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

Προσομοίωση Συστημάτων Software Radio στο MATLAB

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ελευθέριος Δ. Μαστροσαββάκης Κωνσταντίνος Α. Παρχαρίδης

Επιβλέπων : Φίλιππος Κωνσταντίνου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2005

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

Προσομοίωση Συστημάτων Software Radio στο MATLAB

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ελευθέριος Δ. Μαστροσαββάκης Κωνσταντίνος Α. Παρχαρίδης

Επιβλέπων : Φίλιππος Κωνσταντίνου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 11η Οκτωβρίου 2005.

.....	.....	.....
Φ. Κωνσταντίνου	Χ. Καψάλης	Ν. Ουζούνογλου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Οκτώβριος 2005

.....
Ελευθέριος Δ. Μαστροσαββάκης

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

.....
Κωνσταντίνος Α. Παρχαρίδης

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

Copyright © Ελευθέριος Μαστροσαββάκης, 2005.
Copyright © Κωνσταντίνος Παρχαρίδης, 2005.
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Ο σκοπός αυτής της διπλωματικής εργασίας ήταν διπλός. Καταρχήν έγινε προσπάθεια να μελετηθεί η τεχνολογία του Software Defined Radio (SDR), μίας νέας, πρωτοποριακής ιδέας για συστήματα κινητών επικοινωνιών μελλοντικών γενεών. Αναπτύξαμε σε βάθος τον ορισμό και τα πλεονεκτήματα που μπορεί να προσφέρει το Software Radio τόσο στους χρήστες όσο και στους παρόχους υπηρεσιών, ενώ αναφέραμε και εφαρμογές που ενδέχεται να υλοποιηθούν με τη χρήση του. Πέρα από την θεωρητική προσέγγιση, έγινε και η εξομοίωση τμήματος της IF βαθμίδας ενός δέκτη που ενσωματώνει την ιδέα του SDR, κάνοντας χρήση του προγράμματος Matlab (v. 7.0.4).

Πιο συγκεκριμένα, εξετάσαμε την υλοποίηση των βασικών λειτουργιών ενός συστήματος ασύρματων επικοινωνιών με λογισμικό (software), όπως το SDR ορίζει. Κατ' αυτόν τον τρόπο παρέχεται στο χρήστη η δυνατότητα να απολαμβάνει παρά πολλές υπηρεσίες με τη χρήση μόνο μίας συσκευής, και την ευκολότερη ενσωμάτωση μελλοντικών υπηρεσιών, με την φόρτωση απλώς του κατάλληλου λογισμικού. Αφού αναφέραμε αναλυτικά τα πλεονεκτήματα και τις καινοτομίες που το SDR εισάγει, προχωρήσαμε σε μια λεπτομερή περιγραφή ενός συμβατικού αναλογικού δέκτη, για να ακολουθήσει ο τρόπος με τον οποίο αυτός υλοποιείται με τις αρχές του SDR. Παρουσιάστηκε η ιδανική αρχιτεκτονική του Software Radio τα προβλήματα αυτής και τελικά η υλοποιήσιμη μορφή της.

Όσον αφορά την εξομοίωση, για έναν δέκτη που ενσωματώνει το SDR, υλοποιήθηκε η ψηφιακή μετατόπιση ενός εύρους συχνοτήτων από την τελευταία συχνότητας της IF βαθμίδας στη βασική ζώνη καθώς επίσης και η απομόνωση του επιθυμητού καναλιού. Για το σκοπό αυτό, εκτός των άλλων, έγινε decimation και interpolation στα δείγματα του σήματος και με φιλτράρισμα με κατάλληλα ψηφιακά φίλτρα επιτεύχθηκε ο βασικός σκοπός χωρίς ταυτόχρονα να αλλοιωθεί η πληροφορία που ενυπάρχει στο σήμα. Τέλος, έγινε μελέτη της αντοχής του συστήματος στην επίδρασης του θορύβου καθώς και στην αύξηση του αριθμού των καναλιών στο σήμα, ώστε να εξεταστεί η λειτουργία του σε συνθήκες πραγματικού περιβάλλοντος.

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Κινητές επικοινωνίες, Software Radio, ADC, DAC, FPGA, DSP, ψηφιακή IF βαθμίδα, βασική ζώνη, ψηφιακά φίλτρα, αποδεκατισμός, παρεμβολή, εξομοίωση.

ABSTRACT

The purpose of this thesis was double. To begin with, we tried to study the Software Defined Radio (SDR) technology, a new, pioneering idea for future mobile telecommunication systems. We elaborated on the advantages that the Software Radio technology has to offer both to the end users and the service providers, while simultaneously listing applications that can be developed with its use. Besides the theoretical approach we emulated part of the IF stage of a receiver that embodies the SDR idea. We used Matlab (v. 7.0.4) as the emulation environment.

We studied the implementation of the basic functions of the wireless software emulated communications, as defined by the SDR idea. Thus the end user can benefit by many present or future services, which can be easily implemented, by the use of just one device. After analyzing the advantages and breakthroughs that SDR presents, we proceeded with a detailed description of a common analog receiver and continued with the method that it is implemented with SDR use. We presented the ideal Software Radio architecture, its problems and its final implementation form.

Regarding the emulation of the receiver that embodies the SDR idea, a digital down-conversion the last IF stage frequency spectrum to the base band and an isolation of the desired channel, took place. For this purpose, we decimated and interpolated the signal samples and with the use of proper digital filters the basic goal was achieved without degrading the information within the signal. Lastly, the system was strenuously tested for the impact of noise and the channels increase, so that its function could be tested on actual conditions.

KEY WORDS

Mobile Communications, Software Radio, ADC, DAC, FPGA, DSP, digital IF, base band, digital filters, decimation, interpolation, adjustment.

Θεωρούμε υποχρέωση μας να ευχαριστήσουμε θερμά τον επιβλέποντα καθηγητή κ. Φίλιππο Κωνσταντίνου για το χρόνο που διέθεσε, καθώς και τον υποψήφιο διδάκτορα κ. Κωνσταντίνο Μαλιάτσο για την πολύτιμη βοήθεια που προσέφερε στην επίλυση των προβλημάτων που προέκυψαν κατά την διεξαγωγή της διπλωματικής εργασίας και για τις χρήσιμες υποδείξεις του. Ευχαριστούμε επίσης για την βοήθεια τους τον κ. Δημήτρη Αποστολάκη και τον υποψήφιο διδάκτορα κ. Αθανάσιο Αδάμη.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Κεφάλαιο 1ο

1.1 Γενικά ... 14
1.2 Τι είναι το Software Radio ... 17
1.3 Τι εξυπηρετεί – Πλεονεκτήματα ... 23
1.4 Εφαρμογές ... 31

Κεφάλαιο 2ο

2.1 Δομή ενός συστήματος επικοινωνιών ... 35
2.2 Ο δέκτης ... 36
2.2.1 Η βαθμίδα εισόδου ... 37
2.2.2 Η βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας IF ... 41
2.2.3 Η βαθμίδα επεξεργασίας ... 43

Κεφάλαιο 3ο

3.1 Η αρχιτεκτονική του ιδανικού Software Defined Radio ... 45
3.1.1 Υβριδική ραδιο αρχιτεκτονική ... 47
3.1.2 Το βασικό μπλοκ διάγραμμα του Software Defined Radio ... 50
3.2 ADC ... 56
3.2.1 Θεώρημα Δειγματοληψίας ... 56
3.2.1.1 Παραλλαγή ... 61
3.2.2 Δειγματοληψία Ζωνοπερατών Σημάτων ... 62
3.2.3 Κβαντισμός ... 67
3.2.4 Επανάληψη των Βασικών Αρχών του ADC ... 72
3.2.4.1 Υπολογισμός του Dynamic Range (DNR) ... 73
3.2.4.2 Anti-Aliasing Φίλτρα ... 75
3.2.4.3 Παραμόρφωση λόγω «ψαλιδίσματος» (Clipping Distortion) ... 77
3.2.4.4 Χρονικός δειγματολήπτης (Aperture Jitter) ... 78
3.2.4.5 Κβαντοποίηση και δυναμική περιοχή * ... 80
3.3 DSP και FPGA ... 81
3.3.1 Βασικά Χαρακτηριστικά των DSP ... 81
3.3.1.1 Ταχύτητα επεξεργασίας ... 82
3.3.1.2 Αποδοτικότητα Συστήματος Μνήμης ... 84
3.3.1.3 Μήκος Λέξης – Αριθμητικός Τύπος ... 86
3.3.1.4 Κόστος αγοράς συστήματος DSP ... 88
3.3.2 Αρχιτεκτονικές DSP ... 89
3.3.2.1 Πυρήνες DSP για ασύρματες εφαρμογές ... 89
3.3.2.2 Το βασικό DSP: TMS320C30 ... 91
3.3.3 Field Programmable Gate Arrays - FPGAs ... 94
3.3.4 Σχολιασμός και Σύγκριση DSP- FPGA ... 95
3.4 Digital IF ... 97
3.4.1 Decimation, Interpolation, και Multirate Επεξεργασία ... 97

3.4.2 Ψηφιακή Μετατροπή Συχνότητας 98
3.4.2.1 Διαμέριση της Ψηφιακής Μετατροπής Συχνότητας σε DSPs 99
3.4.2.2 Διαμέριση της Ψηφιακής Μετατροπής Συχνότητας σε Οριζόμενες από Εφαρμογές Συσκευές (DUC - DDC) 102
3.4.2.3 Διαμέριση της Επεξεργασίας Σήματος Βασικής Ζώνης 103
3.4.3 Βασικές αρχές για το μετατροπέα συχνότητας 104
3.4.3.1 Digital NCO (Numerically Controlled Oscillators) 104
3.4.3.1.1 Lookup Table Method - LUT 106
3.4.3.1.2 CORDIC 108
3.4.4 Ψηφιακοί Μίκτες 110
3.4.5 Ψηφιακά Φίλτρα 111
3.4.5.1 IIR Filters 113
3.4.5.2 FIR Filters 115
3.4.5.3 Halfband Filters 116
3.4.5.4 Cascaded Integrator Comb filters 117
3.4.5.4.1 Περιγραφή των CIC φίλτρων 118
3.4.5.4.1 Φασματικά χαρακτηριστικά των CIC φίλτρων 121
3.5 Βασική Ζώνη (Base Band) 125
3.5.1 Πολυπλοκότητα διαμορφωτών/αποδιαμορφωτών 125
3.5.2 Τεχνικές διαμόρφωσης/αποδιαμόρφωσης 126
3.5.2.1 Το AGC 126
3.5.2.2 Συνοχή της κυματομορφής του καναλιού 126
3.5.2.3 BER, SNR και πολυπλοκότητα αλγορίθμου 131
3.5.2.4 Ένας FSK αλγόριθμος αποδιαμόρφωσης 133
3.5.2.5 QAM 135
3.5.2.7 Spread Spectrum 138
3.5.2.7.1 Αρχή Λειτουργίας των Τεχνικών Διάχυτου Φάσματος 139
3.5.2.7.2 Αποδιεύρυνση του Spread Spectrum συστήματος 144
3.5.2.7.3 Συγχρονισμός σε συστήματα spread spectrum 146
3.5.2.7.4 Σχεδίαση Κωδίκων για τις Ακολουθίες PN 147
3.5.2.7.5 Επιδόσεις των συστημάτων που υιοθετούν το spread spectrum 148
3.5.3 Συγχρονισμός 149
3.5.4 Πολυπλοκότητα του Equalizer 151
3.5.5 Αποφάσεις αποδιαμόρφωσης 153
3.5.6 Πρωθύστερος έλεγχος λάθους (Forward Error Control, FEC) 156
3.5.7 Εξισορρόπηση της πολυπλοκότητας που εισάγει η προστασία λάθους 158
3.5.8 Πολλαπλοί ρυθμοί δεδομένων 161

Κεφάλαιο 4ο

4.1 Εισαγωγή 163
4.2 Δημιουργία της εισόδου 166
4.3 Μετατροπή από Αναλογικό σε Ψηφιακό (ADC) 171
4.4 Το τμήμα της μίξης 172
4.5 CIC Βαθμίδα 178
4.6 Fractional Rate Converter (F.R.C.) Βαθμίδα 186

4.7 Pulse Shape Filter (P.S.F) βαθμίδα 189
4.8 Συνάρτηση απόφασης 197
4.9 Μελέτη Επίδρασης Θορύβου σε ένα κανάλι 203
4.10 Μελέτη επίδρασης πολλών καναλιών χωρίς τη παρουσία θορύβου 224
4.11 Μελέτη της ανοχής του συστήματος πολλών καναλιών σε θόρυβο 243
4.12 Σημείωση 254

Αναφορές 255

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Κεφάλαιο 1ο

Σχήμα 1.1: Σύγχρονες και μελλοντικές εφαρμογές έξυπνου τερματικού εξοπλισμένου με SDR.....15
Σχήμα 1.2: Ένας δέκτης SDR.....18
Σχήμα 1.3: Μοντέλο του Software radio.....21
Σχήμα 1.4: Ο νόμος του Moore και η απόκλιση από αυτόν.....24

Κεφάλαιο 2ο

Σχήμα 2.1: Διάγραμμα των βασικών τμημάτων ενός συστήματος επικοινωνιών.....36
Σχήμα 2.2: Οι βαθμίδες του δέκτη.....37

