφική παράσταση 7. 2<sup>η</sup> BPSK ( Quadrature)*

Τελικά οι δύο BPSK κυματομορφές (QPSKI, QPSKQ) προστίθονται και δημιουργείται το διαμορφώμενο σήμα της QPSK για μετάδοση. Επίσης εμφανίζεται το διάγραμμα αστερισμού της διαμόρφωσης (Γραφική παράσταση 9), καθώς και το φάσμα της (Γραφική παράσταση 10), το οποίο είναι κεντραρισμένο στη συχνότητα του φορέα και αναπαράγει κατοπτρικά τις φασματικές συνιστώσες του σήματος δεδομένων.

```

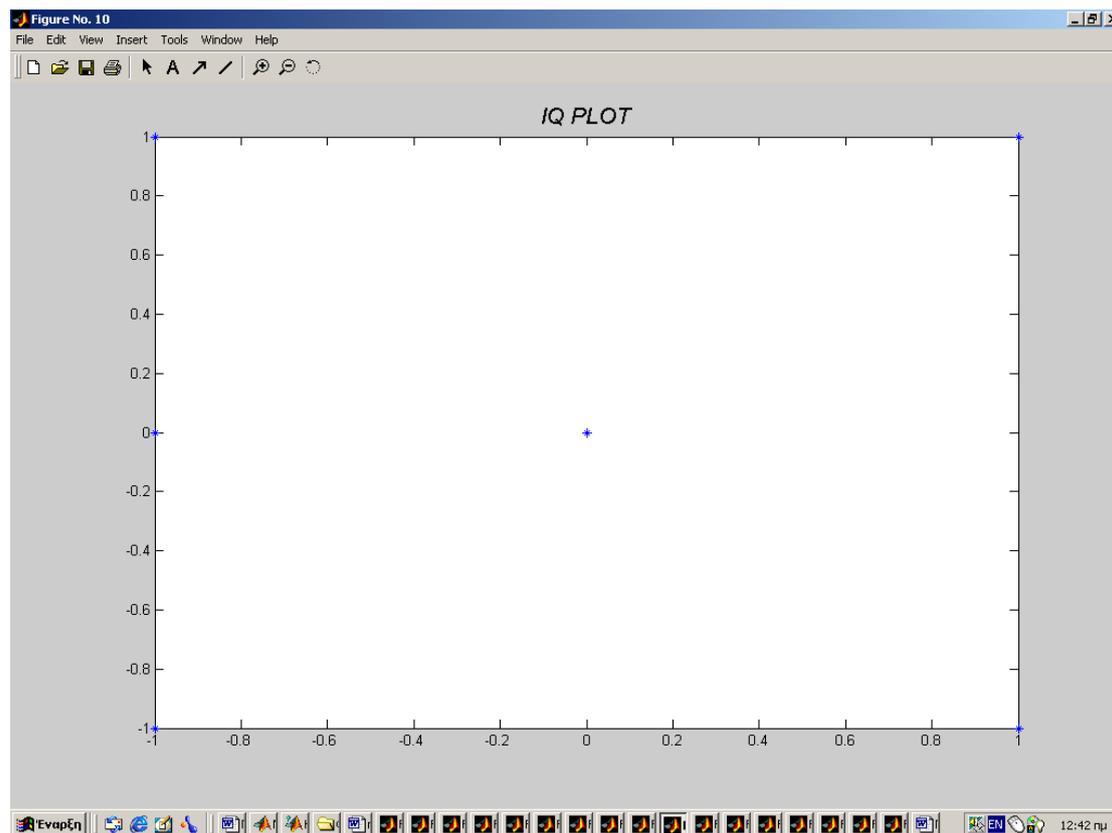
QPSK=QPSKI+QPSKQ;
figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(t,QPSK);
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Time (sec)','FontSize',14)
title("\it{ QPSK }','FontSize',16)

```



*Γραφική παράσταση 8.* Το διαμορφωμένο σήμα της QPSK

```
QPSK_I=sign(QPSKI);  
QPSK_Q=sign(QPSKQ);  
figure(jjj);  
jjj=jjj+1;  
plot(QPSK_I,QPSK_Q,'*');  
title('\it{IQ PLOT}','FontSize',16)
```



*Γραφική παράσταση 9.* Διάγραμμα αστερισμού της QPSK

```

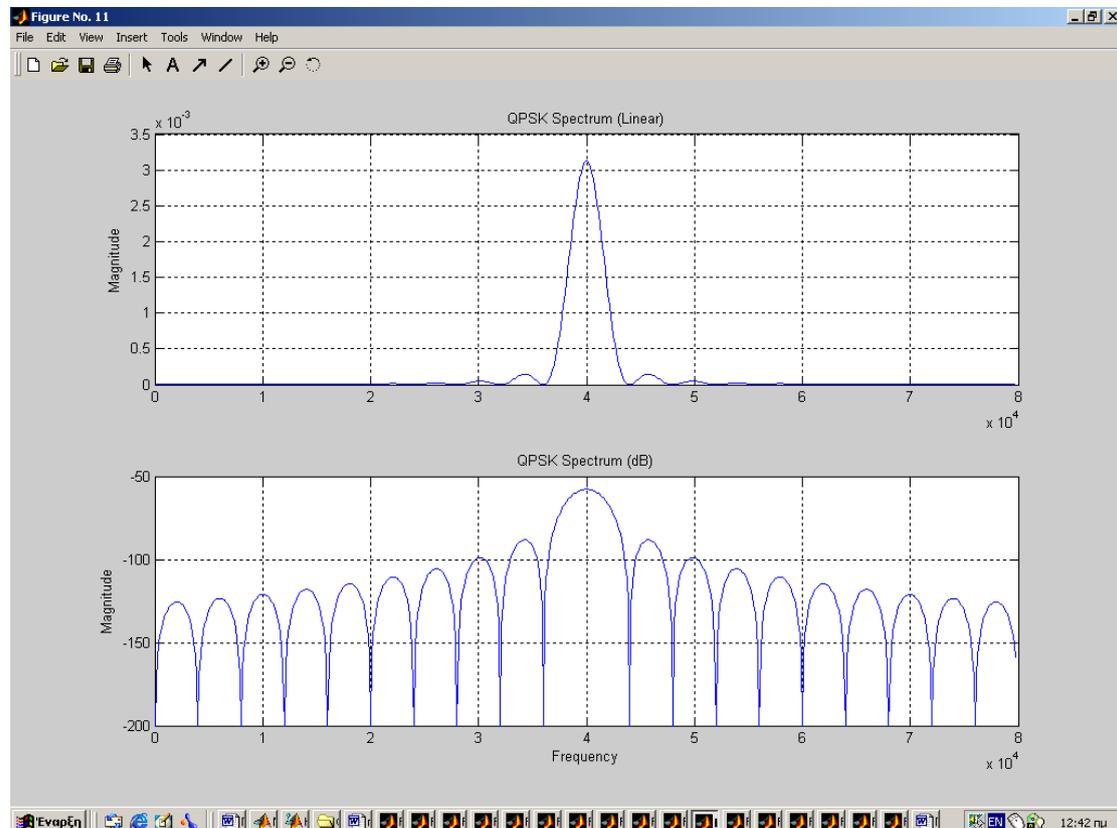
fend=Fb*10;
fstart=1;
fb=Fb;
tb=1/fb;
Ac=A;
fc=10*Fd;
M1=64;      %M1 = number of points per lobe.
fstep=fb/M1; % fstep = freq. step.
Nf=floor((fend-fstart)/fstep); %Nf = total number of freq. points computed.
for i = 1:Nf
    f(i)=(i-1)*fstep+fstart;
        if f(i) == fc S(i)=Ac^2*tb;
        else
            S(i)=(Ac^2*tb)*(sin(pi*(f(i)-fc)*2*tb)/(pi*(f(i)-fc)*2*tb))^2;
        end
end
end

```

```

for i = 1:Nf
    dBS(i) = 10*log(S(i));
    if dBS(i) < -200 dBS(i)=-200; end
end
figure(jjj);
jjj=jjj+1;
subplot(2,1,1)
plot(f,S)
grid
ylabel('Magnitude')
title('QPSK Spectrum (Linear)')
subplot(2,1,2)
plot(f,dBS)
grid
xlabel('Frequency')
ylabel('Magnitude')
title('QPSK Spectrum (dB)')

```

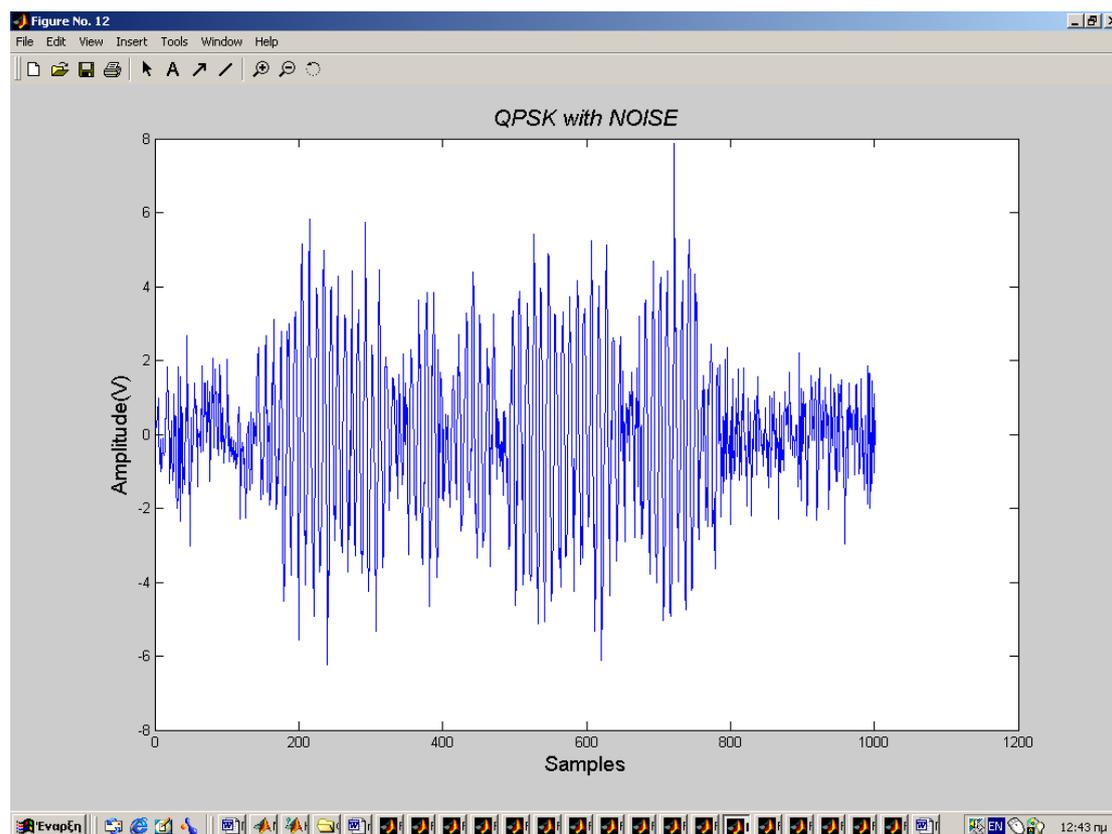


*Γραφική παράσταση 10. Φάσμα της QPSK*

### 5.3. ΚΑΝΑΛΙ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ

Το διαμορφωμένο σήμα μεταδίδεται μέσω ενός AWGN καναλιού. Έτσι προστίθεται σε αυτό λευκός Γκαουσιανός θόρυβος δημιουργώντας το προς διαμόρφωση σήμα QPSK<sub>n</sub>. Η μορφή του φαίνεται στη γραφική παράσταση 11.

```
sigma=1;  
QPSKn=QPSK+sigma*randn(1,length(QPSK));  
figure(jjj);  
jjj=jjj+1;  
plot(t,QPSKn);  
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)  
xlabel('Time (sec)','FontSize',14)  
title('\it{QPSK with NOISE}','FontSize',16)
```



*Γραφική παράσταση 11.* Η επίδραση του AWGN στο διαμορφωμένο σήμα QPSK

#### 5.4. ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ QPSK ΣΕ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ MATLAB

Η αποδιαμόρφωση απαιτεί γνώση της συχνότητας του φέροντος ( $w$ ) καθώς και τη χρήση ενός Low pass φίλτρου. Το πρώτο βήμα στη αποδιαμόρφωση είναι να χωριστεί το λαμβανόμενο σήμα στα τμήματα που είχαν αρχικά διαμορφωθεί ( το Inphase και το Quadrature, γραφικές παραστάσεις 12 και 13 αντίστοιχα). Αυτή η διαδικασία υλοποιείται γνωρίζοντας τη συχνότητα του φέροντος καθώς και τις απαραίτητες παραμέτρους του φίλτρου. Ωστόσο, απαραίτητη είναι η χρήση συστήματος το οποίο ανιχνεύει την ολίσθηση του φέροντος μιας και το κανάλι ίσως δημιουργεί ολίσθηση της φάσης του φέροντος στο μεταδιδόμενο σήμα. Αυτή η διαδικασία υλοποιείται με ένα PLL το οποίο ανιχνεύει τη φάση του μεταδιδόμενου σήματος.