Κεφάλαιο 3ο

Σχήμα 3.1: Η αρχιτεκτονική του ιδανικού Software Radio.....45
Σχήμα 3.2: Η υβριδική αρχιτεκτονική ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος.....47
Σχήμα 3.3: Ένα ψηφιακό τηλεπικοινωνιακό σύστημα πολλών φερόντων.....49
Σχήμα 3.4: Η βασική αρχιτεκτονική του SDR με μία ευρείας ζώνης RF βαθμίδα.....51
Σχήμα 3.5: Μετατροπή συχνότητας ευρείας ζώνης (A) RF βαθμίδα (B) ψηφιακή IF (C) βασική ζώνη.....53
Σχήμα 3.6: (α) Ένα αυθαίρετο σήμα g(t) πεπερασμένης ενέργειας (β) Το ίδιο σήμα δειγματοληπτημένο.....56
Σχήμα 3.7: (α) Τυχαία μορφή φάσματος του σήματος g(t). (β) Το φάσμα μετά την δειγματοληψία 2W. (γ) Το φάσμα του φίλτρου. (δ) Το φάσμα μετά την λάθος δειγματοληψία μικρότερη από 2W.....58
Σχήμα 3.8: Φίλτρο ανακατασκευής.....60
Σχήμα 3.9: (α) Φάσμα του ζωνοπερατού σήματος g(t). (β) Απεικόνιση των ορισμών της νέας μεσαίας συχνότητας f΄c και του νέου εύρους ζώνης 2W ΄.....63
Σχήμα 3.10: Ελάχιστος ρυθμός δειγματοληψίας για ζωνοπερατά σήματα.....67
Σχήμα 3.11: Απεικόνιση της αρχής κβαντισμού. (α) Χαρακτηριστική κβαντισμού (β) Χαρακτηριστική σφαλμάτων κβαντισμού. (γ) Κβαντισμένο σήμα και η αντίστοιχη καμπύλη σφάλματος.....68

Σχήμα 3.12: Νόμοι συμπίεσης. (α) Νόμος-μ. (β) Νόμος-Α.....70
Σχήμα 3.13: Το φαινόμενο aliasing χαλάει το σήμα στη ζώνη Nyquist.....73
Σχήμα 3.14: Τα anti-aliasing φίλτρα συμπιέζουν τις aliased συνιστώσες.....75
Σχήμα 3.15: Περιορισμός της απόδοσης του ADC από τα sample-and-hold κυκλώματα.....78
Σχήμα 3.16: Απεικόνιση των βημάτων κβαντισμού.....79
Σχήμα 3.17: Απεικόνιση της περίπτωσης αποφυγής σφάλματος.....79
Σχήμα 3.18: Αρχιτεκτονική Harvard.....85
Σχήμα 3.19: Αρχιτεκτονική Von Neumann.....85
Σχήμα 3.20: DSP 56304 wireless DSP chip.....90
Σχήμα 3.21: Η αρχιτεκτονική του TMS 320 C30.....92
Σχήμα 3.22: Γενική δομή του FPGA.....94
Σχήμα 3.23: Φασματική απόκριση της εξόδου ενός NCO με 24-bit σε ένα Intersil ISL5216 downconverter. Ο NCO έχει ρυθμιστεί στα 40 kHz, η συχνότητα δειγματοληψίας Fs στα 65 MHz, και το φάσμα μετρήθηκε από έναν 32-K Point FFT.....105
Σχήμα 3.24: Δομικό διάγραμμα ενός τυπικού Synthesizer συνημίτονου με χρήση της LUT 107
Σχήμα 3.25: Γεννήτρια σήματος CORDIC.....110
Σχήμα 3.26: Παράδειγμα IIR φίλτρου δεύτερης τάξης.....114
Σχήμα 3.27: Μορφή ενός FIR φίλτρου δεύτερης τάξης.....116
Σχήμα 3.28: Βασική δομική μονάδα ολοκληρωτή.....117
Σχήμα 3.29: Βασική δομική μονάδα comb.....118
Σχήμα 3.30: Βασική δομή του CIC decimation φίλτρου.....119
Σχήμα 3.31: Βασική δομή για το CIC interpolation φίλτρο.....119
Σχήμα 3.32: Παράδειγμα απόκρισης ισχύος για ένα CIC φίλτρο $N = 4$ σταδίων με διαφορική καθυστέρηση $M = 1$ και παράγοντα αλλαγής ρυθμού $R = 7$. Η passband αποκοπή είναι fc=1/8.....122
Σχήμα 3.33: Το Bit Error Rate συναρτήσει SNR.....127
Σχήμα 3.34: Μορφή του σήματος FSK.....128
Σχήμα 3.35: Φάσμα FSK σημάτων. (α) $\Delta f T_b = 0.5$ (ο) $\Delta f T_b = 0.6$ (γ) $\Delta f T_b = 0.7$.....129
Σχήμα 3.36: Μορφή του σήματος PSK.....129
Σχήμα 3.37: Φάσμα των PSK σημάτων.....130
Σχήμα 3.38: Παράμετροι ποιότητας για διάφορα είδη διαμόρφωσης.....131
Σχήμα 3.39: Τα formants ξεχωρίζουν από το θόρυβο, αν και έχουν την ίδια ισχύ ολοκληρώνοντας στα 3kHz.....132
Σχήμα 3.40: Ένας αλγόριθμος για FSK αποδιαμόρφωση.....134
Σχήμα 3.41: Η επίδραση του είδους διαμόρφωσης στον λόγο bits/Hz συναρτήσει του SNR.....137
Σχήμα 3.42: Τυπική εικόνα φάσματος σήματος πριν και μετά τη διαδικασία διάχυσης φάσματος.....140
Σχήμα 3.43: Μοντέλου Πομπού και Δέκτη Συστήματος DSSS.....141
Σχήμα 3.44: Οι κυματομορφές σε μία διαδικασία διεύρυνσης – αποδιεύρυνσης DSSS.....142
Σχήμα 3.45: Εικόνα του φάσματος του σήματος πληροφορίας μετά τη διαμόρφωση.....143
Σχήμα 3.46: Το γενικό μοντέλο της διαδικασίας αποδιεύρυνσης.....145

Σχήμα 3.47: Συγχρονισμός της ροής των δεδομένων.....150
Σχήμα 3.48: Ο συγχρονισμό στο GSM.....153
Σχήμα 3.49: Η hard και η soft απόφαση.....154
Σχήμα 3.50: Τεχνικές ελέγχου σφάλματος.....156
Σχήμα 3.51: Προστασία από λάθη συναρτήσει της πολυπλοκότητας του αλγόριθμου.....159
Σχήμα 3.52: Υπολογιστικές απαιτήσεις συναρτήσει του SNR κάθε αλγορίθμου.....160
Σχήμα 3.53: Αλλαγή ρυθμού στο κανάλι.....161

Κεφάλαιο 4ο

Σχήμα 4.1: Τα τμήματα της εξομοίωσης.....164
Σχήμα 4.2: Το φάσμα ενός bit (α) στην είσοδο και (β) στην έξοδο ενός raised cosine φίλτρου.....167
Σχήμα 4.3: Μετατόπιση του φέροντος του επιθυμητού καναλιού από την IF στην BB.....172
Σχήμα 4.4: Βαθμίδα τρίων CIC φίλτρων.....178
Σχήμα 4.5: CIC decimation φίλτρο.....178
Σχήμα 4.6: CIC interpolation φίλτρο.....181
Σχήμα 4.7: Η δομή ενός Fractional Rate Converter.....186
Σχήμα 4.8: Τυπική μορφή κρουστικής απόκρισης που ικανοποιεί τη συνθήκη Nyquist.....190
Σχήμα 4.9: Απεικόνιση των φίλτρων Nyquist.....192
Σχήμα 4.10: Η συνάρτηση μεταφοράς του raised cosine φίλτρου για διάφορες τιμές του rolloff παράγοντα α.....193
Σχήμα 4.11: Η κρουστική απόκριση του raised cosine φίλτρου στη βασική ζώνη για διάφορες τιμές του α.....194
Σχήμα 4.12: Η κρουστική απόκριση του raised cosine φίλτρου που χρησιμοποιήθηκε στην εξομοίωση.....195

Στο 4ο κεφάλαιο βρίσκονται επίσης τα σχήματα των αποτελεσμάτων της εξομοίωσης.

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΠΙΝΑΚΩΝ

Κεφάλαιο 3ο

Πίνακας 3.1: Όσο πιο μεγάλη είναι η ανάλυση, τόσο πιο υψηλή εξασθένηση στη ζώνη αποκοπής απαιτείται....76
Πίνακας 3.2: Σημαντικά χαρακτηριστικά για διάφορα φίλτρα....77
Πίνακας 3.3: Μονάδες μέτρησης υπολογιστικής ικανότητας....84
Πίνακας 3.4: Σύγκριση Διαφόρων Γνωστών DSP....93
Πίνακας 3.5: Χαρακτηριστικά κάποιων Xilinx FPGA....95
Πίνακας 3.6: Τιμές παραμέτρων για την επεξεργασία δεδομένων....99
Πίνακας 3.7: Το υπολογιστικό φορτίο που απαιτείται για την πραγματοποίηση της ψηφιακής μετατροπής συχνότητας, την υλοποίηση του ταλαντωτή NCO, του interpolation, του decimation και του φιλτραρίσματος για κάθε μία από τις ορθογώνιες συνιστώσες του σήματος (I, Q)....100
Πίνακας 3.8: Example Elementary Angle Mappings....109
Πίνακας 3.9: Passband Attenuation For Large Rate Changes Factors....123
Πίνακας 3.10: Aliasing/Imaging For Large Rate Changes Factors....123

Κεφάλαιο 4ο

Πίνακας 4.1: Ιδιότητες των τριγωνομετρικών αριθμών για γωνίες διαφορετικών τεταρτημορίων....173

1

1.1 Γενικά

Είναι γεγονός αναμφισβήτητο ότι οι κινητές επικοινωνίες και τα ασύρματα επικοινωνιακά συστήματα αποτελούν, πλέον, αναπόσπαστο μέρος της ζωής μας. Τα κυψελωτά συστήματα με την πλήρη ψηφιοποίησή τους καλύπτουν, ήδη από τις αρχές της δεκαετίας του '90, ένα πολύ μεγάλο ποσοστό των επικοινωνιών σε όλο τον κόσμο. Τα ασύρματα τηλέφωνα, τα κινητά, τα ασύρματα δίκτυα, τα δορυφορικά συστήματα κ.α. αποτελούν μέρος της καθημερινότητας του σύγχρονου ανθρώπου, ο οποίος εκμεταλλεύεται, χαίρεται και απολαμβάνει τις δυνατότητες και τις υπηρεσίες που του παρέχονται από αυτά. Αυτό έχει ιδιαίτερη σημασία, γιατί είναι κάτι που, ενώ τώρα είναι δεδομένο και αυτονόητο, αποτελούσε πριν μερικές δεκαετίες άπιαστο μακρινό όνειρο. Σήμερα, ο καθένας μπορεί να στείλει ένα μήνυμα με το κινητό του που να περιέχει απλό κείμενο, ήχο, εικόνα ή και βίντεο, μπορεί να συνδεθεί στο διαδίκτυο με τον φορητό του υπολογιστή, να δει κάποιο δορυφορικό κανάλι ή γιατί όχι να βλέπει σε ποιόν μιλάει απ' το κινητό του τηλέφωνο (σχήμα 1.1).

Όπως όμως καταλαβαίνει κανείς, ένα τόσο μεγάλο πλήθος διαφορετικών ασύρματων συστημάτων απαιτεί έναν εξίσου μεγάλο αριθμό προτύπων που διαχειρίζονται το φάσμα, καθορίζουν τα πρωτόκολλα και εγγυώνται για την σίγουρη, αξιόπιστη και ασφαλή επικοινωνία σε όλο τον κόσμο. Μελλοντικά το πρόβλημα θα είναι ακόμη εντονότερο όταν θα χρειαστεί να γίνει ο καθορισμός μοναδικών προτύπων και για μελλοντικά κινητά συστήματα που θα αφορούν όχι μόνο μία χώρα ή μία ήπειρο, αλλά

πολλές ηπείρους μαζί. Το software radio ή software defined radio (SDR) έχει εμφανιστεί τα τελευταία χρόνια ως μια πολύ ελκυστική επιλογή για την πιθανή λύση στην δυσκολία αυτή να επιτύχουμε ενιαίες προδιαγραφές στις κινητές επικοινωνίες, εισάγοντας επαναπρογραμματιζόμενα τερματικά, έτσι ώστε αυτά να είναι ικανά να προσαρμόζονται στις διαφορετικές ασύρματες διεπαφές [2].

Σχήμα 1.1: Σύγχρονες και μελλοντικές εφαρμογές έξυπνου τερματικού εξοπλισμένου με SDR.

Το software radio είναι ένα πολλά υποσχόμενο νέο πεδίο για τον τομέα των κινητών επικοινωνιών. Στο τέλος του εικοστού αιώνα, έκανε μια απίστευτα γρήγορη μετάβαση, από μια ακαδημαϊκή ιδέα, που εφαρμόσθηκε ερευνητικά σε κάποια άγνωστη στρατιωτική εφαρμογή, στο εμπορικό προσκήνιο. Από τότε κερδίζει συνεχώς σε ορμή και ταχύτητα και ξεκινάει να συμπεριλαμβάνεται σε εμπορικά και αμυντικά (στρατιωτικά) προϊόντα. Η τεχνολογία του SDR προσφέρει τη δυνατότητα της

ανατροπής και της επανάστασης στον τρόπο με τον οποίο μια ζεύξη σχεδιάζεται, κατασκευάζεται, αναπτύσσεται και χρησιμοποιείται. Υπόσχεται να αυξήσει την ευελιξία, να επεκτείνει την διάρκεια ζωής του υλικού (hardware), αλλά και το χρόνο παραμονής του στην αγορά, μειώνοντας ταυτόχρονα το κόστος [1]. Μακροπρόθεσμα, το SDR από κοινού με τις πολιτικές διαχείρισης φάσματος, μπορεί να επιτρέψει τις υψηλότερες πυκνότητες συνδρομητών, τις πιο εύκαμπτες προσφορές υπηρεσιών, και την αποδοτικότερη χρήση του διαθέσιμου φάσματος στα ασύρματα δίκτυα [3].

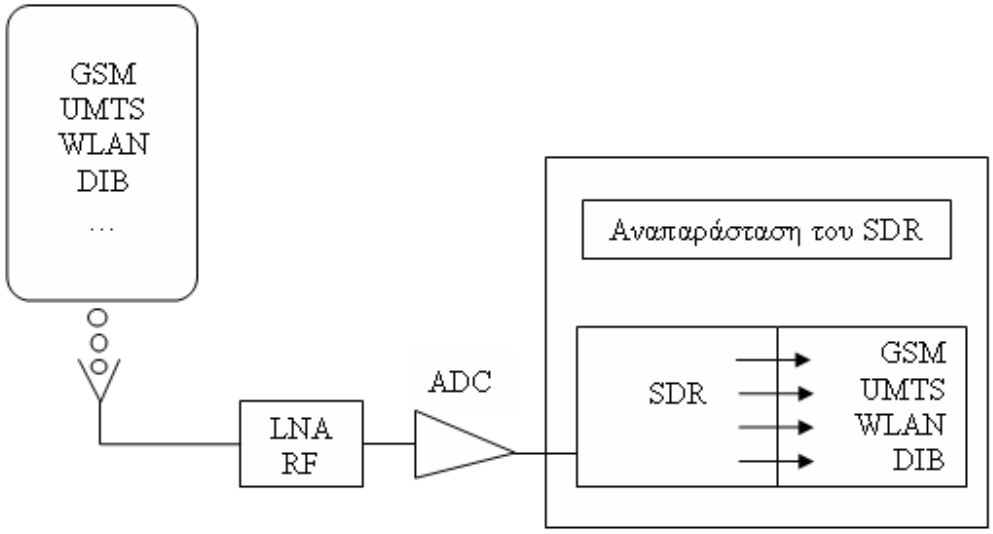
Είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι το SDR δεν είναι μια ενιαία τεχνολογική ανακάλυψη. Αποτελεί μια συλλογή από τεχνολογικές εφαρμογές που επιτρέπουν τη μεγαλύτερη ευελιξία σε ποικίλα κινητά ασύρματα προϊόντα. Δηλαδή δεν είναι τόσο μία νέα τεχνολογία, αλλά πιο πολύ μία λογική εξέλιξη και σύγκληση της επιστήμης της ψηφιακής ασύρματης ζεύξης και των τεχνολογιών λογισμικού. Το κοινό σημείο μεταξύ όλων των τεχνολογιών SDR είναι η πρακτική δυνατότητα να επαναπρογραμματίσουν ή να διαμορφώσουν μια δεδομένη λειτουργία ασύρματης μετάδοσης μετά από την αρχική υλοποίησή της. Η πρόκληση είναι να υλοποιηθεί αυτή η ιδέα για τον τρόπο λειτουργίας προκειμένου να προσαρμόσει και να συμβιβάσει τις πολλές πτυχές της κινητής επικοινωνίας, συμπεριλαμβανομένης της συνεργασίας δικτύου-τερματικών ανεξαρτήτου προτύπων, τη διαχείριση της ποιότητας υπηρεσιών (QoS), τους ασφαλείς μηχανισμούς για software download, τα τερματικά με αρχιτεκτονικές λογισμικού που υποστηρίζουν την επαναπροσαρμοστικότητα (reconfiguration), τη διαχείριση του είδους διαμόρφωσης και άλλα. Το βασικό σχέδιο του SDR δεν μπορεί να βελτιστοποιηθεί σε ένα ευρύτερο πλαίσιο, ένα πλαίσιο δηλαδή που θα πάρει εξαρχής την τελική του μορφή, αλλά μάλλον σε ένα σχέδιο που εξελίσσεται συνεχώς σε αποτελεσματικό πρότυπο. Ως εκ τούτου αναμένεται ότι οι σχετικές με τα πρότυπα δραστηριότητες θα είναι κρίσιμες για την ενδεχόμενη εμφάνιση του SDR ως επικρατούσα αρχιτεκτονική και όλα τα είδη των καταναλωτικών προϊόντων προερχόμενα από τα multimedia, τις διαδικτυακές εφαρμογές και τα ψηφιακά πακέτα σε προσωπικά κινητά τερματικά, θα επηρεαστούν από το software radio [2].

1.2 Τι είναι το Software Radio

Το Software Radio απεικονίζει τη σύγκλιση δύο δυναμικά αναπτυσσόμενων τεχνολογικών δυνάμεων της δεκαετίας του '90, των ψηφιακών επικοινωνιών και την τεχνολογία λογισμικού [2] και προσωποποιεί την μέγιστη ευελιξία μέσω αυτής της εξέλιξης. Εν μέρει, το SDR είναι κάτι το ιδανικό που ίσως ποτέ να μην εφαρμοστεί πλήρως. Εντούτοις απλοποιεί και φωτίζει τις εναλλαγές στις ασύρματες αρχιτεκτονικές που επιδιώκουν να ισορροπήσουν τη συμβατότητα των διαφόρων προτύπων και την εισαγωγή νέας τεχνολογίας, καθώς και να βελτιώσει οικονομικά τις σημερινές ιδιαίτερα ανταγωνιστικές αγορές [3]. Το SDR προσφέρει στην ασύρματη βιομηχανία ένα εναλλακτικό όραμα όπου ο κάθε καταναλωτής θα έχει μια εξατομικευμένη συσκευή η οποία λειτουργεί παντού, στην οποία φορτώνονται άμεσα νέες υπηρεσίες και έχει τη δυνατότητα να προσαρμόζεται δυναμικά στο ασύρματο περιβάλλον, π.χ. στις συνθήκες διάδοσης, στους φορείς της εκάστοτε χώρας κ.λ.π. . Επιπλέον, οι διαχειριστές συστημάτων θα έχουν ασφαλή δίκτυα και θα επιτυγχάνουν σε εθνικό και παγκόσμιο επίπεδο τοπολογίες ανεξάρτητες από εναέριες διεπαφές π.χ. GSM και UMTS μαζί. Παράλληλα, οι κατασκευαστές θα έχουν μπροστά τους μία μαζικά προσαρμοσμένη αγορά με μια μόνο πλατφόρμα προϊόντων [2]. Τέτοια είναι για παράδειγμα το DSP (Digital Signal Processor) ή τα ASICs (Application-Specific Integrated Circuits), συγκεκριμένα δηλαδή κυκλωματικά στοιχεία που θα απαρτίζουν τα κυκλώματα του SDR και το μόνο που θα τους απασχολεί θα είναι η βελτίωση των επιδόσεών τους. Εκεί θα έγκειται και ο ανταγωνισμός τους. Όμως στην πραγματικότητα το SDR προσφέρει την ίδια στιγμή και πολύ περισσότερα και πολύ λιγότερα από αυτά [2]. Δηλαδή δυνατότητα προσαρμογής των αναγκών του χρήστη ακόμα και σε πρότυπα ή υπηρεσίες που δεν έχουν υπάρξει ακόμη ή κανείς δεν τις έχει σκεφτεί, με μία μόνο συσκευή.

Δεδομένου ότι η τεχνολογία επικοινωνιών συνεχίζει τη γρήγορη μετάβασή της από το αναλογικό στο ψηφιακό, όλο και περισσότερες λειτουργίες στα σύγχρονα ασύρματα επικοινωνιακά συστήματα υλοποιούνται σε λογισμικό, οδηγώντας προς το SDR. Ο όρος SDR σημαίνει ασύρματες λειτουργίες που καθορίζονται από το λογισμικό, δηλαδή τη δυνατότητα να καθοριστούν από το λογισμικό οι χαρακτηριστικές λειτουργίες μιας ασύρματης διεπαφής και υλοποιείται στον πομπό και τον δέκτη [6]. Τέτοιες

λειτουργίες είναι για παράδειγμα η αυτόματη επιλογή του είδους της διαμόρφωσης, αλλά και η ίδια η λειτουργία αυτής, η ενίσχυση, η δειγματοληψία και η συχνότητα αυτής, λειτουργίες δηλαδή που μέχρι τώρα γίνονται μόνο από το hardware, αλλά και λειτουργίες όπως επιλογή του φορέα, της υπηρεσίας (φωνή, WLAN κ.α.) που μέχρι τώρα δεν είχε τη δυνατότητα επιλογής ο χρήστης γι' αυτές. Ένα σύστημα ασύρματης επικοινωνίας με ενσωματωμένη τη λογική του SDR εμπεριέχει τη δυνατότητα να δημιουργηθεί μία ευέλικτη ασύρματη ζεύξη με δυναμικές δυνατότητες και ικανότητες, ελεγχόμενες από software, σε όλα τα επίπεδα της στοίβας των πρωτοκόλλων συμπεριλαμβανομένου και του φυσικού υποστρώματος, όπως είναι οι δυνατότητες πολλαπλής μπάντας (multiband) συχνοτήτων και πολλαπλού τρόπου (multimode) διαμόρφωσης . Μπορεί δηλαδή να λειτουργήσει μέσα σε οποιαδήποτε ζώνη RF και να χρησιμοποιήσει οποιοδήποτε τρόπο διαμορφωσης, ανάλογα με τις απαιτήσεις της σύγχρονης τεχνολογίας που θα καθορίζονται από τις εφαρμογές που θα επιθυμεί ο χρήστης (π.χ. 3G, διαδίκτυο κ.α.). Μ' αυτόν τον τρόπο δίνεται η δυνατότητα αληθινά νέων προσεγγίσεων στη διαχείριση φάσματος [3].



Σχήμα 1.2: Ένας δέκτης SDR.

Σ’ ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα που υιοθετεί την τεχνολογία του SDR, από τη μεριά του πομπού, οι κυματομορφές παράγονται ως ψηφιακά σήματα, που έχουν επιλεγεί και έχουν μετατραπεί από ψηφιακά σε αναλογικά μέσω ενός ευρείας ζώνης ψηφιοαναλογικού μετατροπέα (DAC) και έπειτα έχουν μετατοπιστεί από τις ενδιάμεσες συχνότητες (IF) σε ραδιοσυχνότητες (RF). Ο δέκτης συλλαμβάνει όλα τα κανάλια που απασχολούν το σύστημα επικοινωνίας στη βαθμίδα SDR (σχήμα 1.2). Περιλαμβάνει έναν ευρείας ζώνης μετατροπέα από αναλογικό σε ψηφιακό (ADC) και μετατοπίζει όλο το εύρος ζώνης στην IF βαθμίδα, χρησιμοποιώντας λογισμικό μέσω ενός επεξεργαστή γενικού σκοπού.

Ένα έξυπνο τερματικό μιας βαθμίδας SDR μπορεί να μετατρέψει μία IF μπάντα κάποιας υπηρεσίας σε ψηφιακή μορφή με έναν ευρείας ζώνης ADC, να δημιουργήσει κανάλια απομόνωσης με προγραμματιζόμενα ψηφιακά φίλτρα (διαυλοποίηση), ενώ διαθέτει και DSPs για αποδιαμόρφωση. Σε συνδυασμό με τον αντίστοιχο ευρείας ζώνης μετατροπέα από ψηφιακό σε αναλογικό (DAC) και τις επαναπρογραμματιζόμενες λειτουργίες για τη μετάβαση από την ενδιάμεση συχνότητα (IF) στη βασική ζώνη, αυτού του είδους η ραδιοζεύξη παρέχει τεράστιες δυνατότητες, στις εναέριες διεπαφές.

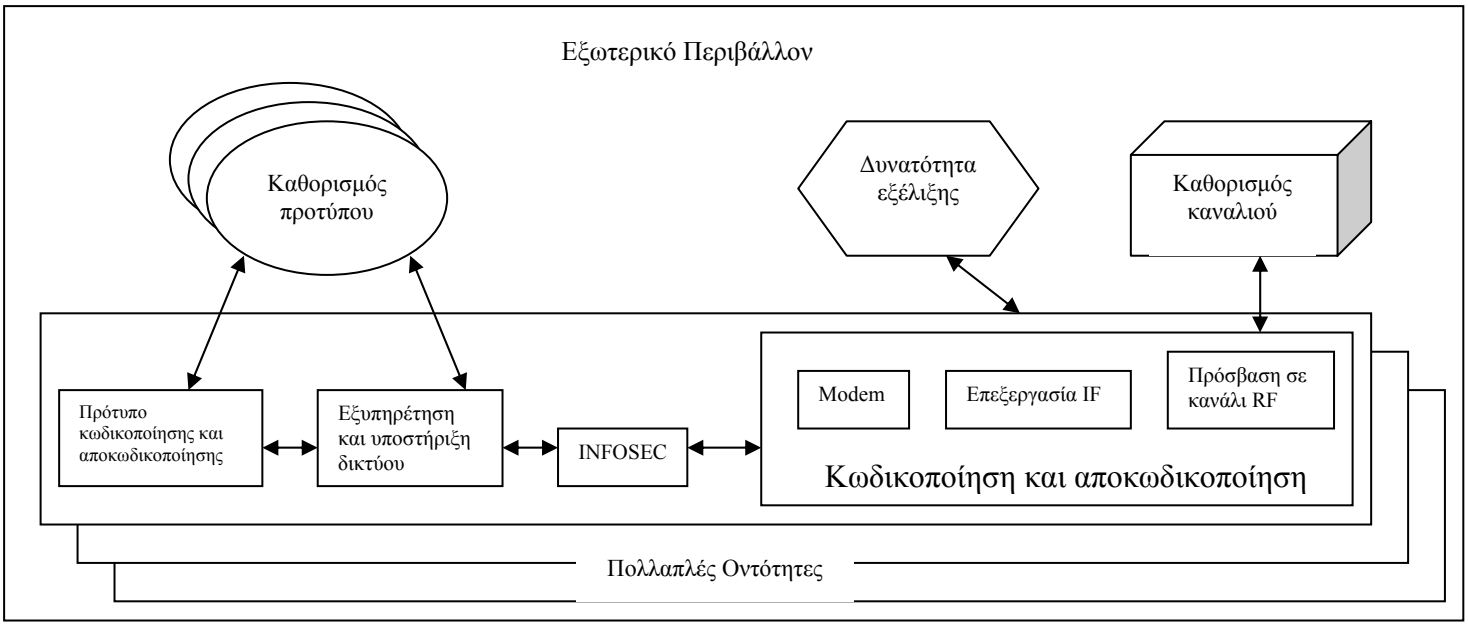
Τέτοιου είδους δυνατότητες προκύπτουν από το εύρος συχνοτήτων των τηλεπικοινωνιακών εφαρμογών, το δυναμικό εύρος για τον ADC και τον DAC, την ακρίβεια στο χρόνο και την ικανότητα επεξεργασίας από τον ψηφιακό επεξεργαστή.