Στο σύστημα PLL ορίζεται και αρχικοποιείται η ολίσθηση φάσης, ο αριθμητικά ελεγχόμενος ταλαντωτής (NCO), η τάξη (order) του χαμηλοπερατού φίλτρου (fir1) του PLL . Σχεδιάζεται το Low pass φίλτρο με κανονικοποιημένη συχνότητα αποκοπής 0.5 . Έτσι, εκτελείται ο παρακάτω βρόχος υλοποίησης του PLL.

```

delta=0;
deltanew=0;
NCO=0;
order=1024;
b=fir1(order, 0.5);
y(1)=0;
K=0.15;
for n=1:length(QPSKn),
    zi(n)= QPSKn(n)*cos(w*t(n)+ deltanew); % NCO
    zq(n)= QPSKn(n)*sin(w*t(n)+ deltanew); % NCO
    Yi=0;
    Yq=0;
    for m = 1:order+1
        if n-m > 0
            Yi = Yi + b(m)* zi(n+1-m); % low pass filter

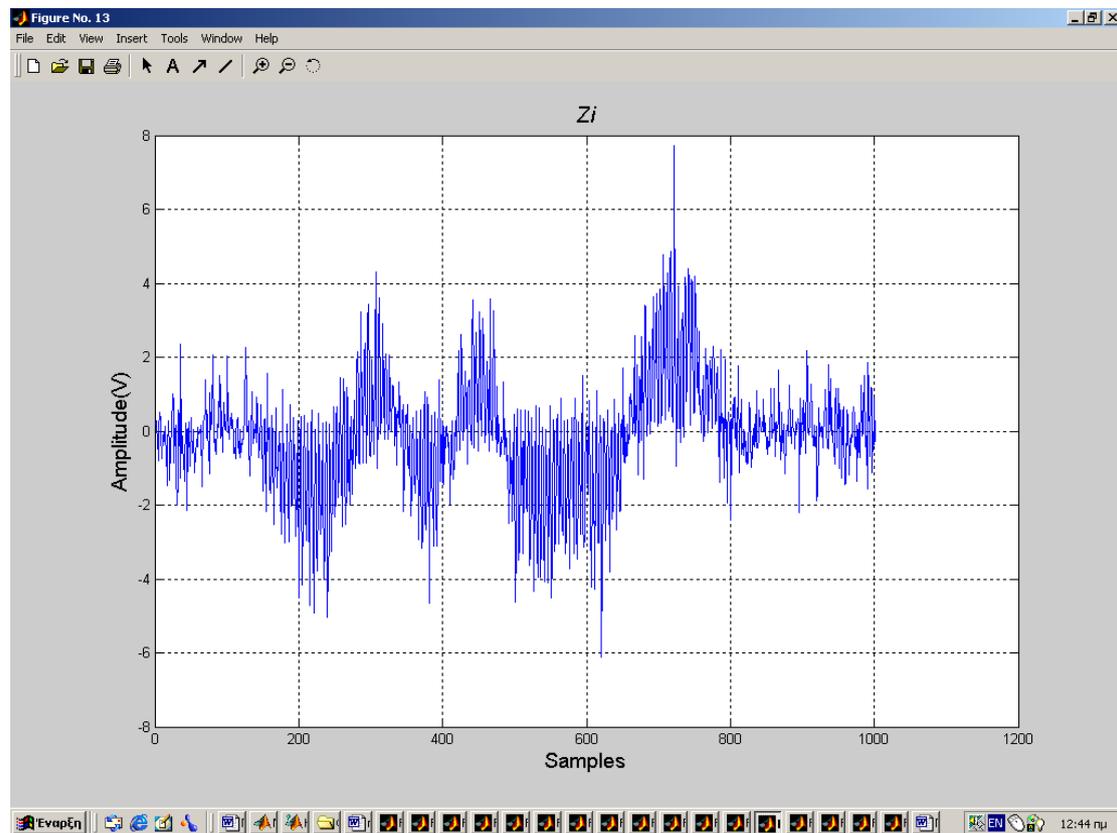
```

```

Yq = Yq + b(m)* zq(n+1-m); % low pass filter
end
end
delta(n) = Yi - Yq; % phase detector multiplies by -1
if n>1
y(n)= 0.4*delta(n)+ 0.6* y(n-1); % Loop filter
end
deltanew= K*y(n); % gain factor K

end
figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(t,zi,'-');
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Time','FontSize',14)
title('\it{Zi}','FontSize',16)

```

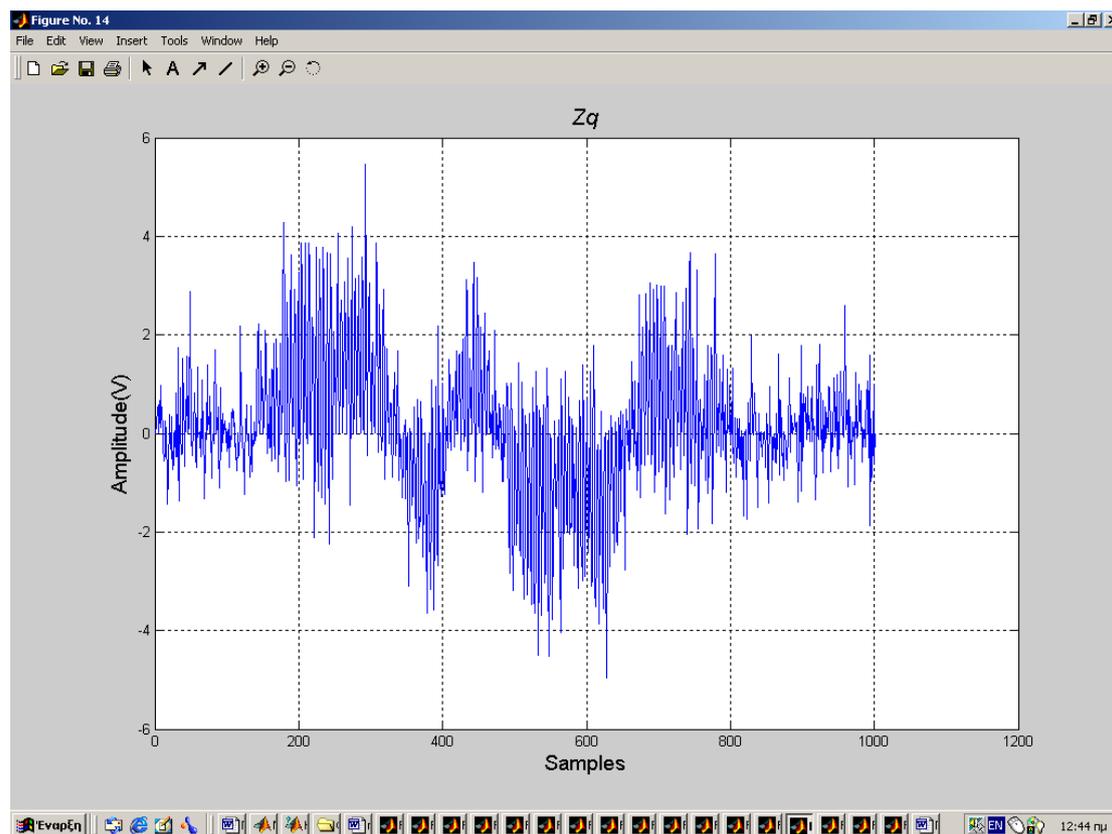


*Γραφική παράσταση 12. Η Inphase έξοδος του PLL*

```

figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(t,zq,'-');
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Time','FontSize',14)
title('\it{Zq}','FontSize',16)

```



**Γραφική παράσταση 13.** Η Quadrature έξοδος του PLL

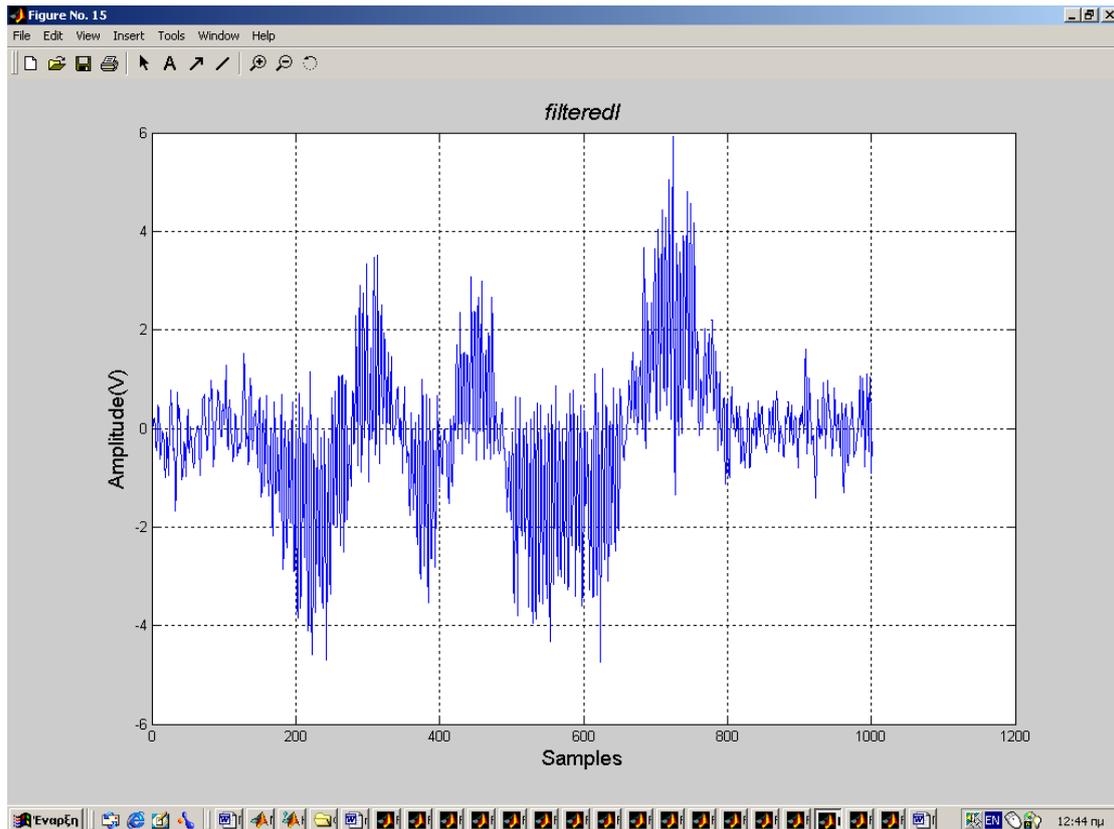
Μετά την ανάκτηση της φάσης και τον χωρισμό του σήματος σε δύο ακολουθίες ( $z_i$ ,  $z_q$ ) σχεδιάζεται χαμηλοπερατό φίλτρο τύπου Butterworth τάξης 5 και κανονικοποιημένης συχνότητας αποκοπής 0.5. Οι δύο ακολουθίες διέρχονται μέσα από αυτό το φίλτρο το οποίο ομαλοποιεί το πλάτος τους, φέρνοντάς το σε ανεκτά όρια. Το αποτέλεσμα της διαδικασίας αυτής φαίνεται στις γραφικές παραστάσεις 14 και 15 αντίστοιχα.

```

[num,den]=butter(5,0.5);
filteredI=filter(num,den,zi);
filteredquad=filter(num,den,zq);

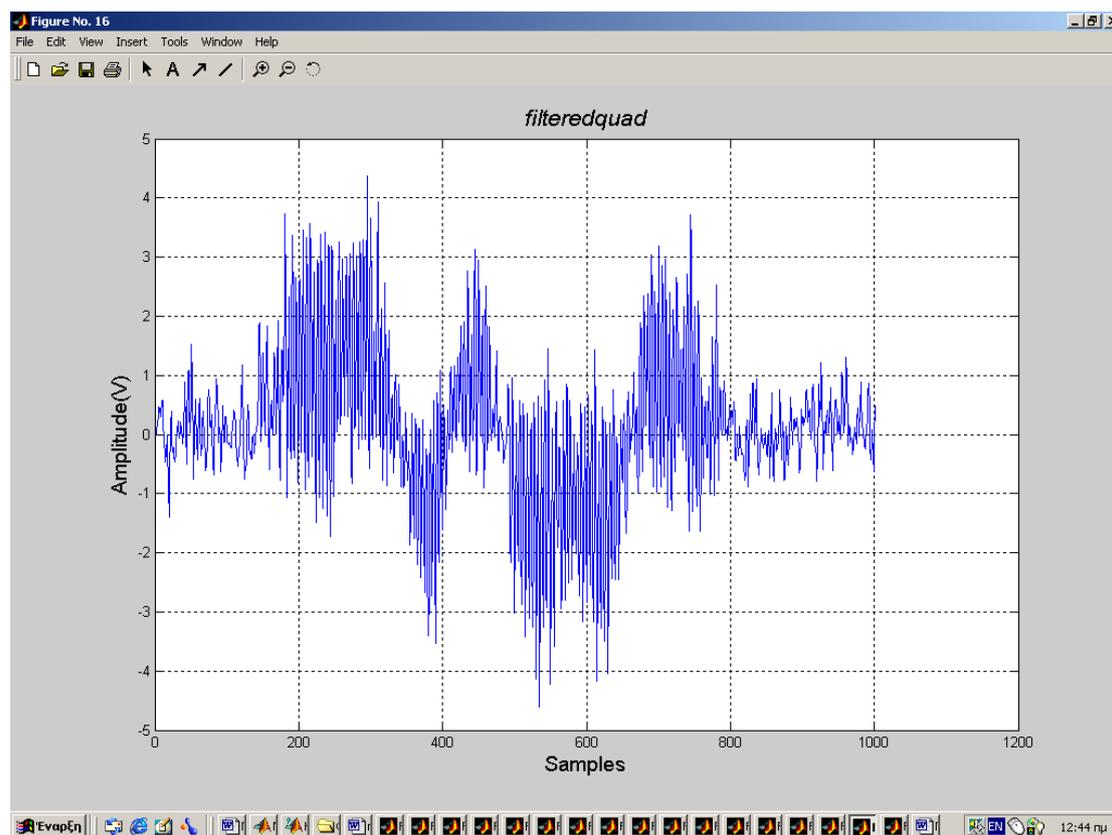
```

```
figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(t,filteredI,'-');
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Time','FontSize',14)
title("\it{ filteredI}','FontSize',16)
grid on;
```