Σήμερα η εξέλιξη προς τα πρακτικά SDR επιταχύνεται μέσω συνδυασμού διαφόρων τεχνικών. Αυτές, πέρα από όσα έχουν ήδη αναφερθεί παραπάνω, περιλαμβάνουν επίσης έξυπνες κεραίες, κεραίες δηλαδή που μπορούν να μεταβάλλουν το διάγραμμα ακτινοβολίας τους ανάλογα με την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος, πολλαπλής ζώνης (multiband) κεραίες, κεραίες δηλαδή που συντονίζονται όχι σε μία αλλά σε πολλές περιοχές συχνοτήτων και ευρείας ζώνης συσκευές RF, όπως φίλτρα που επιτρέπουν μεγάλο μέρος του φάσματος (εύρος ζώνης μεγαλύτερο από το 10% του φέροντος)[3]. Το προκύπτον SDR εν μέρει επεκτείνει την εξέλιξη του προγραμματίσημου hardware και αυξάνει την ευελιξία μέσω της αυξανόμενης προγραμματισιμότητας. Χρησιμοποιεί προγραμματίσημες ψηφιακές συσκευές προκειμένου να εκτελέσει την επεξεργασία σήματος που απαιτείται για να μεταδώσει και να λάβει τις πληροφορίες της βασικής ζώνης. Σ’ αυτήν την κατηγορία συσκευών

περιλαμβάνονται οι επεξεργαστές ψηφιακών σημάτων (DSPs) και (FPGAs). Επιπλέον οι μελέτες πάνω στο SDR χρησιμοποιούν τα οριζόμενα από εφαρμογές ολοκληρωμένα κυκλώματα (Application-Specific Integrated Circuits -ASICs), κυκλώματα δηλαδή συγκεκριμένου σκοπού. Αυτή η τεχνολογία προσφέρει οικονομικές λύσεις και ενδεχομένως μακροβιότερη χρήση προϊόντων, δεδομένου ότι το τερματικό μπορεί να αναβαθμιστεί πολύ αποτελεσματικά μέσω του λογισμικού [1]. Έτσι το hardware δεν θα χρειάζεται να αλλάζει τακτικά, αφού θα ικανοποιεί όλες τις ανάγκες, αυτές που υπάρχουν και αυτές που θα υπάρξουν, γι' αυτό και δεν χρειάζεται να ξοδεύονται άσκοπα χρήματα. Θα αλλάζει μόνο στην περίπτωση που θα χαλάσει.

Η υλοποίηση μίας πλήρως προγραμματίσιμης εναέριας διεπαφής απαιτεί την διευκρίνιση των μεθόδων φόρτωσης λογισμικού. Ειδικότερα για κινητές επικοινωνίες, όσον αφορά τον σταθμό βάσης η φόρτωση του λογισμικού κανονικά εκτελείται όταν μία νέα έκδοση λογισμικού εμφανίζεται. Όταν δηλαδή κάποια νέα υπηρεσία ή νέα εφαρμογή ή ακόμη και ένα νέο πρότυπο εμφανιστεί στην αγορά. Όπως ενδεχομένως γίνεται αντιληπτό, η ενημέρωση του λογισμικού στο σταθμό βάσης δεν γίνεται συχνά. Αντιθέτως περισσότερο κρίσιμη είναι η φόρτιση του λογισμικού από την πλευρά του κινητού τερματικού επειδή αυτό συμβαίνει συχνά με βάση την κινητικότητα του χρήστη και τις ανάγκες του (π.χ. ο χρήστης θέλει να αλλάξει εναέρια διεπαφή από GSM σε UMTS). Επίσης η φόρτωση του λογισμικού σε ένα κινητό τερματικό πρέπει να είναι όσο γρήγορη γίνεται, εύκολη στην κατανόηση και στην παρουσίαση και φυσικά χωρίς λάθη. Δύο μεθόδους της φόρτωσης του λογισμικού έχουν προταθεί: 1) Η έξυπνη κάρτα φορτώματος (π.χ. κάρτα SIM) 2) Φόρτωση εναέριας διεπαφής [6].

Ενδεικτικά το μοντέλο του Software radio υποστηρίζει, είτε στον σταθμό βάσης είτε στο τερματικό, τις λειτουργίες του παρακάτω σχήματος (σχήμα 1.3):



Σχήμα 1.3: Μοντέλο του Software radio.

Περιοχή συχνοτήτων και τρόπος λειτουργίας υλοποιούνται μέσω ευέλικτου λογισμικού. Υπάρχουν οι λεγόμενες οντότητες που αντιστοιχούν σε κάθε μία εφαρμογή ή υπηρεσία που επιθυμεί ο χρήστης και το λογισμικό προσαρμόζεται στην υλοποίηση της κάθε οντότητας, της εκάστοτε δηλαδή εφαρμογής.

Πιο συγκεκριμένα στο παραπάνω σχήμα γίνεται μία περιγραφή του μοντέλου με ένα αντικειμενοστραφές ανάλογο, όπου κάθε ένα λειτουργικό κουτί αντιστοιχεί σε μία βιβλιοθήκη κλάσεων που επιτελούν μία άλλη εκδοχή του τμήματος στο οποίο αναφέρονται, π.χ. μια βιβλιοθήκη αντιστοιχεί στο τμήμα της διαμόρφωσης και μια κλάση είναι οι PSK διαμορφώσεις, η οποία δέχεται διάφορες εισόδους στις παραμέτρους της ώστε να επιλεγεί μία εκδοχή της PSK, όπως είναι η BPSK διαμόρφωση. Οποιεσδήποτε από τις λειτουργίες του σχήματος μπορεί να είναι ανενεργές σε μία συγκεκριμένη υλοποίηση. Για παράδειγμα σε μία απλή χρήση κινητού τηλεφώνου, με την υπάρχουσα τεχνολογία, το πρότυπο που θα καθοριζόταν θα ήταν το GSM. Το κανάλι θα ρυθμιζόταν στην περιοχή των 900 MHz στην RF, ενώ με βάση το πρότυπο θα ρυθμιζόταν το πλήθος και οι τιμές των ενδιάμεσων συχνοτήτων στην IF βαθμίδα. Από αυτές θα επιλεγόταν και η συχνότητα για τον ADC αν πρόκειται για λειτουργία δέκτη (το Modem στο σχήμα 1.3). Το GSM καθορίζει πλήρως και το είδος της κωδικοποίησης (αποκωδικοποίησης) του καναλιού και βέβαια το είδος της διαμόρωσης. Η κωδικοποίηση και αποκωδικοποίηση

που έχει σχέση με την ασφάλεια και την αναγνώριση της ταυτότητας του χρήστη, καθώς επίσης και η εξυπηρέτηση και η υποστήριξη του δικτύου που έχουν σχέση και με τον φορέα, αφορούν υψηλότερα επίπεδα στη στοίβα OSI των πρωτοκόλλων. Μία άλλη οντότητα θα μπορούσε να είναι για παράδειγμα, μια υπηρεσία διαδικτύου (Internet) ενός κινητού τρίτης γενιάς. Βέβαια θα υπάρχει πάντα η δυνατότητα εξέλιξης, με την προσθήκη νέων οντοτήτων, όταν όμως προκύπτουν. Το παραπάνω διάγραμμα αναπαριστά μία εξέλιξη του πλαισίου του Software radio από την ιδανική ακαδημαϊκή αφηρημένη έννοια σε ένα πλαίσιο με πρακτικές υλοποιήσεις [5].

Η τεχνολογία SDR θα ασκήσει σίγουρα πολύ μεγάλη επίδραση στην ασύρματη βιομηχανία εάν κατορθώσει να πετύχει μια δημιουργική σύνθεση των υπαρχόντων ασύρματων τεχνολογιών και προτύπων. Η αρχιτεκτονική του SDR ενδέχεται μελλοντικά να αποτελέσει πρότυπο ασύρματης υποδομής ενάντια στα γρήγορα εξελισσόμενα πρότυπα εναέριων διεπαφών. Επιπλέον, οι σύγχρονες εκδόσεις, όπως πρότυπα ευρείας ζώνης (3G), θα ενσωματώνουν και πρότυπα του παρελθόντος όπως 1G και 2G (π.χ. GSM). Το Software radio αναμένεται να είναι επίσης το επόμενο σημαντικό βήμα προς τα εμπρός στις κινητές και ασύρματες επικοινωνίες, αφού από πολλούς θεωρείται ως ουσιαστικό συστατικό του μέλλοντος για τρίτης (3G) και τέταρτης (4G) γενεάς συστήματα κινητής επικοινωνίας. Δεδομένου ότι οι τεχνικές που απαιτούνται για το Software radio αναπτύσσονται γρήγορα, είναι κρίσιμη μία αναλυτική εργασία πάνω στις απαιτήσεις των χρηστών. Οι τελευταίες πρέπει να γίνουν κατανοητές σε αρχικό στάδιο, όχι μόνο σε επίπεδο τελικών χρηστών, αλλά και όσον αφορά όλους τους παράγοντες των συστημάτων που συμμετέχουν, όπως οι κατασκευαστές, οι χειριστές δικτύων και οι φορείς παροχής υπηρεσιών [2].

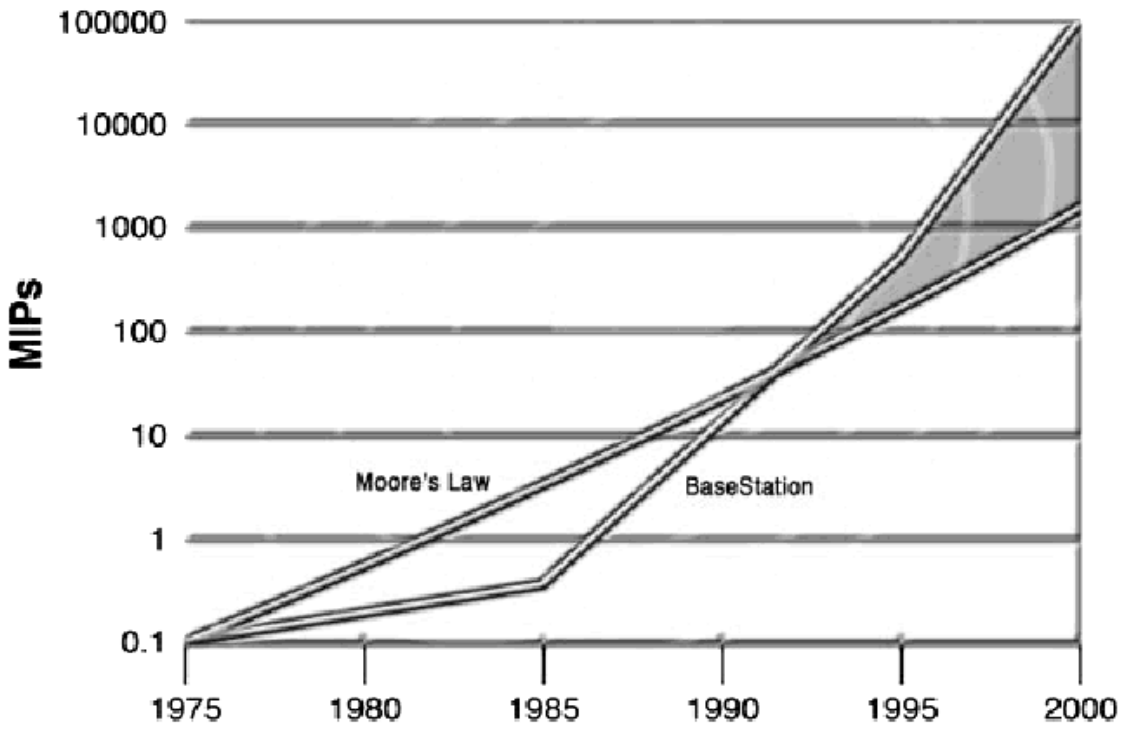
1.3 Τι εξυπηρετεί – Πλεονεκτήματα

Στο σημείο αυτό είναι σκόπιμο να παραθέσουμε και να εμπλουτίσουμε ορισμένα χαρακτηριστικά του SDR που αναφέραμε και παραπάνω, αναλύοντάς τα περισσότερο. Ο λόγος που τα αναφέρουμε ξανά στο σημείο αυτό είναι γιατί τα χαρακτηριστική του SDR, τα στοιχεία δηλαδή που περιγράφουν την ιδέα και τον τρόπο υλοποίησής του, ταυτίζονται με τα πλεονεκτήματα που αυτό έχει, αφού ουσιαστικά είναι αυτά που έχει να προσφέρει ως κάτι καινούριο και ταυτόχρονα είναι οι λόγοι που το γέννησαν και τείνουν να το αναδείξουν.

Παρά την πρόοδο της τεχνολογίας η οποία έχει οδηγήσει σε νέες δυνατότητες και στην επέκταση των εφαρμογών των επικοινωνιών, εντούτοις έχει εμφανιστεί στο προσκήνιο μία σειρά από σημαντικά πρόβλημα που αναπαριστούν κατά κάποιο τρόπο τον παλμό της αγοράς και την αγωνία τόσο των διαχειριστών και των κατασκευαστών όσο και των ίδιων των χρηστών [3].