*Γραφική παράσταση 14.* Η Inphase έξοδος του PLL μετά το φιλτράρισμα

```
figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(t,filteredquad,'-');
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Time','FontSize',14)
title("\it{ filteredquad}','FontSize',16)
grid on;
```



**Γραφική παράσταση 15.** Η Quadrature έξοδος του PLL μετά το φιλτράρισμα

Τελικά οι δύο εξαγόμενες από το φίλτρο κυματομορφές (`filteredI`, `filteredquad`) εισέρχονται στον χρονιστή συμβόλων. Στο σύστημα αυτό ορίζουμε το ρυθμό δειγματοληψίας του σήματος στον χρονιστή καθώς και ανιχνεύουμε την τιμή των bit σύμφωνα με την παρακάτω δειγματοληψία.. Γνωρίζοντας τα δείγματα του ληφθέντος σήματος (QPSK<sub>n</sub>) ο ανιχνευτής υπολογίζει για κάθε μία φιλτραρισμένη κυματομορφή (`filteredI`, `filteredquad`) τον αριθμό των δειγμάτων  $k$  που αποτελούν ένα bit και στην συνέχεια ελέγχει τον μέσο όρο του αριθμού των δειγμάτων αυτών για κάθε bit. Κατά τον υπολογισμό του  $k$  λαμβάνουμε υπόψη την καθυστέρηση του σήματος η οποία εισέρχεται κατά το φιλτράρισμα στη διαμόρφωση. Εάν αυτός ο μέσος όρος είναι θετικός τότε το bit είναι 1 ενώ αν ο μέσος όρος είναι αρνητικός αριθμός τότε το bit είναι 0. Τελικά αποθηκεύουμε τα bit σε δύο ξεχωριστούς πίνακες, τον `resultmsb` και τον `resultlsb`.

---

```

recieved_numbits=length(QPSKn)*ts/Tb;
J=1;
B=0;
k=length(filteredI)/((recieved_numbits/2)+5);

for nn=1:((recieved_numbits/2)+5)
    for mm=J:k*nn
        mm=round(mm);
        B=B+filteredI(mm);
    end
    B=B/k;
    if B>0
        B=1;
    else
        B=0;
    end
    resultmsb(nn)=B;
    J=J+k;
end
resultmsb = resultmsb(3 : length(resultmsb)-3);

J=1;
B=0;
k=length(filteredquad)/((recieved_numbits/2)+5);

for nn=1:((recieved_numbits/2)+5)
    for mm=J:k*nn
        mm=round(mm);
        B=B+filteredquad(mm);
    end
    B=B/k;
    if B>0
        B=1;

```

---

```

else
    B=0;
end
resultlsb(nn)=B;
J=J+k;
end
resultlsb = resultlsb(3 : length(resultlsb)-3);

```

Το αποδιαμορφωμένο σήμα πληροφορίας προκύπτει από την πρόσθεση των δύο ακολουθιών bit σε μία (parallel to serial converter).

```

results=[ resultmsb;resultlsb];
result=results(:)';

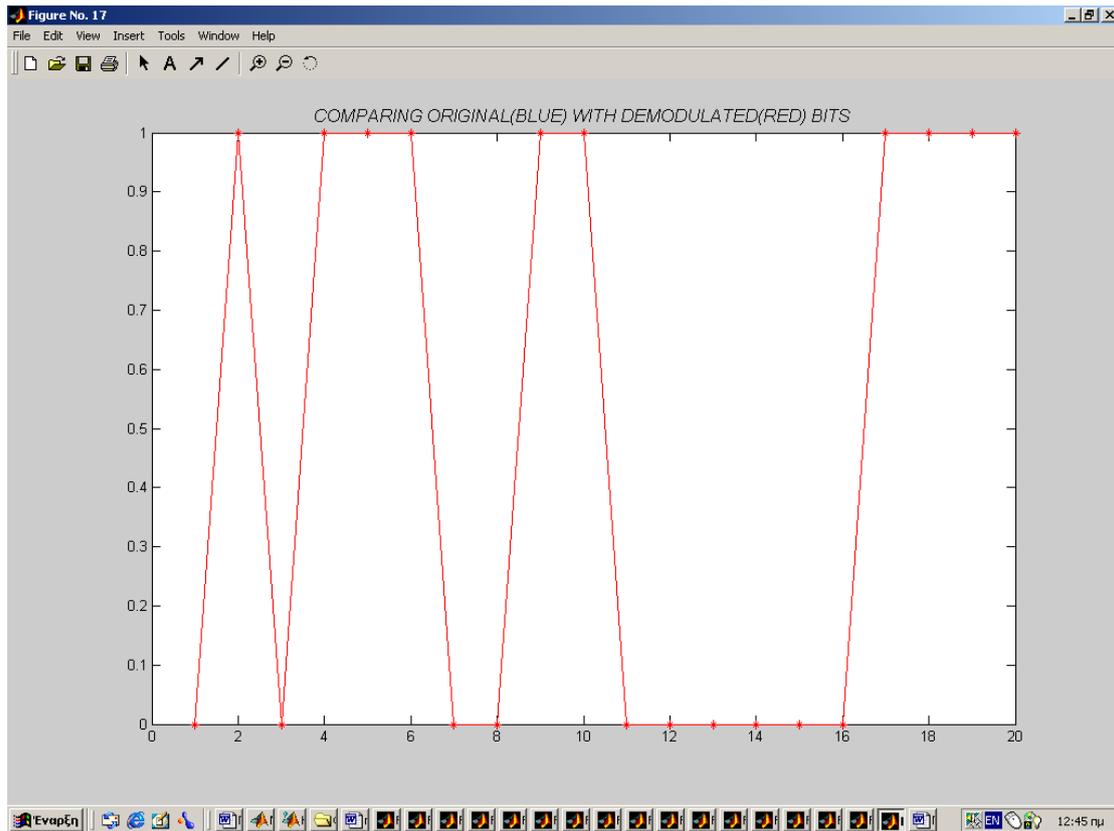
```

Στην συνέχεια αναπαρίσταται το αποδιαμορφωμένο σήμα πληροφορίας (result) και το αρχικό (message) στην ίδια γραφική παράσταση (γραφική παράσταση 16). Το αποδιαμορφωμένο παριστάνεται με κόκκινο χρώμα ενώ το αρχικό με μπλε. Εάν τα δύο σήματα συμπίπτουν τότε τα αποδιαμορφωμένα δεδομένα θα καλύπτουν τα αρχικά.

```

figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(message/A,'*-');hold on;
plot(result,'r-*');hold off;
title('\it{COMPARING ORIGINAL(BLUE) WITH DEMODULATED(RED) BITS}','FontSize',12)

```



*Γραφική παράσταση 16.* Το αποδιαμορφωμένο σήμα σε σύγκριση με το αρχικό

## 5.5. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ QPSK ΣΤΟ DSK TMS320C6711

### 5.5.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Αρχικά δημιουργήσαμε συνάρτηση με όνομα `modulatorQPSK` σε περιβάλλον Matlab, η οποία περιέχει τον ‘καθαρό’ κώδικα της διαμόρφωσης. Έπειτα, δημιουργήσαμε μία νέα συνάρτηση, τη `main`, μέσω της οποίας καλείται η `modulatorQPSK`. (βλ. παράρτημα Β.)

### 5.5.2. ΜΕΤΑΓΛΩΤΤΙΣΗ Μ ΑΡΧΕΙΩΝ ΣΕ C ( C Compile)

Επιλέξαμε και παραμετροποιήσαμε τον `compiler` που χρησιμοποίησε ο υπολογιστής για να εκτελέσει τη μεταγλώττιση των Μ αρχείων σε αρχεία C. Για να πραγματοποιηθεί αυτό εκτελέσαμε στο Command Window του Matlab την εντολή :

```
mbuilt -setup
```

και το πρόγραμμα ανταποκρίθηκε με ερωτήσεις που δίνουν τη δυνατότητα στο χρήστη να επιλέξει τον `Compiler` που επιθυμεί. Στην παρούσα πτυχιακή επιλέχθηκε ο `default compiler` του Matlab. Η διαδραστική διαδικασία εκτελέστηκε ως εξής (με έντονα γράμματα εμφανίζονται οι δικές μας απαντήσεις) :

```
>> mbuild -setup
```

```
Please choose your compiler for building standalone MATLAB applications:
```

```
Would you like mbuild to locate installed compilers [y]/n? y
```

```
Select a compiler:
```

```
[1] Lcc C version 2.4 in C:\MATLAB6P5\sys\lcc
```

```
[2] Microsoft Visual C/C++ version 6.0 in C:\Program Files\Microsoft Visual Studio
```

```
[0] None
```

```
Compiler: 1
```

```
Please verify your choices:
```

```
Compiler: Lcc C 2.4
```

```
Location: C:\MATLAB6P5\sys\lcc
```

Are these correct?([y]/n): **y**

The default options file:

"C:\Documents and Settings\Administrator\Application  
Data\MathWorks\MATLAB\R13\compropts.bat"

is being updated from C:\MATLAB6P5\BIN\WIN32\mbuildopts\lcccompp.bat...

```
--> "C:\MATLAB6p5\bin\win32\mwregsvr  
C:\MATLAB6p5\bin\win32\mwcomutil.dll"
```

DllRegisterServer in C:\MATLAB6p5\bin\win32\mwcomutil.dll succeeded

```
--> "C:\MATLAB6p5\bin\win32\mwregsvr  
C:\MATLAB6p5\bin\win32\mwcommgr.dll"
```

DllRegisterServer in C:\MATLAB6p5\bin\win32\mwcommgr.dll succeeded

Στη συνέχεια, δημιουργήσαμε τα αρχεία C των συναρτήσεων τρέχοντας τις ακόλουθες εντολές :

```
>> mcc -mc main modulatorQPSK
```

```
>> mcc -m main modulatorQPSK
```

Με την πρώτη εντολή δημιουργήθηκαν τα αρχεία : main.c, main\_main.c, modulatorQPSK.c καθώς και οι απαραίτητες βιβλιοθήκες τους (αρχεία .h). Το αρχείο main\_main.c περιέχει μια συνάρτηση που ονομάζεται main. Τα αρχεία main.c και modulatorQPSK.c περιέχουν συναρτήσεις γραμμένες και αυτές σε C με όνομα mlfMain και mlfMdulatorQPSK αντίστοιχα.