Ένα τέτοιο πρόβλημα, για παράδειγμα, εντοπίζεται στις αλλαγές των πρωτοκόλλων οι οποίες είναι πολύ γρήγορες, γρηγορότερες απ' ότι παλαιότερα, ιδιαίτερα εάν έχει μεσολαβήσει μια περίοδος ανεπαρκής για την απόσβεση των δαπανών που αφορούν τον εξοπλισμό παλαιότερων συστημάτων. Ένα άλλο πρόβλημα αφορά τις προβλέψεις, που σχετίζονται με τις απαιτήσεις στην τηλεπικοινωνιακή κίνηση. Μόνο οι απαιτήσεις που δημιουργούνται από το διαδίκτυο, πρόκειται να αυξηθούν από 10 έως 25 φορές στο άμεσο μέλλον, σύμφωνα με τους ειδικούς. Προσθέστε σε αυτό την αυξανόμενη κίνηση για τα ασύρματα πρωτόκολλα ραδιοφωνικής μετάδοσης και επικοινωνιών (π.χ. Digital Broadcast Audio (DBA) και Digital Broadcast Video (DBV)). Προκειμένου να μεταφερθούν αυτά τα δεδομένα, ένα κρίσιμο πρόβλημα γίνεται αμέσως προφανές: υπάρχει μόνο ένα σταθερό εύρος φάσματος διαθέσιμο. Για να αυξηθεί η φασματική αποδοτικότητα (bit/second/hertz) είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθούν όλο και περισσότερο περίπλοκοι αλγόριθμοι επεξεργασίας σήματος. Ο νόμος του Moore προβλέπει ότι κάθε 18 μήνες, ο αριθμός των τρανζίστορ που μπορεί να ενσωματωθεί σε ένα τετραγωνικό εκατοστόμετρο του πυριτίου διπλασιάζεται περίπου. Εντούτοις, εάν σχεδιάζουμε τις απαιτήσεις των προτύπων αιχμής MIPS (million instructions per set) για ραδιοφωνική μετάδοση και επικοινωνίες κατά τη διάρκεια του χρόνου (σχήμα 1.4),

διαπιστώνουμε ότι για σύγχρονα MIPS, ο πραγματικός αριθμός υπερβαίνει αυτού που προκύπτει από αυτόν τον νόμο, καθιστώντας τις λύσεις καθαρού λογισμικού στους υπάρχοντες επεξεργαστές ψηφιακών σημάτων (DSPs) όλο και περισσότερο ανέφικτες. Οι πραγματικές εφαρμογές πρέπει να στηριχθούν στους επιταχυντές υλικού που λειτουργούν από κοινού με έναν προγραμματίσημο πυρήνα DSP ή, συχνότερα, με ένα ειδικό ολοκληρωμένο κύκλωμα (ASIC) [2].



Σχήμα 1.4: Ο νόμος του Moore και η απόκλιση από αυτόν.

Τέτοιου είδους βασικά προβλήματα υπόσχεται να λύσει το SDR, για μελλοντικά συστήματα και επόμενες γενιές κινητών επικοινωνιών. Το Software defined radio υποστηρίζει την προσφορά νέων χαρακτηριστικών γνωρισμάτων και υπηρεσιών με την παροχή μιας δυναμικής πλατφόρμας που μπορεί να προσφέρει την ευελιξία πάνω στις εφαρμογές και τις υπηρεσίες σε συνδυασμό με τη διαφάνεια της υπάρχουσας τεχνολογίας εναέριων διεπαφών. Ταυτόχρονα, το Software radio είναι μια λύση που μπορεί να ενεργήσει ως ενοποιητική δύναμη στις ανόμοιες τεχνολογίες και μπορεί να αφαιρέσει

την αβεβαιότητα που διακατέχει την απόφαση για επέκταση κάποιας ιδιαίτερης τεχνολογίας. Δεδομένου ότι το SDR γίνεται μια κυρίαρχη βασική τεχνολογία, η επιλογή οποιωνδήποτε ιδιαίτερων προτύπων γίνεται πιο απλή. Το Software defined radio μπορεί να μετριάσει το αρνητικό αντίκτυπο των πολλαπλών προτύπων και να παρέχει σε όλους, τελικούς χρήστες και ενδιάμεσους φορείς, διαφάνεια και ομοιομορφία στην τεχνολογία. Έτσι με αυτόν τον τρόπο διευρύνεται αποτελεσματικά η βάση των τεχνολογιών που μπορούν να υποστηριχτούν [2].

Το SDR είναι μια γρήγορα εξελισσόμενη τεχνολογία που παρέχει έναν αποδοτικό και συγκριτικά ανέξοδο μηχανισμό για την παραγωγή ασύρματων ευέλικτων συσκευών με δυνατότητες υλοποίησης πολλών ειδών διαμόρφωσης (multimode), χρησιμοποίησης πολλών και μεγάλων περιοχών συχνοτήτων (multiband) και υλοποίησης πολλαπλών λειτουργιών (multifunctional) για την κάλυψη πολλών αναγκών (φωνή, δεδομένα, εικόνα … ή GSM, UMTS, WLAN, DIB …) (σχήμα 1.2), οι οποίες μάλιστα μπορούν να βελτιωθούν χρησιμοποιώντας τις αναβαθμίσεις του λογισμικού. Για παράδειγμα, ένα σημαντικό πλεονέκτημα του χαρακτηριστικού των πολλών φερόντων (multicarrier) του SDR είναι ότι μια σειρά από ενισχυτές χαμηλού θορύβου, ξεχωριστοί για κάθε φέρον, μπορεί να αντικατασταθεί από μια (multicarrier) μονάδα πολλών φερόντων που λαμβάνει σαφώς λιγότερο χώρο, καταναλώνει λιγότερη ισχύ και κοστίζει λιγότερο, ενώ μεγαλώνει περισσότερο η διάρκεια ζωής της [1].

Το SDR, ακόμη, επιτρέπει την εύκαμπτη λειτουργία σε μία σειρά από υπάρχουσες υπηρεσίες φωνής και δεδομένων και σε άλλες τέτοιου είδους υπηρεσίες προχωρημένης τεχνολογίας μαζί με τη δυνατότητα να προσαρμόζεται σε αυτές καθώς αναπτύσσονται και προωθούνται, δίνοντας λύσεις κατά συνέπεια σε πολλά από τα ζητήματα που αντιμετωπίζονται στην ασύρματη βιομηχανία. Μπορεί να προσφέρει νέες δυνατότητες σε οποιονδήποτε παράγοντα εμπλέκεται στην αγορά των τηλεπικοινωνιών: κατασκευαστές, διαχειριστές και χρήστες.

Μία περιγραφή των βασικών αναγκών του τελικού χρήστη μπορεί να είναι η ακόλουθη: α) χρησιμοποιεί διάφορα είδη πολυμέσων στην εργασία και στο σπίτι, β) κινείται μεταξύ διαφορετικών χωρών, γ) στηρίζεται στο διαδίκτυο και χρησιμοποιεί τη φόρτωση του λογισμικού σε PC ή άλλη συσκευή, δ) χρησιμοποιεί τη συσκευή αυτή σε κτήρια, σε αυτοκίνητα, στις δημόσιες συγκοινωνίες ή/ και περπατώντας. Οι υπηρεσίες

του ενδιαφέροντός του θα ήταν ένα μίγμα ήχου, κειμένου και πολυμέσων, το οποίο και είναι συνήθως ασύμμετρο, ως προς τον όγκο των διαχειριζόμενων πληροφοριών, καθώς επίσης και ως προς τις διαφορετικές τεχνικές downloading και uploading. Είναι ενδιαφερόμενος για την υψηλού επιπέδου εξατομίκευση της συσκευής του τηλεφώνου του και τις υπηρεσίες που αυτό παρέχει [2] (σχήμα 1.1). Πρέπει στο σημείο αυτό να τονιστεί ότι οι απαιτήσεις πολυμέσων για τον υπολογιστή γραφείου και τους ασύρματους προσωπικούς ψηφιακούς βοηθούς (PDAs) συνεχίζουν να ασκούν πίεση στα τμήματα των συσκευών στα οποία βασίζεται μια ασύρματη ζεύξη (σύνολα από τσιπ) και στην κατανάλωση ισχύος τέτοιων τμημάτων. Αυτή η τάση θα ωθήσει την τεχνολογία του software radio από το σταθμό βάσης στο κινητό τερματικό [3]. Το κινητό τερματικό δηλαδή θα αναλάβει να διεκπεραιώνει τις περισσότερες από τις λειτουργίες για τις οποίες είναι τώρα υπεύθυνος ο σταθμός βάσης.

Για το SDR το επίκεντρο είναι ο χρήστης. Τα πλεονεκτήματα για τους χρήστες ξεκινούν από τη δυνατότητα να ικανοποιούν τις επικοινωνίες τους μετακινούμενοι και σε άλλα κυψελωτά συστήματα πέρα από αυτό τους παρέχει μία εταιρεία σε μία συγκεκριμένη χώρα και να εκμεταλλεύονται την παγκόσμια κινητικότητα και κάλυψη. Έτσι μία υπηρεσία ή μια ανάγκη κάποιου χρήστη μπορεί να ικανοποιηθεί αν τουλάχιστον ένα κυψελωτό δίκτυο καλύπτει την συγκεκριμένη περιοχή. Επιπλέον υπάρχει η δυνατότητα επιλογής του καταλληλότερου δικτύου μεταξύ των διαθέσιμων, στη δική του ή σε μια ξένη χώρα, για να ικανοποιήσουν τις προτιμήσεις του, εξετάζοντας τις δαπάνες, την ποιότητα, τις προσφερόμενες εφαρμογές και τις παρεχόμενες υπηρεσίες. Έτσι θα είναι πάντα εύκολο για το χρήστη να επιλέξει το καλύτερο γι΄ αυτόν δίκτυο χωρίς να χρειαστεί αλλαγή του τερματικού του. Ως παράδειγμα μπορεί κανείς να φανταστεί τον αέρα σαν ένα super market που, για τις επόμενες ώρες, μια συγκεκριμένη μάρκα προϊόντος θα πουλάει φθηνότερα το προϊόν της από τις άλλες ανταγωνίστριες μάρκες (π.χ. τα SMS είναι δωρεάν για την επόμενη ώρα). Όλα αυτά ισχύουν από τη στιγμή που υπάρχει πλήρης συμβατότητα και διαφανής διαλειτουργικότητα μεταξύ των πολλών διαφορετικών προτύπων επικοινωνίας. Δεν χρειάζεται δηλαδή να υπάρχει συμβατότητα μεταξύ των προτύπων που θα επιθυμούσε ο πελάτης να θέσει σε χρήση μέσω του κινητού του ή όποιας άλλης συσκευής. Με άλλα λόγια, οι χρήστες μπορούν να 'δίνουν μορφή' στα τερματικά τους ανάλογα με τις προτιμήσεις τους, αυξάνοντας την

εξατομίκευσή τους και τις επιλογές τους [2]. Μπορούν να απολαμβάνουν τα βελτιστοποιημένα χαρακτηριστικά της ασύρματης μετάδοσης σύμφωνα με το περιβάλλον, δηλαδή καλύτερη απόδοση με κριτήρια τις απαιτήσεις σε υπηρεσίες και την κυκλοφορία στο εκάστοτε δίκτυο. Ο χρήστης έχει τη δυνατότητα της φόρτωσης "από τον αέρα" των προγραμμάτων εφαρμογών, όταν και όπως ζητηθεί από τον ίδιο [2]. Ήδη είναι κύριος ενός τηλεφώνου GSM υψηλών ρυθμών μετάδοσης με την ικανότητα WAP.

Τέλος το SDR προσθέτει σε όλα αυτά μεγάλη ασφάλεια δίνοντας στο χρήστη μία αίσθηση σιγουριάς και ικανοποίησης [2]. Ενδεικτικά μπορούμε να αναφέρουμε ότι για τις ανάγκες του στρατού κάτι τέτοιο μπορεί να αποβεί ιδιαίτερα χρήσιμο λαμβάνοντας υπόψιν τη σημασία κρατικών ΄μυστικών'. Παρ' όλ' αυτά ο οποιοσδήποτε θα έδειχνε εμπιστοσύνη στο SDR αν ήξερε ότι οι επικοινωνίες του είναι πραγματικά προσωπικές.

Όσον αφορά τους διαχειριστές, η εμφάνιση του SDR δίνει τη δυνατότητα να επικεντρωθούν οι προσπάθειες πάνω στη μείωση του hardware, δηλαδή του συνόλου από πλατφόρμες που το αποτελούν, κάνοντάς το εφαρμόσιμο και επομένως χρήσιμο σε οποιοδήποτε κυψελωτό σύστημα και οποιαδήποτε αγορά όχι μόνο σε τοπική, αλλά και σε διεθνή βάση. Ως εκ τούτου η μαζική παραγωγή θα επιτρέψει μειωμένα κόστη. Ένα άλλο συγγενές πλεονέκτημα θα μπορούσε να είναι η πιθανότητα να βελτιωθεί το software όσον αφορά τα επιτυχή του βήματα και τη διόρθωση λαθών και bugs που ανακαλύπτονται κατά τη διάρκεια μιας λειτουργίας. Αυτό είναι προφανές αν αναλογιστεί κανείς ότι με λιγοστές πλατφόρμες hardware, θα συσσωρεύεται η εμπειρία των παλαιών λαθών του software, αφού θα στηρίζεται στο ίδιο ή σε παρόμοιο υλικό (hardware).

Επίσης, οι διαχειριστές θα έχουν τη δυνατότητα να βρίσκουν γρήγορα νέες υπηρεσίες προσαρμοσμένες στις ανάγκες κάθε χρήστη οι οποίες θα διαφοροποιούνται από αυτές άλλων διαχειριστών. Με το ίδιο τερματικό θα είναι πιθανό να εξασφαλίζουν όλες τις υπηρεσίες ακόμα και αν αυτές υποστηρίζονται από διαφορετικά επικοινωνιακά πρότυπα. Έτσι υπάρχει και η πιθανότητα να υλοποιηθούν σταθμοί βάσης πολλαπλών προτύπων. Ουσιαστικά για τους χειριστές δικτύων κινητών επικοινωνιών, λόγω του SDR εξασφαλίζεται η δυνατότητα να αναπτυχθούν γρήγορα και να εισαχθούν νέες, εξατομικευμένες και προσαρμόσιμες υπηρεσίες, εργαλεία για την αυξανόμενη διατήρηση πελατών, νέες υπηρεσίες που θα αποφέρουν μεγάλα κέρδη και όλα αυτά σε συνδυασμό με τη μείωση στις δαπάνες της εξέλιξης και της επέκτασης των δικτύων και την

αυξανόμενη ευελιξία της διαχείρισης και της χρήσης φάσματος. Πράγματι, για τους διαχειριστές υπάρχει πλέον η προοπτική της αυξανόμενης αποδοτικότητας χρήσης φάσματος, καλύτερη δηλαδή χρήση ενός τόσο περιορισμένου πόρου [2]. Η τεχνολογία του Software radio προσφέρει εργαλεία για αυτόν τον σπαταλημένο πόρο των ραδιοσυχνοτήτων μέσω της προσαρμοστικής διαχείρισης φάσματος (ASM) [2].