Με την δεύτερη εντολή δημιουργήθηκε ένα εκτελέσιμο αρχείο main.exe το οποίο μπορεί να εκτελείται μόνο του.

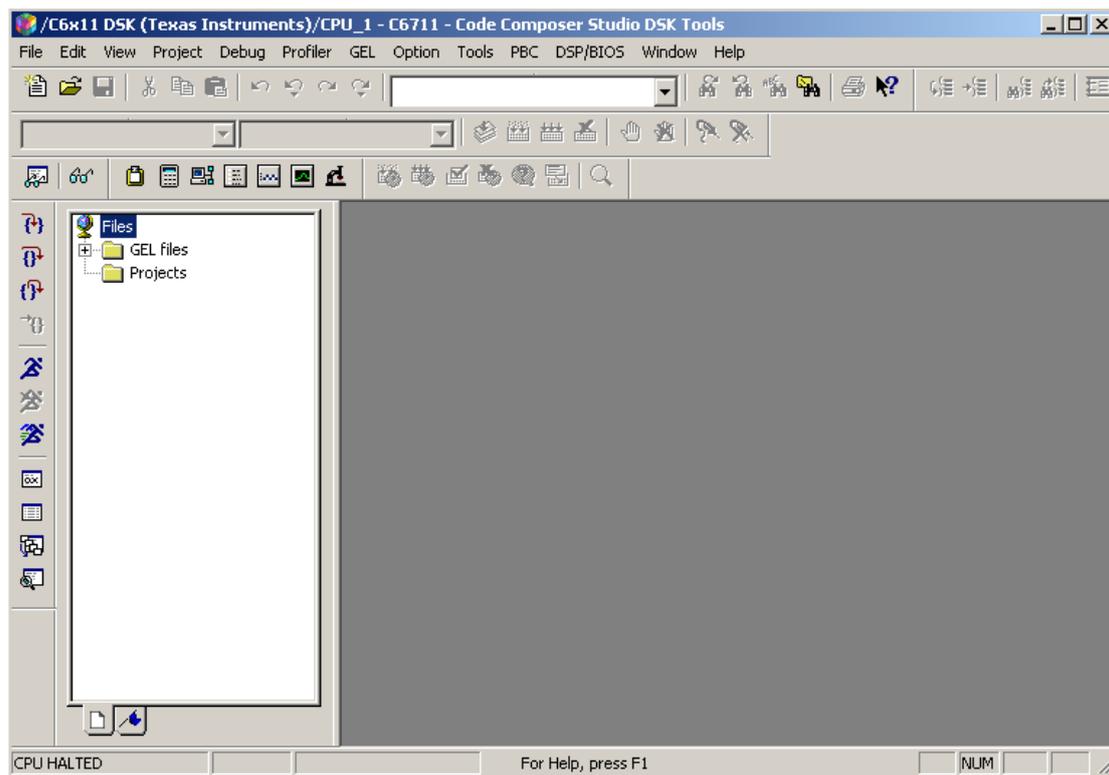
Όλα τα αρχεία που δημιουργούνται τελικά, βρίσκονται αποθηκευμένα στον ίδιο φάκελο όπου βρίσκονται και εκτελούνται τα m-αρχεία.

### 5.5.3. ΣΥΝΔΕΣΗ ΤΟΥ DSK ΚΑΙ ΕΓΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΤΟΥ Code Composer Studio v2

Το DSK TMS320C6711 συνοδεύεται από ένα λογισμικό πακέτο, το Code Composer Studio (CCS), το οποίο παρέχει τη δυνατότητα ανάπτυξης και εκτέλεσης εφαρμογών στο DSK.

Αφού συνδεθεί το DSP στην παράλληλη θύρα του υπολογιστή εκτελείται η εγκατάσταση του CCS. Με το πέρας της εγκατάστασης του Code Composer Studio στον υπολογιστή δημιουργείται ένα εικονίδιο στην επιφάνεια εργασίας (CCS-DSK 2 ('C6000)) το οποίο παρέχει αυτόματα την διασύνδεση του προγράμματος με το συγκεκριμένο επεξεργαστή C6711.

Κάνοντας διπλό κλικ στο εικονίδιο αυτό, το πρόγραμμα ελέγχει τη σύνδεση του με τον ψηφιακό επεξεργαστή και όταν αυτή είναι επιτυχής εμφανίζεται το περιβάλλον εργασίας του (εικόνα 1).

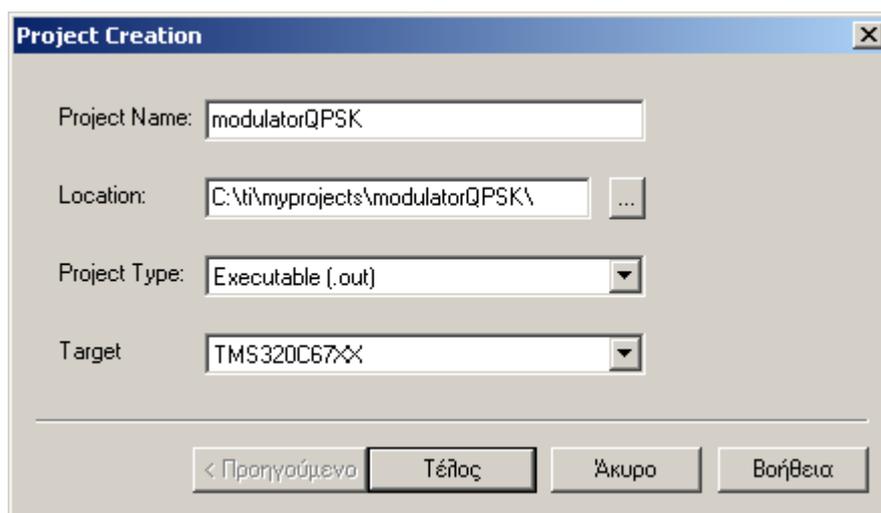


**Εικόνα 1.** Περιβάλλον εργασίας του Code Composer Studio v.2

### 5.5.4. ΦΟΡΤΩΣΗ ΤΩΝ ΑΡΧΕΙΩΝ ΣΤΟ DSK ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ CCS

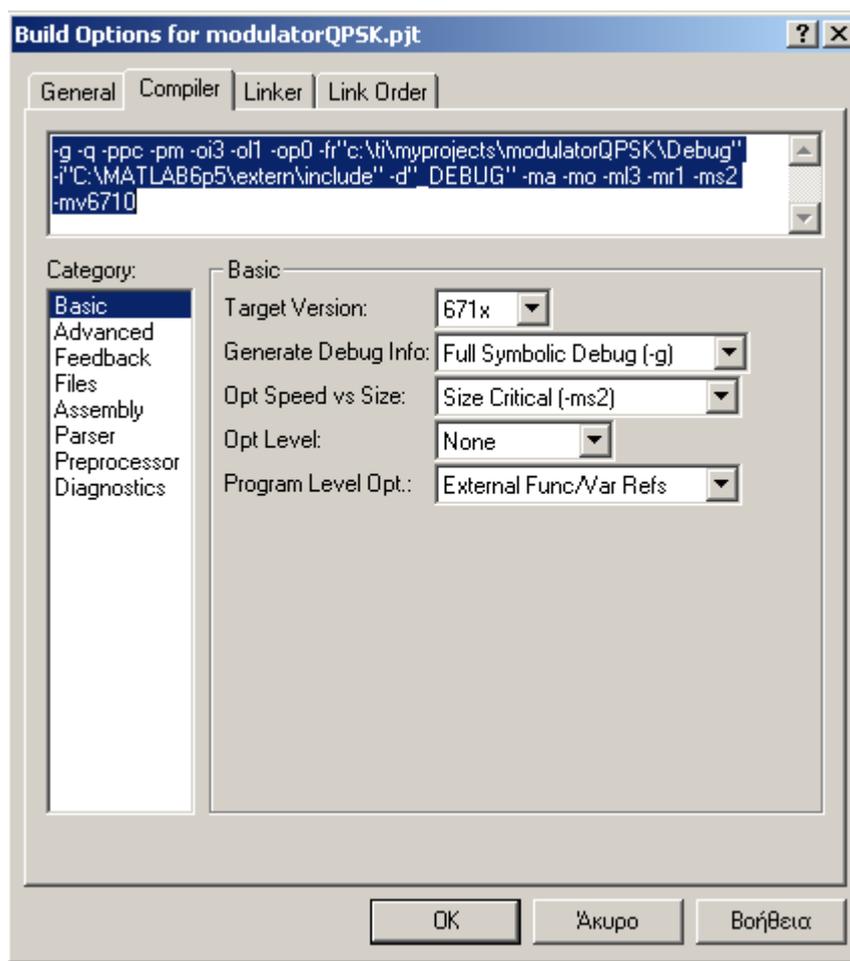
Αρχικά δημιουργήσαμε ένα νέο project το οποίο θα περιέχει όλα εκείνα τα αρχεία και τις ρυθμίσεις ώστε να εκτελεστεί η διαμόρφωση στο DSK. Επιλέξαμε

Project – New και στο παράθυρο που εμφανίστηκε (εικόνα 2) δώσαμε το όνομα του νέου project. Επίσης εμφανίστηκε η τοποθεσία στην οποία αποθηκεύσαμε το όλο project, ο τύπος του εκτελέσιμου αρχείου που μπορεί να τρέξει το DSP καθώς και ο τύπος του DSK. Επιλέξαμε ‘Τέλος’ στο παράθυρο αυτό και στο View Window που βρίσκεται στο αριστερό μέρος του περιβάλλοντος, εμφανίστηκε ως ενεργό το νέο project.



**Εικόνα 2.** Παράθυρο δημιουργίας project.

Στη συνέχεια παραμετροποιήσαμε τον Compiler. Επιλέξαμε Project – Build Options... όπου εμφανίστηκε το παράθυρο της εικόνας 3.



**Εικόνα 3.** Παράθυρο Build Options. Καρτέλα Compiler, κατηγορία Basic

Στην καρτέλα Compiler, στην κατηγορία Basic ρυθμίσαμε τα πλαίσια με τη σειρά που εμφανίζονται ως εξής :

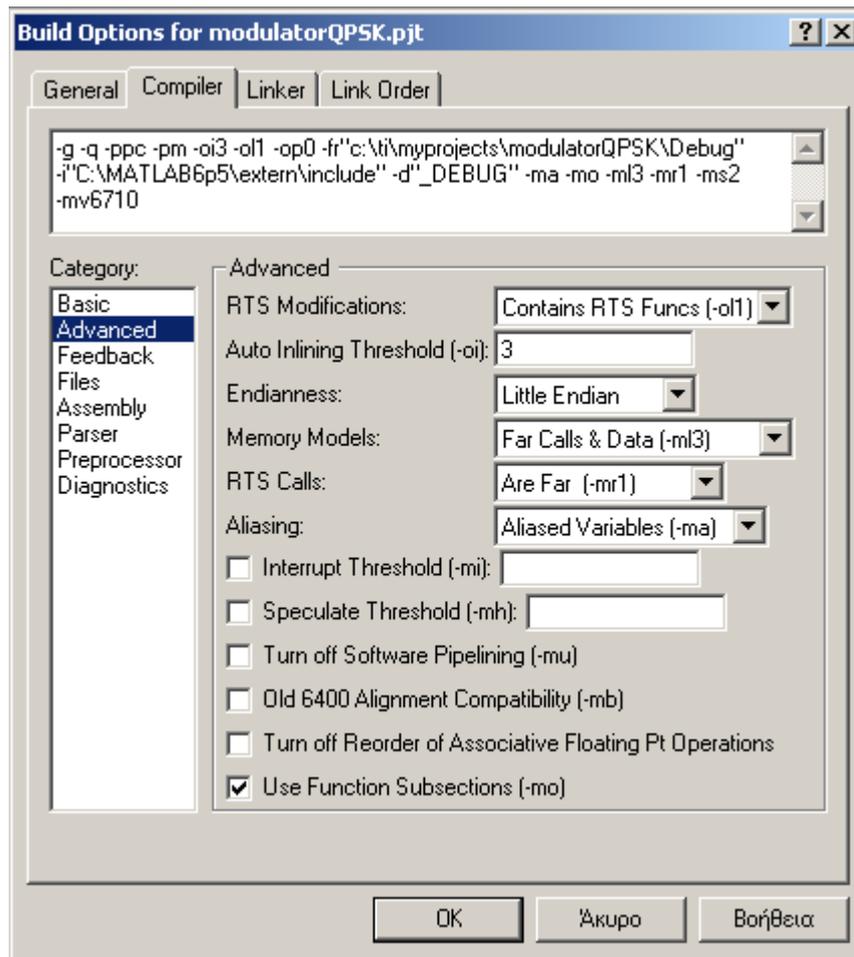
Επιλέξαμε ως έκδοση του DSP το 671x.