Το Software defined radio επιτρέπει τόσο στους νεοεισερχόμενους όσο και στους επιβεβλημένους, από παλιά, προμηθευτές να προσθέσουν ένα ή περισσότερα πρότυπα σε οποιαδήποτε άλλα πρότυπα διεπαφών αέρα που μπορούν ήδη να υποστηρίξουν. Ταυτόχρονα παρέχει έναν τρόπο να μπορούν να αυξήσουν και τον αριθμό των συνδυασμών αυτών μεταξύ τους, προκειμένου να υποστηρίξουν πολλές υπηρεσίες και εφαρμογές που απαιτούν μέσω των συσκευών τους οι χρήστες. Για παράδειγμα για μια υπηρεσία χρειάζεται να συνδυαστούν πολλά πρότυπα. Με την δυνατότητα μιας εύκαμπτης και εξελικτικής πορείας από 2G σε 3G, το SDR έχει παραδείγματος χάριν τη δυνατότητα να διευρύνει το πλήθος των χρηστών και να επιταχύνει τη γενική αποδοχή των προτύπων 3G [2].

Τέλος το SDR προσφέρει στους διαχειριστές σημαντικά μέσα για τη διαφοροποίηση υπηρεσιών και την εισαγωγή νέων πηγών εσόδων, έχοντας θέσει μια σαφή κατεύθυνση για μεγάλη εμπορική εκμετάλλευση. Διάφορες τεχνικές φόρτωσης λογισμικού μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να παρέχουν γρήγορη εισαγωγή των νέων υπηρεσιών, των εύκαμπτων και διαλογικών εξατομικευμένων υπηρεσιών των συνδρομητών και γρήγορη προσαρμογή για τους διαχειριστές διεπαφών τηλεφώνων. Κινούμενοι προς τα κάτω στη λίστα πρωτοκόλλων, οι δυναμικές αυξήσεις του αριθμού χρήσης φέρουσων συχνοτήτων και αυξήσεις του ζητούμενου εύρους ζώνης, μπορούν να προβλεφθούν μέχρι τελικά να είναι ακόμη και δυνατός ο επανασχηματισμός εναέριων διεπαφών για εφαρμογές πραγματικού χρόνου όπως αυτές της επικοινωνίας μέσω φωνής ή και εικόνας (3G). Τέτοιος επανασχηματισμός ασύρματων διεπαφών θα μπορούσε τελικά να επιτρέψει σημαντικές νέες εφαρμογές [2].

Όσον αφορά τους κατασκευαστές συσκευών τηλεφώνων και σταθμών βάσης το Software radio υπόσχεται α) νέα οικονομικά μεγέθη, β) την αυξανόμενη ευελιξία παραγωγής καθώς επίσης και γ) τη βελτίωση και γρηγορότερη εξέλιξη των προϊόντων. Έτσι τα προϊόντα σταθμών βάσεων του Software radio προσφέρουν τη δυνατότητα για

την εξέλιξη δικτύων όπως για παράδειγμα από το GSM στο UMTS, όπου υπάρχει η απαίτηση για την προς τα πίσω-συμβατότητα και προλαμβάνεται η ανάγκη για τις διπλά τυποποιημένες συσκευές τηλεφώνων [2]. Σε ένα άλλο παράδειγμα, το Software radio παράγει την ευκαιρία να αποσβεστούν οι δαπάνες όπως του απλού τηλεφώνου, του τηλεοπτικού συστήματος υπολογιστών τηλε-συνεδριάσεων γραφείου των WLAN ή και άλλων εφαρμογών, τοποθετώντας όλα αυτά σε μια ενιαία προσαρμόσιμη υποδομή η οποία μπορεί να παρέχει και τα οικονομικά οφέλη που απαιτούνται για να ωθήσουν και τις τρεις τεχνολογίες προς τα εμπρός [3].

Επίσης η τεχνολογία του Software radio αυξάνει την διάρκεια ζωής του hardware (σταθμού βάσης και τερματικού του χρήστη), μειώνοντας το οικονομικό ρίσκο των επενδύσεων για έρευνα διαφόρων ιδεών, μη εφαρμοσμένων από πριν στην πράξη. Ο επαναπρογραμματισμός του συστήματος επιτρέπει την επαναχρησιμοποίηση του hardware μέχρις ότου μία νέα γενιά από πλατφόρμες hardware είναι διαθέσιμη. Αυτό δεν σημαίνει ότι η διάρκεια ζωής των τερματικών των χρηστών αυξάνεται αόριστα, αλλά όπως στην αγορά των υπολογιστών, περισσότερο ισχυροί υπολογιστές είναι απαραίτητο να τρέξουν όλο και περισσότερο ισχυρά προγράμματα. Το ίδιο φαινόμενο είναι πιθανόν να εμφανιστεί και στα κινητά τερματικά στο κοντινό μέλλον.

Οι αρχιτεκτονικές του software radio έχουν αναπτυχθεί και για δίκτυα από σημείο σε σημείο και συγγενή χαοτικά ισοδύναμα δίκτυα (π.χ. δίκτυα εύρους ζώνης που αντιστοιχεί σε πολίτες και κινητά δίκτυα push-to-talk ασύρματης ζεύξης στρατού) συμβάλλοντας στην όλο και περισσότερο ιεράρχηση των δομών τους και βελτιώνοντας έτσι την ποιότητα των υπηρεσιών που αυτά παρέχουν. Επί προσθέτως οι ρυθμοί δεδομένων στα κανάλια συνεχίζουν να αυξάνονται λόγω πολυπλεξίας και διασποράς φάσματος. Σε μία πολλαπλής ιεραρχίας εφαρμογή, μία απλή ασύρματη μονάδα, συμμετέχει σε περισσότερες από μία ιεραρχίες δικτύου. Ένα τερματικό του software radio π.χ. μπορεί να λειτουργεί σε ένα δίκτυο GSM, ένα δίκτυο AMPS και ένα μελλοντικό κινητό δορυφορικό δίκτυο. Η πολλαπλού φάσματος (multiband) και πολλαπλού τρόπου (multimode) ασύρματη επικοινωνία σε στρατιωτικές εφαρμογές όπως επίσης και στα μελλοντικά προσωπικά συστήματα επικοινωνιών (PCS) τα οποία ολοκληρώνουν με πλήρη συμβατότητα υπηρεσίες πολυμέσων διαμέσου τέτοιων

διαφορετικών τρόπων προσπέλασης, αναπαριστούν αυτή την πλευρά της προσφοράς της εξέλιξης του SDR [4].

Συγκεκριμένα, μελλοντικά πλήρως συμβατά δίκτυα πολυμέσων θα απαιτούν τερματικά ασύρματων ζεύξεων και σταθμών βάσης με εύστροφες – ευκίνητες RF ζώνες συχνοτήτων, κανάλια πολλαπλών τρόπων προσπέλασης, μεγάλους ρυθμούς δεδομένων πληροφορίας, μικρούς ρυθμούς σφαλμάτων bits (BERs), μικρή ισχύ και φυσικά όλα αυτά στα πλαίσια της καλής λειτουργικότητας. Το software radio έρχεται να αυξήσει την ποιότητα τέτοιου είδους παροχών μέσω αυτής της ευκινησίας που το διακρίνει. Την ίδια στιγμή οι αρχιτεκτονικές του απλοποιούν τις συνιστώσες του hardware, επιβάλλοντας λιγότερες αλλαγές και προβάλλουν νέους τρόπους διαχείρισης της πολυπλοκότητας των προτύπων που συνέχεια έρχονται στην επιφάνεια [4].

Σε μια προχωρημένη εφαρμογή, ένας πομπός, που ενσωματώνει το software radio, δεν μεταδίδει απλώς, αλλά επισημαίνει τα διαθέσιμα κανάλια μετάδοσης, βολιδοσκοπεί την διασπορά του μονοπατιού, σχεδιάζει ένα κατάλληλο κανάλι διαμόρφωσης, κατευθύνει ηλεκτρονικά την δέσμη του ραδιοσήματος που εκπέμπει στην σωστή κατεύθυνση, επιλέγει το κατάλληλο επίπεδο ισχύος και τότε μεταδίδει. Επίσης σε μία προχωρημένη εφαρμογή, ένας δέκτης, που ενσωματώνει το software radio, δεν λαμβάνει απλώς, αλλά εντοπίζει τον τρόπο με τον οποίο διανέμεται η ενέργεια στο κανάλι και σε γειτονικά κανάλια, αναγνωρίζει το είδος της διαμόρφωσης (mode) της εισερχόμενης μετάδοσης, προσαρμόζεται ώστε να ακυρώνει παρεμβολές άλλων μεταδόσεων, εκτιμά τις δυναμικές ιδιότητες του επιθυμητού σήματος πολλαπλής διαδρομής, συνθέτει συμφασικά το επιθυμητό σήμα πολλαπλής διαδρομής, εξισώνοντας προσαρμοστικά το σύνολο των λαμβανόμενων συνιστωσών του, αποκωδικοποιεί περίπλοκα το κανάλι διαμόρφωσης και τότε διορθώνει υπολειμματικά λάθη μέσω του προβλεπτικού ελέγχου λαθών (FEC) για να λάβει το σήμα με τον χαμηλότερο πιθανό ρυθμό λάθους ανά bit (BER) [4].

Γενικά λοιπόν, θα μπορούσε να πει κανείς ότι το Software defined radio παρέχει τα μέσα για να υποστηριχθεί ένας ρευστός και δυναμικός συνδυασμός κυψελοειδών ζωνών σύμφωνα με τις ανάγκες μιας συγκεκριμένης γεωγραφικής περιοχής, μιας υπηρεσίας, ενός προμηθευτή ή ενός τελικού χρήστη. Αυτοί οι συνδυασμοί δεν είναι συχνά γνωστοί εκ των προτέρων και η παραδοσιακή προσέγγιση αποκλείει τις εύκολες ή

οικονομικά αποδεκτές λύσεις. Περιλαμβάνει τη δυνατότητα να αναπτυχθούν νέα χαρακτηριστικά γνωρίσματα και ικανότητες για να ικανοποιηθούν εξολοκλήρου περιπλοκότερα αιτήματα τόσο των επιχειρήσεων όσο και των καταναλωτών ασύρματων προϊόντων [2]. Μια ενδιαφέρουσα ερώτηση, και από τεχνική και από επιχειρησιακή σκοπιά, είναι εάν τα οφέλη του SDR και της τρέχουσας αναταραχής της αγοράς στις ασύρματες επικοινωνίες που αυτό προκαλεί, μπορούν πράγματι να οδηγήσουν στην εμφάνιση των υπηρεσιών και του εξοπλισμού που είναι βασισμένα στο SDR ως κυρίαρχο σχέδιο σε όλη την ασύρματη βιομηχανία [2].

1.4 Εφαρμογές

Όπως σημειώνεται και ανωτέρω, το software radio γεννήθηκε από τις απαιτήσεις των στρατιωτικών επικοινωνιών, και πιο συγκεκριμένα η δημιουργία και τα πρώτα στάδια εξέλιξής του έγιναν από το στρατό της Αμερικής. Ακολούθησε μια συνεχόμενη αλληλεπίδραση μεταξύ των στρατιωτικών και εμπορικών εφαρμογών, η οποία διαδραμάτισε ένα σημαντικό ρόλο στην πρόοδο της τεχνολογίας SDR.

Οι στρατιωτικές επικοινωνίες, τόσο σε συνθήκες πολέμου, όσο και σε συνθήκες ειρήνης απαιτείται να αντεπεξέλθουν σε γρήγορα μεταβαλλόμενα σενάρια, που προκαλούν την ανάγκη επικοινωνίας σε διαφορετικούς χρόνους, με συνδέσεις επικοινωνίας που μπορούν να έχουν διαφορετικές κυματομορφές, πρωτόκολλα και φάσματα συχνότητας. Όλα αυτά καταδεικνύουν ότι οι στρατιωτικές επικοινωνίες απαιτούν υψηλά επίπεδα διαλειτουργικότητας και ασφάλειας πληροφοριών. Αυτές οι απαιτήσεις μπορούν να καλυφθούν με εφαρμογές SDR αφού ως γνωστόν έχει τη δυνατότητα να διαχειρίζεται μεγάλο αριθμό διαφορετικών προτύπων ενώ παράλληλα είναι σε θέση να έχει πρόσβαση σε πολλά τυποποιημένα δίκτυα και να υλοποιεί περίπλοκα σχέδια περιορισμού πρόσβασης στους διαύλους επικοινωνίας. Από τις πρώτες στρατιωτικές εφαρμογές του SDR, που δημιουργήθηκε για τις τηλεπικοινωνιακές ανάγκες του αμερικάνικου στρατού, ήταν το SPEAKeasy από την DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency). Στη Φινλανδία επίσης αναπτύσσεται ένα στρατιωτικό SDR project για την υποστήριξη απαιτήσεων για κινητικότητα, ικανότητες

εντοπισμού, διαλειτουργικότητα μεταξύ των εθνικών και διεθνών αστικών αρχών, ανάπτυξη διαδικασιών στο εχθρικό ηλεκτρομαγνητικό περιβάλλον και χρήση των εμπορικών συστατικών και των προτύπων. Η εφαρμογή μιας πλατφόρμας SDR είναι εγγύηση για εύκολες αναβαθμίσεις του συστήματος και της συμβατότητας μεταξύ των διαφορετικών ραδιο-συστημάτων και αναμένεται να χρησιμοποιηθεί στις δυνάμεις του στρατού και της αεροπορίας.

Εκτός από το στρατό, η τεχνολογία του SDR χρησιμοποιείται και σε πολιτικές εφαρμογές. Πολλά κράτη εκμεταλλεύονται τη 'νοημοσύνη' που εμφανίζουν τα διάφορα σύγχρονα ηλεκτρονικά συστήματα προκειμένου να μπορούν να συγκεντρώνουν πληροφορίες χρήσιμες για τη δημόσια ασφάλεια, την αντιμετώπιση του εγκλήματος και της τρομοκρατίας. Αυτού του είδους τα συστήματα είναι εφαρμογές στις οποίες ενδείκνυται η χρήση του SDR καθώς απαιτούν ασύρματους δέκτες με επαναπρορραμματίσημα στοιχεία, ικανούς να λάβουν και να αποκωδικοποιήσουν σήματα από πολλές διαφορετικές πηγές. Επιπλέον το λογισμικό του SDR μπορεί να εξασφαλίσει υψηλά επίπεδα 'ηλεκτρονικής εξυπνάδας'.

Τα συστήματα επικοινωνίας οχημάτων που διανύουν μεγάλες αποστάσεις αποτελούν μια πολύ ελπιδοφόρα περιοχή για εφαρμογή του software radio. Στο χώρο της ναυσιπλοΐας για παράδειγμα, στα πλοία που διασχίζουν ωκεανούς εγκαθίσταται μεγάλος αριθμός κεραιών προκειμένου να καλυφθούν οι ανάγκες για GPS-συστήματα, HF/VHF-radios στις επικοινωνίες, δορυφορικά συστήματα στην TV, υποστήριξη GSM, UMTS, TETPA και W-LAN για εσωτερικά δίκτυα υπολογιστών. Λίγο πιο περιορισμένες αλλά αντίστοιχες απαιτήσεις επικοινωνίας έχουν και φορτηγά που εκτελούν διακρατικά ταξίδια. Η ικανότητα του SDR να αντιλαμβάνεται και να προσαρμόζεται σε διαφορετικά δικτυακά περιβάλλοντα προσδίδει στα συστήματα που χρησιμοποιούν software radio μεγάλες δυνατότητες εφαρμογής σε αυτούς τους τομείς.

Το Software defined radios (SDRs) αυτήν την περίοδο είναι υπό έρευνα και ανάπτυξη για τις εμπορικές εφαρμογές κινητής τηλεφωνίας. Θα πρέπει να αναφερθεί ότι όλα τα 3G συστήματα είναι ενδεχόμενες SDR εφαρμογές. Ο σταθμός βάσης και τα τερματικά που χρησιμοποιούν SDR αρχιτεκτονικές μπορούν να υποστηρίξουν πολλαπλές διασυνδέσεις αέρος κατά τη διάρκεια περιόδων εκπομπών και να αναβαθμίσουν εύκολα το λογισμικό τους. Έξυπνα μπορούν να ανιχνεύσουν την τοπική διασύνδεση αέρος και

να προσαρμοστούν για να εξυπηρετήσουν την όποια ανάγκη. Η multiband και multirole ευελιξία του SDR συμβάλει σημαντικά στην εξέλιξη των προσωπικών συστημάτων επικοινωνιών (PCS) και των δορυφορικών κινητών υπηρεσιών εδάφους. Ένα πολύ σημαντικό στοιχείο είναι πως η χρήση του SDR στα συστήματα επικοινωνιών βοηθά στο να αναπτύσσονται οι προσφερόμενες υπηρεσίες με κέντρο το χρήστη και όχι με κέντρο την συνολική διαχείριση του δικτύου, με αποτέλεσμα να γίνεται καλύτερη εξυπηρέτηση των χρηστών και παράλληλα να εξοικονομούνται πόροι.

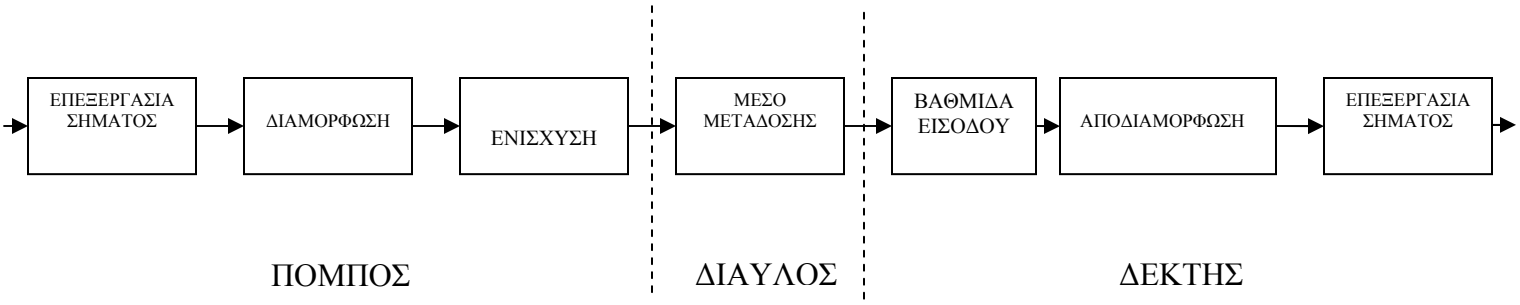
Τέλος, στο πεδίο εφαρμογών του SDR ανήκουν και πολλά εμπορικά προϊόντα. Ενδεικτικά θα μπορούσαμε να πούμε πως όλα τα είδη καταναλωτικών προϊόντων, που σχετίζονται με τα πολυμέσα, το διαδίκτυο καθώς και εφαρμογές που σχετίζονται με Bluetooth, WLAN, GPS, GPRS θα επηρεαστούν από την εμφάνιση του software radio.

2

Τηλεπικοινωνιακά ονομάζονται τα συστήματα που επιτυγχάνουν την αξιόπιστη μετάδοση πληροφορίας από ένα σημείο σε ένα άλλο απομακρυσμένο. Ο γενικός αυτός ορισμός περιγράφει ένα ιδιαίτερα ευρύ φάσμα εφαρμογών που περιλαμβάνει μεταξύ άλλων την τηλεφωνία, τη ραδιοφωνία, τις κινητές και δορυφορικές επικοινωνίες, τις στρατιωτικές επικοινωνίες, τα δίκτυα ηλεκτρονικών υπολογιστών και τα ψηφιακά δίκτυα ολοκληρωμένων υπηρεσιών. Η διακίνηση της πληροφορίας γίνεται είτε με χρήση ηλεκτρικών είτε με χρήση οπτικών σημάτων. Αυτό που ενδιαφέρει εν προκειμένω είναι το τμήμα του δέκτη και οι υπάρχουσες αρχιτεκτονικές αυτού, οι οποίες βέβαια έχουν άμεση σχέση με αυτές του πομπού. Το κεφάλαιο που ακολουθεί αποτελεί μία θεωρητική περιγραφή των λειτουργιών των βαθμίδων του δέκτη ενός συστήματος επικοινωνιών.

2.1 Δομή ενός συστήματος επικοινωνιών

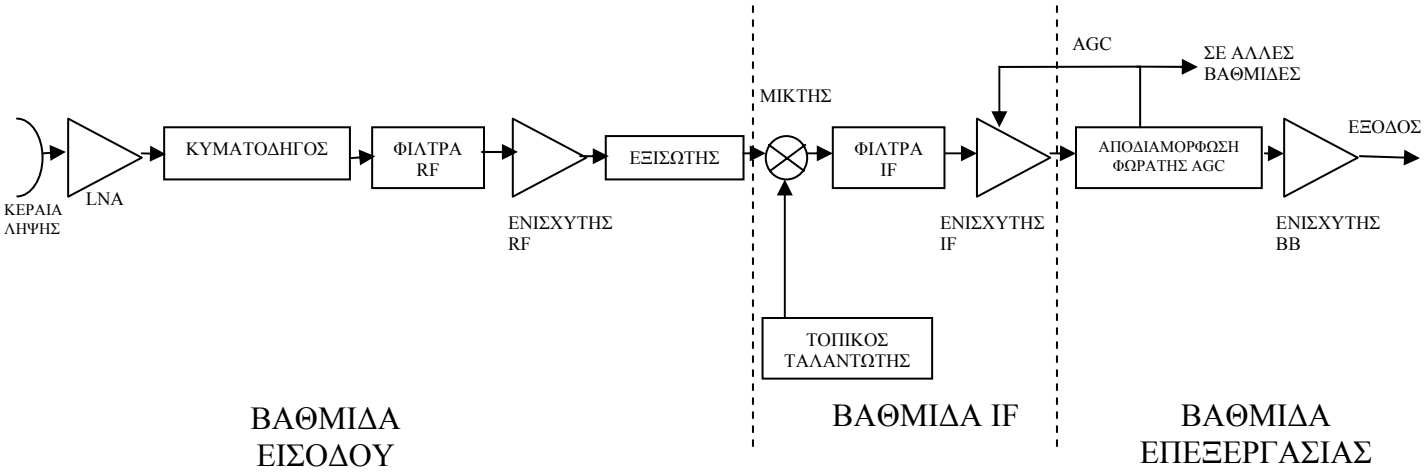
Η μετάδοση ενός σήματος, στο οποίο έχει ενσωματωθεί η προς μετάδοση πληροφορία, απαιτεί συνήθως την εκτέλεση μιας σειράς διαδικασιών που τροποποιούν την αρχική μορφή του σήματος σε άλλη καταλληλότερη για τη μετάδοση. Οι διαδικασίες αυτές πραγματοποιούνται στον πομπό σε διάφορα στάδια. Ο πομπός ενός συστήματος επικοινωνιών περιλαμβάνει συνήθως εκτός από το διαμορφωτή και άλλα υποσυστήματα, όπως μετατροπέα D/A, πολυπλέκτη, κωδικοποιητή, βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας και διάφορες βαθμίδες ενίσχυσης. Το τελικό σήμα που παράγει ο πομπός μεταδίδεται μέσω του τηλεπικοινωνιακού διαύλου στο δέκτη, όπου εφαρμόζεται μια σειρά διαδικασιών, αντίστροφων αυτών του πομπού, με στόχο την αποκατάσταση του σήματος στην αρχική του μορφή και, στη συνέχεια, την εξαγωγή της πληροφορίας. Οι βαθμίδες του δέκτη που πραγματοποιούν τις διαδικασίες αυτές είναι η βαθμίδα εισόδου, ο αποδιαμορφωτής, ο αποκωδικοποιητής, ο αποπολυπλέκτης και ο μετατροπέας A/D. Η ύπαρξη πολυάριθμων και ορισμένες φορές πολύπλοκων υποσυστημάτων στον πομπό και το δέκτη οδηγεί στην ικανοποίηση των συνεχώς αυξανομένων απαιτήσεων των διαφόρων εφαρμογών των συγχρόνων επικοινωνιών με αντιστάθμισμα την παράλληλη αύξηση της πολυπλοκότητας, του κόστους και του απαιτουμένου εύρους ζώνης συχνοτήτων. Στο σχήμα 2.1, φαίνεται το διάγραμμα των βασικών τμημάτων ενός συστήματος επικοινωνιών. Ανάλογα με την εφαρμογή, είναι ενδεχόμενο ορισμένα από τα τμήματα του πομπού ή του δέκτη να μην υπάρχουν.



Σχήμα 2.1: Διάγραμμα των βασικών τμημάτων ενός συστήματος επικοινωνιών

2.2 Ο δέκτης

Είναι το σύστημα που έχει τη δυνατότητα να λαμβάνει και να επεξεργάζεται σήματα. Στόχος του είναι η ανάκτηση των αρχικών πληροφοριών που χρησιμοποιήθηκαν για διαμόρφωση στον πομπό. Χαρακτηριστικά παραδείγματα δεκτών είναι οι ραδιοφωνικοί και οι τηλεοπτικοί δέκτες, οι επίγειοι δορυφορικοί σταθμοί, οι δορυφορικοί αναμεταδότες, οι μικροκυματικοί επαναλήπτες της τηλεφωνίας, οι δέκτες κινητών τερματικών κλπ. Οι δέκτες διακρίνονται σε ομόδυνους, όταν η συχνότητα λειτουργίας τους συμπίπτει με τη συχνότητα του ραδιοκύματος που λαμβάνουν, και σε ετερόδυνους, όταν το λαμβανόμενο ραδιοκύμα μετατοπίζεται φασματικά περί την ενδιάμεση συχνότητα. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2 τα κύρια τμήματα ενός δέκτη είναι η βαθμίδα εισόδου, η βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας και η βαθμίδα επεξεργασίας.