Δηλώσαμε να παρέχονται πληροφορίες διόρθωσης (debug) τόσο για τα αρχεία C όσο και της Assembly.

Επιλέξαμε την παράμετρο `-ms2` ώστε ο Compiler να βελτιώνει τον κώδικα και να επιτυγχάνεται η καλύτερη απόδοση.

Επιλέξαμε το None έτσι ώστε να αναιρούνται όλες οι προηγούμενες ρυθμίσεις βελτιστοποίησης.

Τέλος, επιλέξαμε το External Func/Var Refs έτσι ώστε να μπορούν να καλούνται και να τροποποιούνται συναρτήσεις εκτός του Compiler.



**Εικόνα 4.** Παράθυρο Build Options. Καρτέλα Compiler, κατηγορία Advanced

Στην κατηγορία Advanced (εικόνα 4) :

Επιλέξαμε την επιλογή Contains RTS Funcs η οποία πληροφορεί τον optimizer ότι το αρχείο θα περιέχει συγκεκριμένη βιβλιοθήκη συναρτήσεων.

Επιλέξαμε την τιμή 3 ώστε να γίνεται αυτόματα η ενσωμάτωση (Inlining) εξωτερικών συναρτήσεων

Η επόμενη επιλογή παρέμεινε default

Επιλέξαμε στο Memory Models, τη Far Calls & Data(-ml3) καθώς καλούνται από τον κώδικα της διαμόρφωσης αρκετές συναρτήσεις εξωτερικά από αυτόν

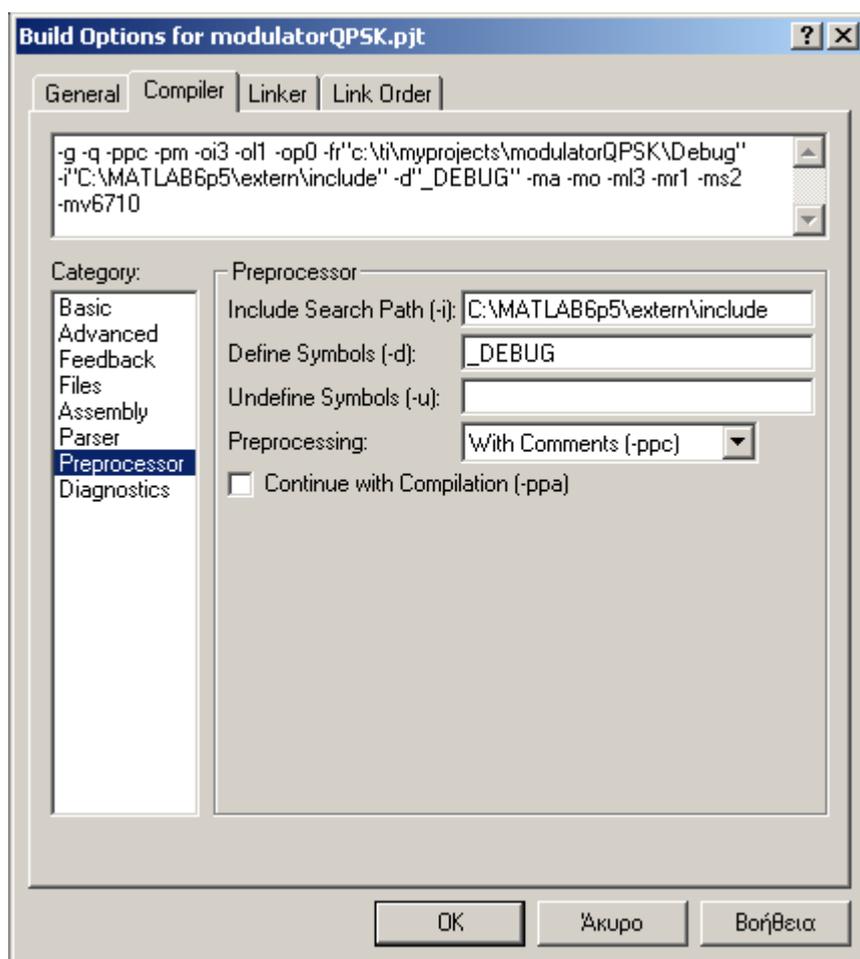
Επιλέξαμε την Are Far (-mr1) η οποία καλεί απομακρυσμένες συναρτήσεις που υποστηρίζονται κατά τον χρόνο εκτέλεσης.

Επιλέξαμε την Aliased Variables (-ma) καθώς ο κώδικας εμπεριέχει μεταβλητές με αναφορά.

Τέλος τσεκάρουμε την τελευταία επιλογή ώστε ο Linker κάθε φορά να εντάσσει τις συναρτήσεις σε δικές τους ενότητες κώδικα.

Οι υπόλοιπες κατηγορίες παρέμειναν όπως έχουν με μόνη την κατηγορία Preprocessor να έχει μία πολύ σημαντική προσθήκη :

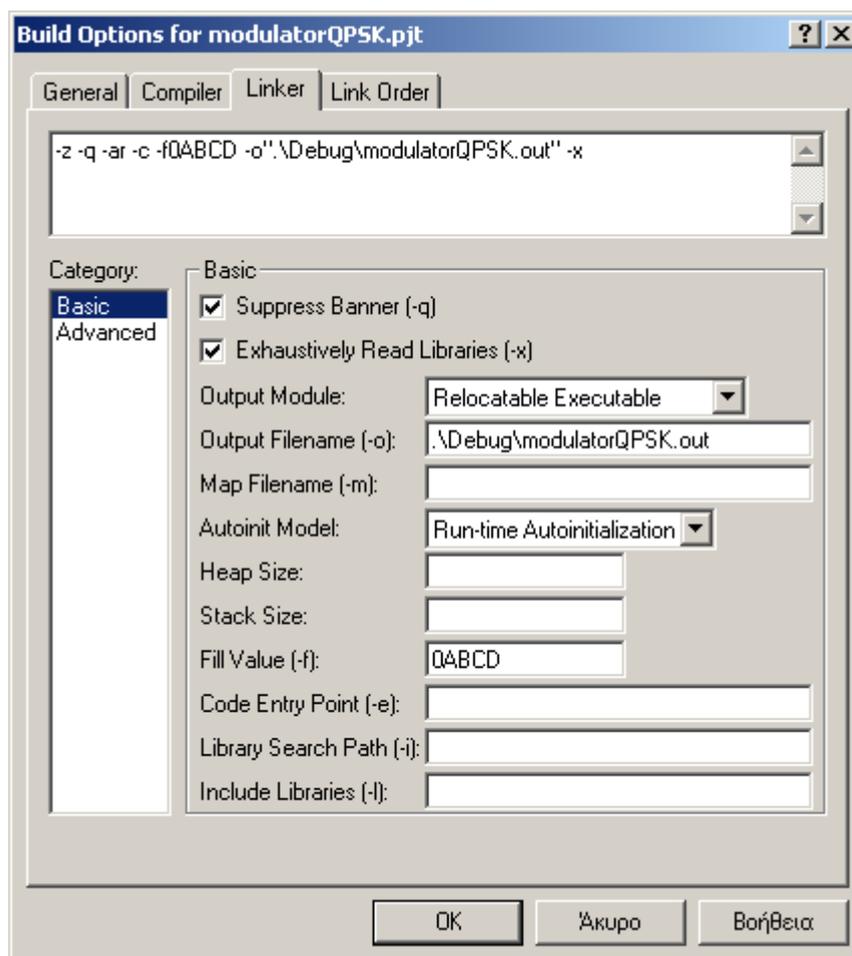
Στο πεδίο Include Search Path (-i) πληκτρολογήσαμε το απόλυτο μονοπάτι στο οποίο βρίσκονται αποθηκευμένες οι βιβλιοθήκες των συναρτήσεων του Matlab. Επίσης, ρυθμίσαμε την προεπεξεργασία (εικόνα 5) ώστε να διατηρούνται τα σχόλια που προϋπάρχουν.



Εικόνα 5. Παράθυρο Build Options. Καρτέλα Compiler, κατηγορία Preprocessor

Στην καρτέλα Linker (εικόνα 6) :

Στο πεδίο Output Module επιλέξαμε το Relocatable Executable έτσι ώστε να δημιουργηθεί το αρχείο .out και να ενημερώνεται για κάθε αλλαγή των αρχείων που δημιουργούν πριν την εκτέλεσή του στο DSP.

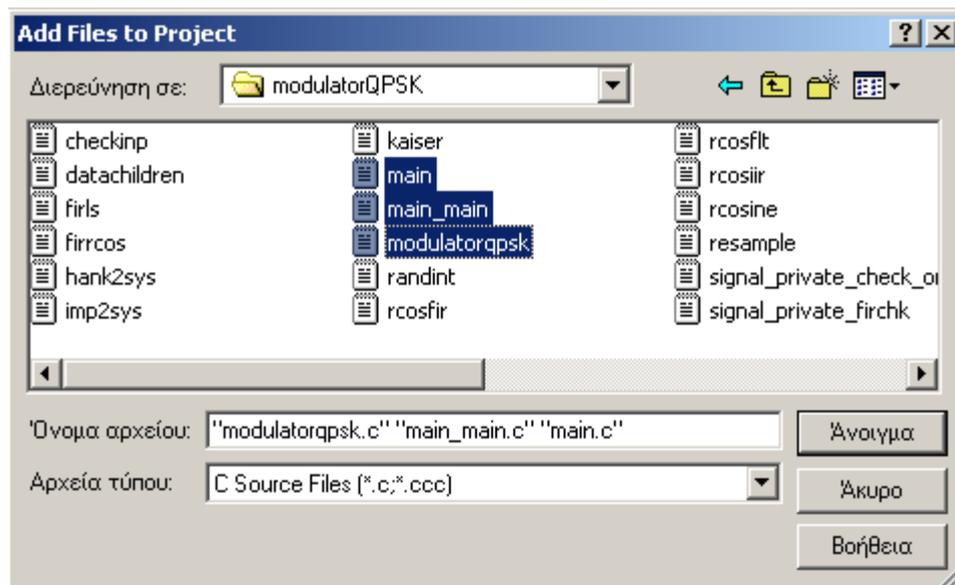


**Εικόνα 6.** Παράθυρο Build Options. Καρτέλα Linker, κατηγορία Basic

Οι υπόλοιπες καρτέλες παρέμειναν ως έχουν by default.

Στην συνέχεια προστέθηκαν στο project τα αρχεία .c που έχουν δημιουργηθεί στο Matlab ως εξής : επιλέξαμε Project – Add New Files to Project...

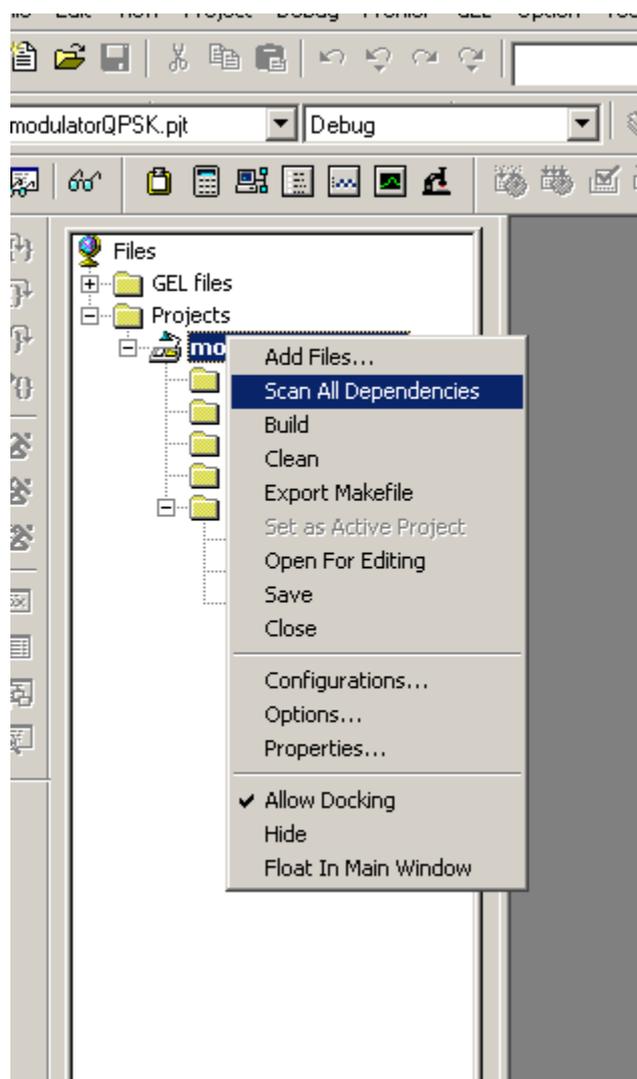
Στο παράθυρο που εμφανίστηκε (εικόνα 7) επιλέξαμε τα αρχεία main.c, main\_main.c, modulatorQPSK.c.



**Εικόνα 7.** Παράθυρο προσθήκης αρχείων

τα αρχεία αυτά εμφανίζονται στο View Window στον φάκελο Source.

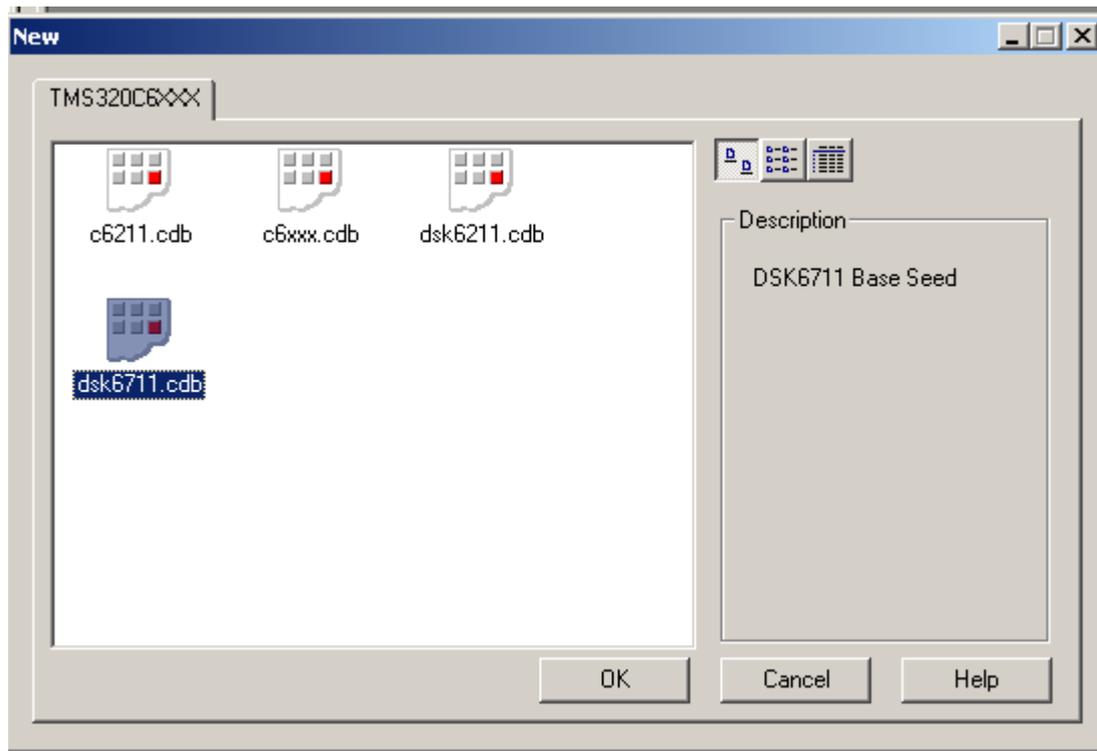
Έπειτα, κάνοντας δεξί κλικ στο όνομα του project, επιλέχθηκε η εντολή Scan All Dependencies όπου το πρόγραμμα κάνει αυτόματα τη σύνδεση των αρχείων .c που εισάγαμε με τις απαραίτητες βιβλιοθήκες (εικόνα 9).



**Εικόνα 9.** Επιλογή εντολής Scan All Dependencies

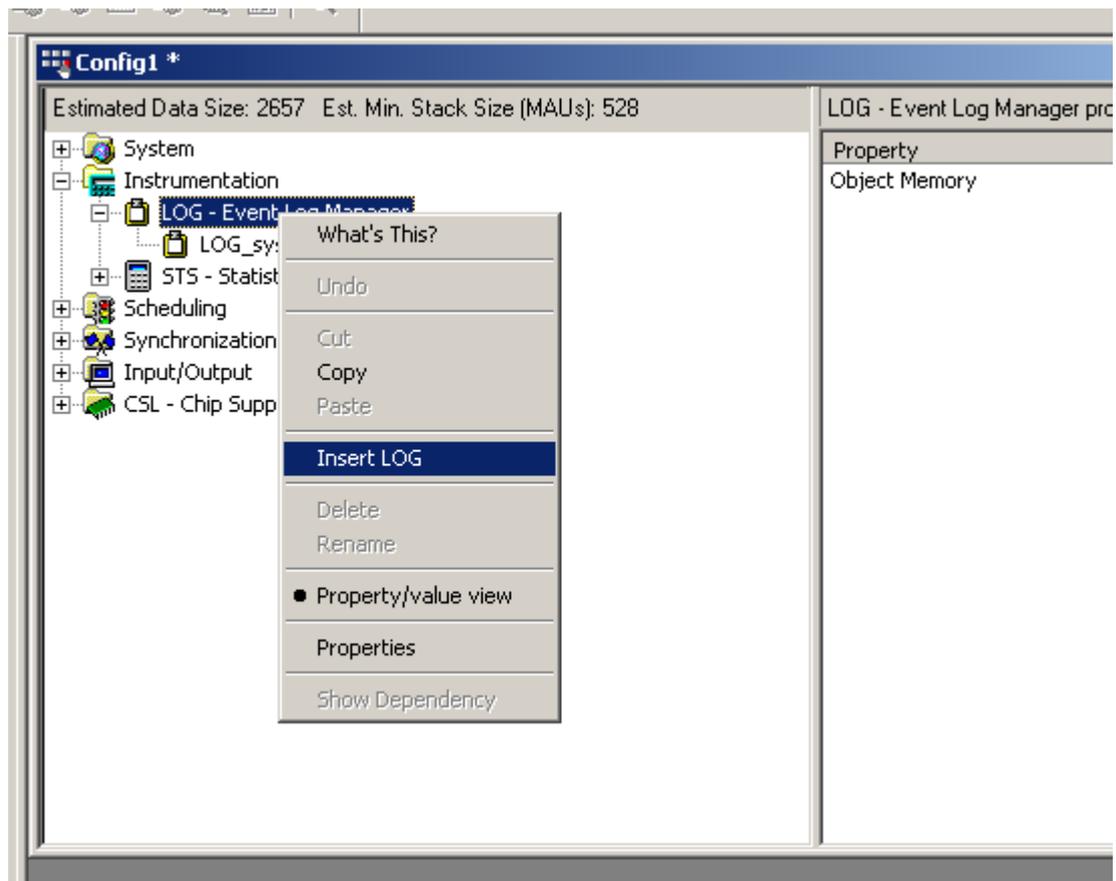
Ακολούθως, δημιουργήσαμε το αρχείο ρυθμίσεων του project (configuration file .cmd). Επιλέξαμε File – New- DSP/BIOS Configuration...

Στο παράθυρο που εμφανίστηκε (εικόνα 10) επιλέξαμε τον τύπος του DSP που χρησιμοποιήσαμε, δηλαδή το dsk6711.cdb



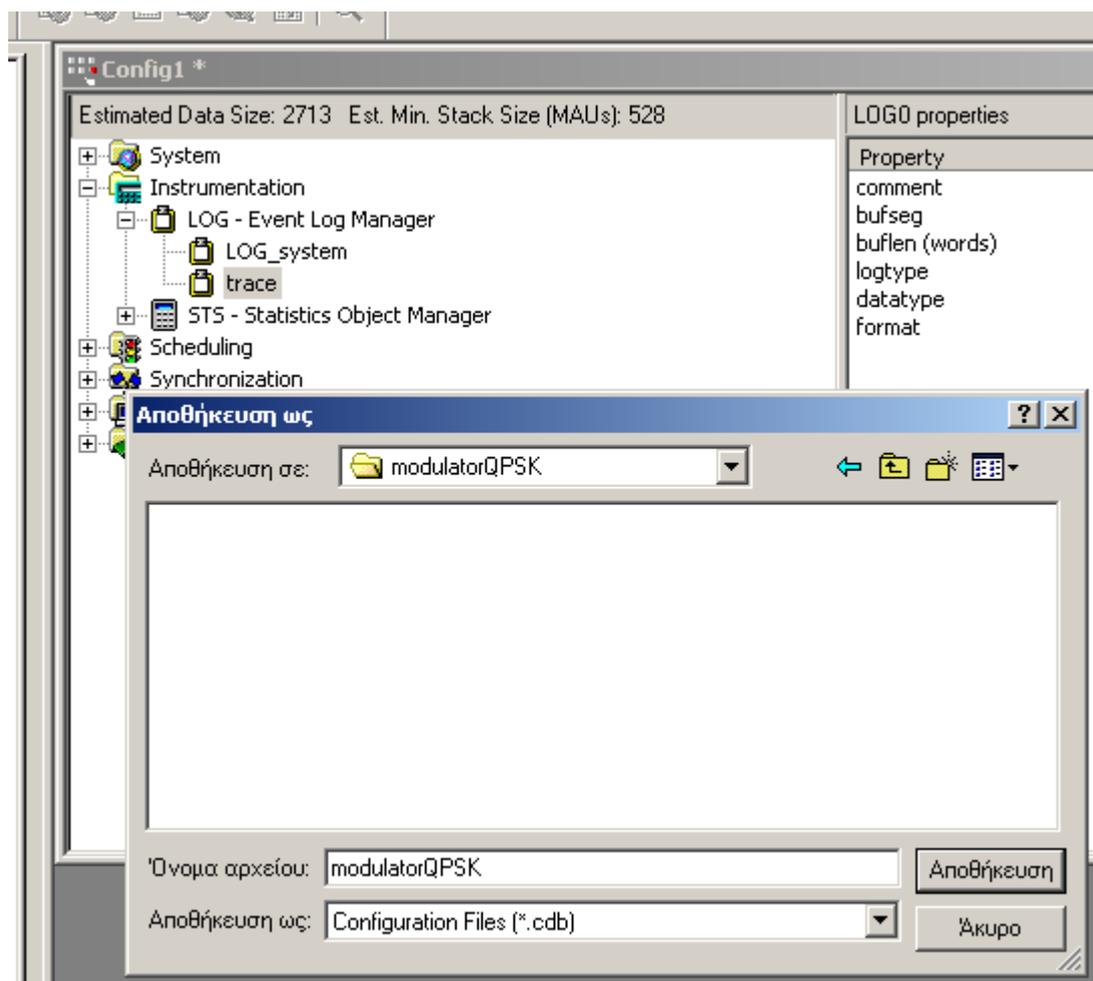
**Εικόνα 10.** Παράθυρο New για δημιουργία αρχείου DSP/BIOS Configuration

Στο νέο ένθετο παράθυρο που εμφανίστηκε (εικόνα 11), επιλέξαμε το Instrumentation και με δεξί κλικ στο LOG-Event Log Manager επιλέξαμε Insert LOG.



Εικόνα 11. Παράθυρο δημιουργίας LOG

Το νέο LOG που δημιουργήσαμε μετονομάστηκε σε trace και στην συνέχεια αποθηκεύθηκε με όνομα ίδιο με αυτό του project (εικόνα 12).

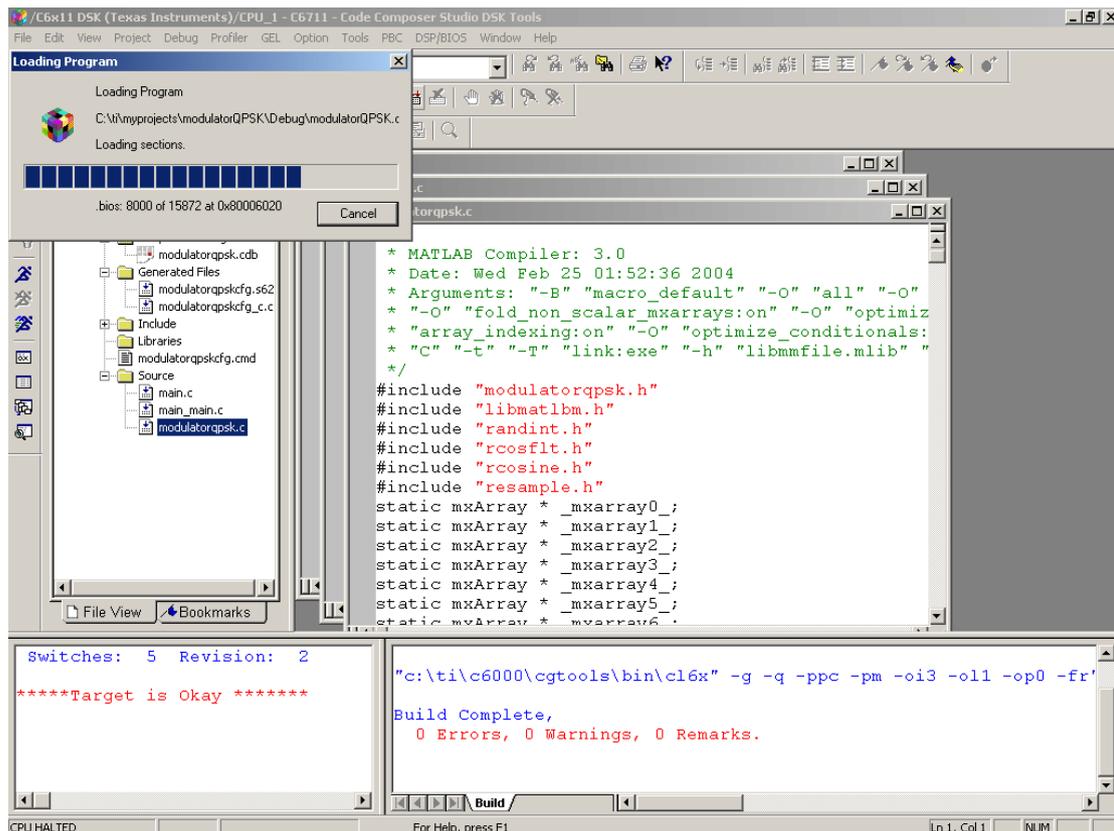


**Εικόνα 12.** Παράθυρο αποθήκευσης του DSP/BIOS Configuration.

Ακολούθως, εισάγαμε τα αρχεία (Project- Add Files to Project) που έχουν δημιουργηθεί από την προηγούμενη διαδικασία με την εξής σειρά : πρώτα το αρχείο .cdb και στη συνέχεια το αρχείο .cmd. Μετά την προσθήκη των δύο αυτών αρχείων εκτελέστηκε η εντολή Scan All Dependencies (με δεξί κλικ στο όνομα του project) .

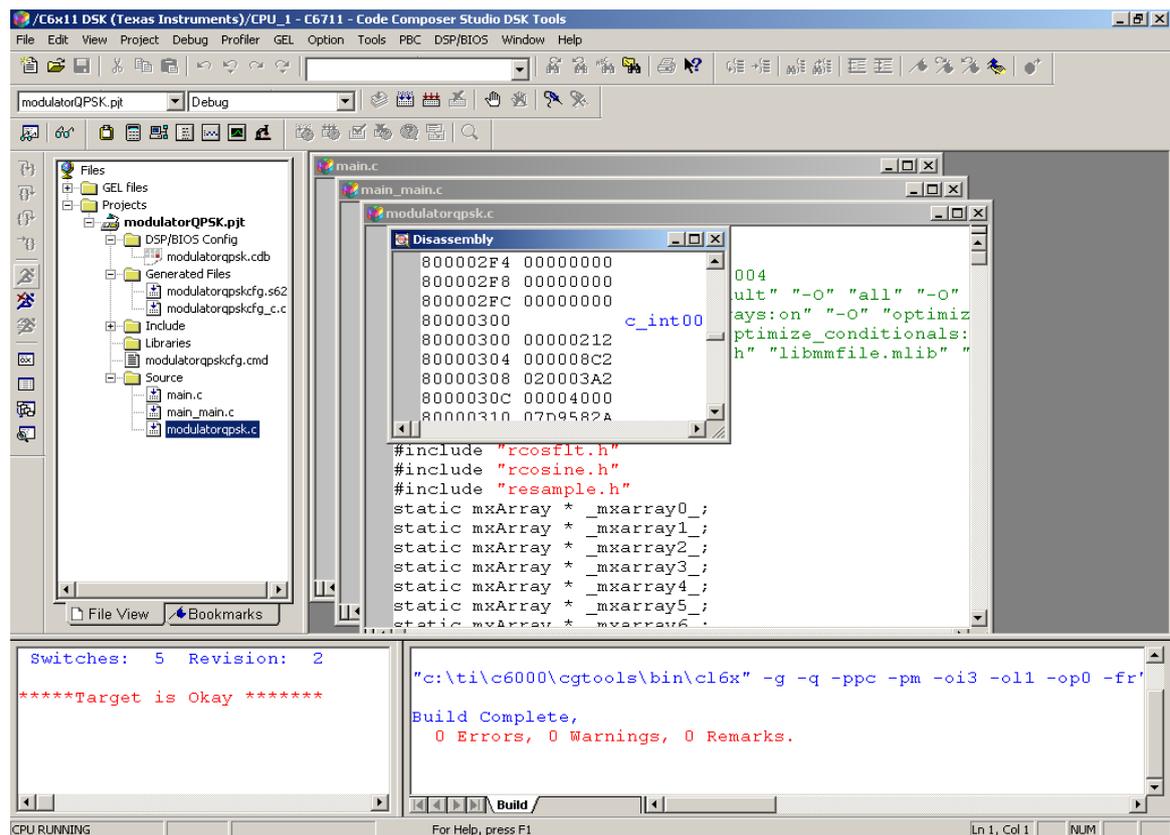
Στην συνέχεια εκτελέσαμε την εντολή Rebuild All  όπου έγινε μεταγλώττιση και σύνδεση των αρχείων του project, καθώς και έλεγχος από τον compiler για τυχόν συντακτικά λάθη στον κώδικα ή ελλείψεις συνδέσεις μεταξύ βιβλιοθηκών.

Έπειτα, φορτώσαμε το εκτελέσιμο αρχείο που δημιουργήθηκε (.out) στο DSP. Εκτελέσαμε File – Load program... (εικόνα 13) και επιλέξαμε το αρχείο .out που είχε δημιουργηθεί στο φάκελο ti\myprojects\όνομα\_project\Debug κατά την μεταγλώττιση των αρχείων C του project.



Εικόνα 13. Φόρτωση προγράμματος στο DSP

Μετά τη ομαλή φόρτωση του προγράμματος στο DSK το πρόγραμμα ήταν έτοιμο να εκτελεστεί στο DSP. Έτσι, πατώντας το εικονίδιο Run  εκτελέστηκε επιτυχώς (εμφανίζεται το μήνυμα CPU Running, στην κάτω αριστερή γωνία του παραθύρου, εικόνα 14) έως ότου αποφασίζεται να σταματήσει πατώντας Halt. 



Εικόνα 14. Επιτυχής εκτέλεση του προγράμματος στο DSP.

---

## 6. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στην παρούσα πτυχιακή εργασία αρχικά παρουσιάστηκαν και αναλύθηκαν σε θεωρητικό επίπεδο τα συστήματα κινητής τηλεφωνίας τρίτης γενιάς, το σύστημα στο οποίο βασίζονται για την υλοποίησή τους, το UMTS, καθώς και η ραδιο- διεπαφή τους (Air- Interface) , το WCDMA.

Στη συνέχεια παρουσιάστηκε η πλακέτα TMS320C6711 της εταιρίας Texas Instruments η οποία χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση του κώδικα της διαμόρφωσης QPSK. Αναλύθηκαν τα τεχνικά χαρακτηριστικά της καθώς και η τεχνολογία που την υποστηρίζει.

Έπειτα, αναλύθηκαν σε θεωρητικό επίπεδο οι τεχνικές κωδικοποίησης και ψηφιακής διαμόρφωσης στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Ιδιαίτερη έμφαση δόθηκε στην διαμόρφωση QPSK που χρησιμοποιούν επί το πλείστον τα συστήματα τρίτης γενιάς.

Τελικά υλοποιήθηκε σε περιβάλλον Matlab το σύστημα διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης πομποδέκτη QPSK και εκτελέστηκε η προσομοίωση της διαμόρφωσης για τυχαία μεταδιδόμενη πληροφορία των 8 KHz στον ψηφιακό επεξεργαστή C6711 που χρησιμοποιεί το DSK TMS320C6711.

Κατά την υλοποίηση του κώδικα Matlab στο τμήμα της διαμόρφωσης χρησιμοποιήθηκε τυχαία ακολουθία δεδομένων η οποία αποφασίστηκε να αποτελείται από 20 Bits για ευκολότερη σύγκριση του αρχικού και τελικού σήματος. Επίσης, για την ακολουθία χρησιμοποιήθηκαν διάφορες συχνότητες μετάδοσης και επιλέχθηκε η συχνότητα των 8 KHz για τη συγκεκριμένη προσομοίωση. Παρατηρήθηκε ότι το φάσμα των συχνοτήτων στην έξοδο του πομπού για αυτό το σήμα είχε ως κεντρική συχνότητα την συχνότητα των 40KHz.

Επίσης, όσον αφορά το κανάλι AWGN, παρατηρήθηκε ότι για αρκετά μεγάλο θόρυβο το αποδιαμορφωμένο σήμα περιείχε λανθασμένα bit καθώς ο αποδιαμορφωτής δεν μπορούσε να ανιχνεύσει με ακρίβεια τις αλλαγές φάσης.

Τέλος, παρατηρήθηκε ότι το αποδιαμορφωμένο σήμα δεν εμφάνιζε ποτέ λάθη όσο μεγάλη κι αν ήταν η ακολουθία και για όσο θόρυβο κι αν εφαρμόζαμε σε αυτή

εάν η ακολουθία είχε τις εξής τρεις μορφές : συνεχόμενα 0, συνεχόμενα 1, εναλλάξ 0 1.

Τελικά, ο κώδικας της διαμόρφωσης έπειτα από διάφορες παραμετροποιήσεις στις ιδιότητες εκτέλεσης του στο Code Composer Studio, προσομοιώθηκε με επιτυχία στο DSK TMS320C6711 .

---



---

**ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α΄**

## ΓΛΩΣΣΑΡΙ

UMTS.....	Universal Mobile Telecommunication System
WCDMA.....	Wideband Code Division Multiple Access
2G .....	second (2 <sup>η</sup> ) Generation of mobile communications
3G.....	third (3 <sup>η</sup> ) Generation of mobile communications
QPSK.....	Quadrature Phase Shift Keying
DSP.....	Digital Signal Processor
IF.....	Intermediate Frequency
AD.....	Analog to Digital converter
DA.....	Digital to Analog converter
LAN.....	Local Area Network
VPN.....	Virtual Private Network
MMS.....	Multimedia Messaging System
ISP.....	Internet Service Provider
GSM.....	Global System for Mobile Communications
PDC.....	Personal Digital Cellular
CdmaOne.....	Πρότυπο συστήματος δεύτερης γενιάς στην Αμερική
EDGE.....	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
CDMA2000.....	multicarrier CDMA
IS-95.....	cdmaOne, σύστημα δεύτερης γενιάς
QoS.....	Quality of Services
WLAN.....	Wireless Local Area Network
4G.....	4 <sup>th</sup> Generation Systems
IPv6.....	Internet Protocol version 6
HSCSD.....	
GPRS.....	General Packet Radio System
VoIP.....	Voice over IP
DSK.....	DSP Starter Kit
MFLOPS.....	Million Floating Points

---

EMIF.....	External Memory Interface
CCS.....	Code Composer Studio
SDRAM.....	Static and Dynamic RAM
RAM.....	Random Access Memory
ROM.....	Read Only Memory
SRAM.....	Static RAM
RISC.....	Reduced Instruction Set Computer
JTAG.....	Join Test Action Group
DMA.....	Direct Memory Access
SRAM.....	Static RAM
PSD.....	Power Spectral Density
ISI.....	InterSymbol Interference
ASK.....	Amplitude Shift Keying
FSK.....	Frequency Shift Keying
PSK.....	Phase Shift Keying
NRZ.....	Non Return to Zero
RZ.....	Return Zero
PLL.....	Phase locked Loop
NCO.....	Numerically controlled oscillator
BoD	Band On Demand

## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

WCDMA for UMTS, Radio Access for Third Generation Mobile Communication,  
*Edited by Ham Holma and Antti Toskala, Finland, 2000*

Pricing Communication Networks economics, technology and modeling,  
*C.Courcoubetis and R. Weber, Wiley, 2003*

3G offered traffic Characteristics Report No33, *UMTS Forum, November 2003*

Ηλεκτρονικές Επικοινωνίες, *Frenzel, Έκδοση 2<sup>η</sup>*, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη,  
**1999**

Ασύρματες Επικοινωνίες – Δίκτυα, *Στεργίου Ελευθέριος, 2002*

Digital Communication Systems, *Peyton Z. Peebles, Prentice Hall Inc, 1987*

On QoS Management of H/2 Bearer Services For 3G Telecommunication Systems,  
*Constantinos Oikonomou, Carmen Mas, Ioannis Tenidis, Development Programmes  
Department, Intracom SA*

UMTS and location Based Services – Two Independent sources of added value, *Prof.  
Dr. Dietrich Seibt, Dipl – Kfm Peter Ingerfeld, Dipl. Kfm. Phi- Lip Lee, 2003*

The scientist and engineer' s guide to Digital Signal Processing, Second Edition,  
*Steven W. Smith, California Technical Publishing, San Diego, California, 1999*

TMS320C6000 TeTechnical Brief, *SPR197D, Texas Instruments Incorporated, 1999*

Digital Modulation Techniques, *Fugin Xiong, Artech House, Boston – London, 2000*

Τηλεπικοινωνιακά συστήματα, Δεύτερη Έκδοση, *Taub/ Schilling, εκδόσεις Α.  
Τζιόλα, Θεσσαλονίκη, Νέα έκδοση 2003.*

MATLAB documentation, Release Notes for Release 13

---

---

## ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

[www.DSPguide.com](http://www.DSPguide.com)

[www.umts-forum.org](http://www.umts-forum.org)

[www.ieee.org](http://www.ieee.org)

[www.ti.com](http://www.ti.com)

[www.mathworks.org](http://www.mathworks.org)

[www.tuc.gr](http://www.tuc.gr)

[www.radio.gov.uk](http://www.radio.gov.uk)

[www.ntua.gr](http://www.ntua.gr)

[www.ntdallas.edu](http://www.ntdallas.edu)

[www.uoi.gr](http://www.uoi.gr)

[www.etsi.org](http://www.etsi.org)



---

```

end
figure(jjj);jjj=jjj+1;
plot(t,messag,'*-');
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Time (sec)','FontSize',14)
title('\it{ Square Pulse}','FontSize',16)
grid on;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%seperate the square pulse into two waveforms
polar_source= zeros(numbits); %initialise matrix polar_source
polar_source=message;
k=1;
for k=1:numbits
    if polar_source(k)==A
        polar_source(k)=A/2;
    else
        polar_source(k)=-A/2;
    end
end
end
% ***** code for waveforms *****%

waveform1 = polar_source(1 : 2 : numbits);
figure(jjj);jjj=jjj+1;
plot(waveform1,'*-');
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Bits','FontSize',14)
title('\it{ Waveform1}','FontSize',16)
waveform2 = polar_source(2 : 2 : numbits);
figure(jjj);jjj=jjj+1;
plot(waveform2,'*-');
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Bits','FontSize',14)
title('\it{ Waveform2}','FontSize',16)

% ***** code for filtering waveform1 *****%

% Design filter.
R =.22;
[yf, tf] = rcosine(Fd, Fs, 'fir', R );
% Upsample and filter.
[yo, to] = rcosflt(waveform1, Fd, Fs, 'normal/fir/filter', yf);
yoi=reshape(yo,1,length(yo));
filteredI=resample(yoi,length(t),length(yoi));

% *** Plot filtered data. *****%
figure(jjj);
jjj=jjj+1;

```

---

```

plot(t,filteredI);
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Time (sec)','FontSize',14)
title('\it{FilteredI}','FontSize',16)
grid on;

%***** code for filtering waveform2 *****%

% Design filter.
[yf1, tf1] = rcosine(Fd, Fs, 'fir', R );
% Upsample and filter.
[yo,to] = rcosflt(waveform2, Fd, Fs, 'normal/fir/filter',yf1);
yoq=reshape(yo,1,length(yo));
filteredQ=resample(yoq,length(t),length(yoq));
%% Plot filtered data.
figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(t,filteredQ);
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Time (sec)','FontSize',14)
title('\it{FilteredQ}','FontSize',16)
grid on;
%***** code for the carrier *****%
cosI=cos(w*t);
sinQ=sin(w*t);
% multiply Filtered Waveform1 with cos(wc*t)
QPSKI=cosI.*filteredI;
figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(t,QPSKI);
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Time (sec)','FontSize',14)
title('\it{QPSKI}','FontSize',16)
% multiply Filtered Waveform2 with sin(wc*t)
QPSKQ=sinQ.*filteredQ;
figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(t,QPSKQ);
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Time (sec)','FontSize',14)
title('\it{QPSKQ}','FontSize',16)
%***** the final qpsk waveform *****%
QPSK=QPSKI+QPSKQ;
figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(t,QPSK);
ylabel('Amplitude(V)','FontSize',14)
xlabel('Time (sec)','FontSize',14)
title('\it{QPSK}','FontSize',16)

```

```

%***   IQ Diagram   *****%
QPSK_I=sign(QPSKI);
QPSK_Q=sign(QPSKQ);
figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(QPSK_I,QPSK_Q,'*');
title('\it{ IQ PLOT}','FontSize',16)
% *****%

% *****      Spectrum of QPSK   *****%

fend=Fb*10;
fstart=1;
fb=Fb;
tb=1/fb;
Ac=A;
fc=10*Fd;
M1=64;           % M1 = number of points per lobe.
fstep=fb/M1;     % fstep = freq. step.
Nf=floor((fend-fstart)/fstep); % Nf = total number of freq. points computed.
for i = 1:Nf
    f(i)=(i-1)*fstep+fstart;
        if f(i) == fc S(i)=Ac^2*tb;
        else
            S(i)=(Ac^2*tb)*(sin(pi*(f(i)-fc)*2*tb)/(pi*(f(i)-fc)*2*tb))^2;
        end
end
for i = 1:Nf
    dBS(i) = 10*log(S(i));
    if dBS(i) < -200 dBS(i)=-200; end
end
figure(jjj);
jjj=jjj+1;
subplot(2,1,1)
plot(f,S)
grid
ylabel('Magnitude')
title('QPSK Spectrum (Linear)')
subplot(2,1,2)
plot(f,dBS)
grid
xlabel('Frequency')
ylabel('Magnitude')
title('QPSK Spectrum (dB)')
% *****%

% *****      add Noise   *****%
sigma=1;
QPSKn=QPSK+sigma*randn(1,length(QPSK));
% *****%

```

---

```

%*** DEMODULATION *****%
delta=0;
NCO=0;
[num,den]=butter(5,0.5);
recieved_numbits=length(QPSKn)*ts/Tb;
order=1024;
deltanew=0;
b=fir1(order, 0.5);
y(1)=0;
K=0.15;
%figure(jjj);
%fvtool(b,1);jjj=jjj+1;

figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(QPSKn);
ylabel('Amplitude(V)',FontSize,14)
xlabel('Samples',FontSize,14)
title('\it{ QPSK with NOISE }',FontSize,16)

for n=1:length(QPSKn),
    zi(n)= QPSKn(n)*cos(w*t(n)+ deltanew); % NCO
    zq(n)= QPSKn(n)*sin(w*t(n)+ deltanew); % NCO

    Yi=0;
    Yq=0;

    for m = 1:order+1
        if n-m > 0
            Yi=Yi+ b(m)* zi(n+1-m); % low pass filter
            Yq=Yq+ b(m)* zq(n+1-m); % low pass filter
        end
    end
    delta(n) = Yi-Yq ; % phase detector multiplies by -1
    if n>1
        y(n)= 0.4*delta(n)+ 0.6* y(n-1); % Loop filter
    end
    deltanew= K*y(n); % gain factor K

end
figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(zi,'-');
ylabel('Amplitude(V)',FontSize,14)
xlabel('Samples',FontSize,14)
title('\it{ Zi }',FontSize,16)
grid on;
figure(jjj);
jjj=jjj+1;

```

---

---

```

plot(zq, '-');
ylabel('Amplitude(V)', 'FontSize', 14)
xlabel('Samples', 'FontSize', 14)
title('\it{Zq}', 'FontSize', 16)
grid on;
resultmsb=[];
resultlsb=[];

%Now perform lowpass filter
[num,den]=butter(5,0.5);
filteredI=filter(num,den,zi);
filteredquad=filter(num,den,zq);
figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(filteredI, '-');
ylabel('Amplitude(V)', 'FontSize', 14)
xlabel('Samples', 'FontSize', 14)
title('\it{ filteredI }', 'FontSize', 16)
grid on;
figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(filteredquad, '-');
ylabel('Amplitude(V)', 'FontSize', 14)
xlabel('Samples', 'FontSize', 14)
title('\it{ filteredquad }', 'FontSize', 16)
grid on;

J=1;
B=0;
k=length(filteredI)/((recieved_numbits/2)+5);

for nn=1:((recieved_numbits/2)+5)
    for mm=J:k*nn
        mm=round(mm);
        B=B+filteredI(mm);
    end
    B=B/k;
    if B>0
        B=1;
    else
        B=0;
    end
    resultmsb(nn)=B;
    J=J+k;
end
resultmsb = resultmsb(3 : length(resultmsb)-3);

J=1;
B=0;
k=length(filteredquad)/((recieved_numbits/2)+5);

```

---

---

```

for nn=1:((recieved_numbits/2)+5)
    for mm=J:k*nn
        mm=round(mm);
        B=B+filteredquad(mm);
    end
    B=B/k;
    if B>0
        B=1;
    else
        B=0;
    end
    resultlsb(nn)=B;
    J=J+k;
end
resultlsb = resultlsb(3 : length(resultlsb)-3);

results=[ resultmsb;resultlsb];
result=results(:)';

figure(jjj);
jjj=jjj+1;
plot(message/A,'*-');hold on;
plot(result,'r-*');hold off;
title('\it{ COMPARING ORIGINAL(BLUE) WITH DEMODULATED(RED)
BITS}','FontSize',12)

% End of File mod_demod_QPSK %
% *****%

% *****%
% ***** Function main for calling function modulatorQPSK ***** %
% *****%

function main()
QPSK=modulatorQPSK;

% End of file main %
% *****%

```

---

---

```

% *****%
% ****   Function modulatorQPSK for simulation in DSP   ***** %
% *****%
function QPSK=modulatorQPSK()
clear;
M=2;
bits_per_symbol=2;
num_symbols=10;
numbits=bits_per_symbol*num_symbols;
A=5;
Fb=8000;
Tb=1/Fb;
Fd=(1/2)*Fb;
Fs=50*Fb;
w=2*pi*10*Fd;
numT=numbits;
tmax=Tb.*numT;
ts=1/Fs;
t=0:ts:tmax;
message=A*randint(numbits,1,M);
polar_source= zeros(numbits);
polar_source=message;
k=1;
for k=1:numbits
    if polar_source(k)==A
        polar_source(k)=A/2;
    else
        polar_source(k)=-A/2;
    end
end
waveform1 = polar_source(1 : 2 : numbits);
waveform2 = polar_source(2 : 2 : numbits);
R =.22;
[yf, tf] = rcosine(Fd, Fs, 'fir', R );
[yo, to] = rcosflt(waveform1, Fd, Fs, 'normal/fir/filter', yf);
yoi=reshape(yo,1,length(yo));
filteredI=resample(yoi,length(t),length(yoi));
[yf1, tf1] = rcosine(Fd, Fs, 'fir', R );
[yo,to] = rcosflt(waveform2, Fd, Fs, 'normal/fir/filter',yf1);
yoq=reshape(yo,1,length(yo));
filteredQ=resample(yoq,length(t),length(yoq));
cosI=cos(w*t);
sinQ=sin(w*t);
QPSKI=cosI.*filteredI;
QPSKQ=sinQ.*filteredQ;
QPSK=QPSKI+QPSKQ;

% End of file modulatorQPSK %
% *****%

```

---



**Φωτογραφία :**Ο χώρος εργασίας μας  
Κατσούρας Μιχάλης Θεολογίδης Βασίλης