Σχήμα 2.2: Οι βαθμίδες του δέκτη

2.2.1 Η βαθμίδα εισόδου

Η βαθμίδα εισόδου καθορίζει κατά κύριο λόγο την επιλεκτικότητα του δέκτη, δηλαδή την ικανότητα του να διαχωρίζει σήματα από διαφορετικούς πομπούς. Οι διάφορες μονάδες της, όπως και όλες οι μονάδες που απαρτίζουν τις βαθμίδες του δέκτη, είναι προσαρμοσμένες μεταξύ τους για μέγιστη μεταβίβαση ισχύος. Ενδεχομένως, ορισμένες από τις προηγούμενες μονάδες να μην υπάρχουν ή η σειρά τους να μην είναι αναγκαστικά αυτή που θα περιγραφεί. Πάντως, κατά τη σχεδίαση της βαθμίδας εισόδου πρέπει να λαμβάνεται υπόψη ότι η βαθμίδα εισόδου, κυρίως, και το πολύ και η βαθμίδα IF, καθορίζουν τη συνολική χειροτέρευση της σηματοθορυβικής σχέσης από την είσοδο στην έξοδο του δέκτη. Συνεπώς, οι βαθμίδες αυτές πρέπει να χαρακτηρίζονται από χαμηλό εσωτερικό θόρυβο. Για το λόγο αυτό, σε επικοινωνίες μεγάλων αποστάσεων, όπου η εξασθένηση του σήματος είναι ιδιαιτέρως μεγάλη, ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου προηγείται και του ενσύρματου μέσου μετάδοσης π.χ του κυματοδηγού, (το οποίο πάντως, δεν πρέπει να έχει μεγάλο μήκος), αλλά και του φίλτρου RF. Τέλος, πρέπει να σημειωθεί ότι τα περισσότερα είδη δεκτών, χαρακτηρίζονται από ένα

σηματοθορυβικό λόγο κατωφλίου CNR_T (Carrier to Noise Ratio threshold), ο οποίος καθορίζεται κατά κύριο λόγο από τη βαθμίδα εισόδου. Αν ο σηματοθορυβικός λόγος στην είσοδο του δέκτη υπολείπεται του CNR_T, θεωρείται ότι δεν είναι δυνατή η λειτουργία του δέκτη σύμφωνα με τις προδιαγραφές του.

Η βαθμίδα εισόδου αποτελείται από τις εξής μονάδες:

- Η **κεραία** ή γενικότερα, το στοιχείο συλλογής της ηλεκτρομαγνητικής ή οπτικής, σε περίπτωση οπτικών επικοινωνιών, ενέργειας. Αποτελεί μια από τις σημαντικότερες επιλογές στο σχεδιασμό συστημάτων λήψης. Τα βασικότερα χαρακτηριστικά των κεραιών, όπως η αποδοτικότητα, η σύνθετη αντίσταση, το εύρος ζώνης, η κατευθυντικότητα και το κέρδος είναι συναρτήσεις της σχέσης των διαστάσεων τους με το μήκος κύματος των σημάτων που λαμβάνουν, και καθορίζονται από το σχεδιαστή του συστήματος για την κάθε εφαρμογή. Ανάλογα με την περιοχή συχνοτήτων, το μήκος κύματος μπορεί να ποικίλει από εκατοντάδες μέτρα στις χαμηλότερες συχνότητες ως και μερικά χιλιοστά στις υψηλότερες. Επιπλέον, οι απώλειες διάδοσης και κατ' επέκτασιν ο σηματοθορυβικός λόγος στην είσοδο της συσκευής εισαγωγής (ενισχυτής ή μίκτης) επηρεάζονται από τη συχνότητα. Υπενθυμίζουμε ότι οι απώλειες ελευθέρου χώρου (σε dB) δίνονται από τη σχέση:

$$L_{\kappa\chi} = 20 \cdot \log(\frac{\lambda}{4\pi R}) \qquad (2.1)$$

Η κεραία μπορεί είτε να βρίσκεται σε κάποια απόσταση από το δέκτη και να συνδέεται με αυτόν μέσω μιας γραμμής μεταφοράς, είτε μπορεί να είναι τοποθετημένη άμεσα στην περιοχή του δέκτη. Στους φορητούς δέκτες απαιτείται η χρησιμοποίηση κεραιών περιορισμένου μεγέθους. Σε όλες τις ασύρματες εφαρμογές η καλή θέση των κεραιών μπορεί να βελτιώσει τη λήψη και να μειώσει την εκπεμπόμενη ισχύ. Στόχος είναι η επιλογή του τρόπου ζεύξης των κεραιών έτσι ώστε να επιτυγχάνεται ο βέλτιστος παράγοντας θορύβου και να ελαχιστοποιούνται οι απώλειες.

- Ο **ενισχυτής χαμηλού θορύβου LNA**. Παρέχει την πρώτη ενίσχυση στο σήμα λήψης, λειτουργεί σε όλο το εύρος συχνοτήτων του δέκτη και χαρακτηρίζεται από πολύ χαμηλή θερμοκρασία θορύβου. Στην πρώτη βαθμίδα του δέκτη, η κεραία λαμβάνει ένα

διαμορφωμένο σήμα συνοδευόμενο από θόρυβο. Σ' αυτή τη βαθμίδα πραγματοποιείται ενίσχυση του διαμορφωμένου σήματος που έλαβε η κεραία, με ελάχιστη εισαγωγή επιπλέον θορύβου.

- Το **ενσύρματο μέσο μετάδοσης, κυματοδηγός ή ομοαξονικό καλώδιο**. Η βαθμίδα αυτή μεταδίδει το σήμα από το σημείο λήψης και πρώτης ενίσχυσης στις επόμενες βαθμίδες.

- Τα **φίλτρα ραδιοσυχνοτήτων RF**. Στόχος αυτών των φίλτρων είναι να καταπιέζουν το θόρυβο και τις παρεμβολές που εκτείνονται εκτός του εύρους ζώνης του RF σήματος που πρέπει να λάβει ο δέκτης.

Λόγω του μεγάλου αριθμού σημάτων που λαμβάνονται από την κεραία, είναι σύνηθες να πραγματοποιείται το φιλτράρισμα RF προκειμένου να περιοριστούν σήματα που πιθανώς να οδηγήσουν σε σφάλματα κατά τη λήψη. Όσο στενότερο είναι το φίλτρο RF, τόσο καλύτερη είναι η απόδοση του δέκτη όσον αφορά τα παραπάνω σφάλματα καθώς και όσον αφορά προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation - IM) που μπορεί να δημιουργηθούν από πολύ ισχυρά ανεπιθύμητα σήματα. Εντούτοις, τα στενά φίλτρα εμφανίζουν σχετικά μεγάλες απώλειες και αυξάνουν το επίπεδο θορύβου του δέκτη. Έτσι, για τους δέκτες που σχεδιάζονται για την κάλυψη μεγάλου εύρους φάσματος συχνοτήτων, τα φίλτρα RF πρέπει να είναι ρυθμιζόμενα και μεταβαλλόμενα. Η εικόνα θορύβου (Noise Figure NF) βελτιώνεται και οι απώλειες αντισταθμίζονται με τη χρήση ενός ή περισσότερων ενισχυτών RF μεταξύ των φίλτρων.

- Τα **κυκλώματα ενισχυτών RF**. Χρησιμοποιούνται για να αυξήσουν τη στάθμη των πολύ ασθενών σημάτων τα οποία ένας δέκτης πρέπει να ανιχνεύσει έτσι ώστε αυτά τα σήματα να μπορέσουν να αποδιαμορφωθούν. Πιο συγκεκριμένα, ενισχύουν τα σήματα RF πριν αυτά οδηγηθούν στο μίκτη, βοηθώντας μ' αυτόν τον τρόπο στη βελτίωση της απόδοσης του δέκτη όσον αφορά τα σφάλματα κατά τη λήψη.

Λόγω του μεγάλου εύρους ισχύος των σημάτων στο οποίο ένας δέκτης πρέπει να ανταποκριθεί, ο ενισχυτής RF πρέπει να λειτουργήσει σε μια ευρεία δυναμική περιοχή (120 dB ή περισσότερο). Απαιτείται να είναι όσο το δυνατόν πιο γραμμικός ώστε να ελαχιστοποιεί τη δημιουργία προϊόντων IM από τα ισχυρότερα σήματα που πιθανόν να

λάβει. Ο αριθμός των τελευταίων ελαχιστοποιείται με τον περιορισμό του εύρους ζώνης του δέκτη. Όμως, δεν είναι πάντα δυνατό να περιοριστεί επαρκώς το εύρος ζώνης στο RF και έτσι οι ενισχυτές RF υπόκεινται σε πολλά ισχυρά παρεμβάλοντα σήματα. Σε δέκτες που λειτουργούν σε χαμηλές συχνότητες είναι κοινή πρακτική να αποφεύγεται η RF ενίσχυση και να χρησιμοποιείται ένας μίκτης απευθείας. Σ' αυτές τις περιπτώσεις το εύρος ζώνης ουσιαστικά περιορίζεται από τα φίλτρα της IF βαθμίδας.

Όταν το επιθυμητό σήμα είναι σχετικά ισχυρό, η ενίσχυση του δέκτη μπορεί να το αυξήσει σε ένα τέτοιο επίπεδο ώστε να προκληθεί μεγάλη παραμόρφωση στα μεταγενέστερα στάδια (φαινόμενο αποκοπής). Αυτό μπορεί να έχει ως αποτέλεσμα για παράδειγμα ανάλογα με την εφαρμογή τη μείωση της σαφήνειας της φωνής και της αναγνωρισιμότητας ή την τηλεοπτική αντίθεση εικόνων, ή μπορεί να αυξήσει τα λάθη στα συστήματα δεδομένων. Για αυτές τις περιπτώσεις πρέπει εκ των προτέρων να παρέχεται η δυνατότητα για μείωση του κέρδους των συστημάτων όταν η ισχύς του επιθυμητού σήματος αυξάνεται. Ο έλεγχος κέρδους μπορεί να πραγματοποιηθεί είτε ως λειτουργία χειριστή, δηλαδή Manual Gain Control - MGC, είτε μπορεί να πραγματοποιηθεί αυτόματα ανιχνεύοντας το επίπεδο των σημάτων, δηλαδή με αυτόματο έλεγχο του κέρδους (AGC – Automatic Gain Control). Τα κυκλώματα AGC είναι κυκλώματα αυτόματης προσαρμογής του κέρδους της βαθμίδας ενίσχυσης παρέχοντας επιπλέον ενίσχυση σε σήματα χαμηλής στάθμης. Ο σχεδιασμός των κυκλωμάτων AGC για να αποδώσει ικανοποιητικά υπό όλες τις αναμενόμενες περιπτώσεις σημάτων είναι μια σημαντική πρόκληση στο σχεδιασμό ενός δέκτη.

- Τα **εξισωτικά κυκλώματα**. Έχουν ως στόχο την αντιστάθμιση της δυσμενούς επίδρασης του τηλεπικοινωνιακού διαύλου λόγω μεταβολής των χαρακτηριστικών του με τη συχνότητα και πιο συγκεκριμένα της διαφορετικής εξασθένισης των συχνοτήτων που περιέχονται στο ωφέλιμο φάσμα.

2.2.2 Η βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας IF

Ο ρόλος της βαθμίδας αυτής είναι σημαντικός γιατί σε αυτή γίνεται το μεγαλύτερο μέρος της ενίσχυσης του σήματος. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2, το φάσμα του σήματος υποβιβάζεται από την περιοχή ραδιοσυχνοτήτων στην ενδιάμεση συχνότητα του δέκτη. Η ενδιάμεση συχνότητα διαφοροποιείται ανάλογα με το είδος της τηλεπικοινωνιακής εφαρμογής την οποία εξυπηρετεί ο δέκτης και είναι σαφώς μικρότερη της ραδιοσυχνότητας και μεγαλύτερη της συχνότητας βασικής ζώνης των σημάτων που δέχεται ο δέκτης. Ο υποβιβασμός της φέρουσας συχνότητας των σημάτων που δέχεται ο δέκτης στη σταθερή ενδιάμεση συχνότητα παρέχει τη δυνατότητα ώστε το μεγαλύτερο μέρος της ενίσχυσης να διενεργείται από ενισχυτές IF με εύρος συχνοτήτων λειτουργίας όσο και το εύρος ζώνης των σημάτων που αναμένει ο δέκτης και όχι όσο το συνολικό εύρος ραδιοσυχνοτήτων που καλείται να εξυπηρετήσει. Ο περιορισμός του φάσματος του σήματος γύρω από IF γίνεται με χρήση IF φίλτρου, και προηγείται της ενίσχυσης IF όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.2. Αποτέλεσμα της ανωτέρω διαδικασίας που ονομάζεται ετερόδυνη λειτουργία είναι η μεγάλη μείωση του κόστους και η σαφής βελτίωση των συστημάτων διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης. Σε ορισμένες περιπτώσεις, η επεξεργασία ενδιάμεσης συχνότητας υλοποιείται σε δύο στάδια. Πραγματοποιούνται δύο ετερόδυνες διαδικασίες σε δύο περιοχές ενδιάμεσης συχνότητας. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται διπλή μετατροπή συχνότητας (υπετερόδυνοι δέκτες). Η ετερόδυνη λειτουργία, εκτός από τη σημαντική μείωση του κόστους ενός δέκτη, επιτυγχάνει και τη σημαντική βελτίωση της ευαισθησίας του, δηλαδή της ικανότητας του να λαμβάνει ασθενή σήματα. Εκτός από το IF φίλτρο και τον ενισχυτή IF, η βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας περιλαμβάνει επίσης τις εξής μονάδες:

- Ο **μίκτης**. Οι σύγχρονοι δέκτες επικοινωνιών είναι σχεδόν πάντα ετερόδυνοι. Ανάλογα με την εφαρμογή, ο δέκτης μπορεί να πραγματοποιεί μια, δύο, ή μερικές φορές τρεις μετατροπές συχνότητας. Το κύκλωμα στο οποίο εκτελείται μια μετατροπή συχνότητας αναφέρεται συνήθως ως μίκτης.

Ο μίκτης αποτελεί μια μη γραμμική συσκευή. Δέχεται ως είσοδο το ενισχυμένο σήμα f_{RF} και ένα σήμα από τον τοπικό ταλαντωτή f_{LO} (βλέπε και σχήμα 2.2), τα δύο

σήματα επενεργούν με τις μη γραμμικές ιδιότητες του μίκτη, και παράγεται ως έξοδος μια τρίτη συχνότητα (άθροισμα ή διαφορά, δηλαδή $f_{RF} + f_{LO}$ ή $f_{RF} - f_{LO}$), η IF (ή νιοστή IF όταν υπάρχουν περισσότερες του ενός διαδικασίες μίξης). Στην πραγματικότητα εκτός από την επιθυμητή IF, παράγονται και άλλες ανεπιθύμητες συχνότητες οι οποίες απορρίπτονται από το στενό IF φίλτρο που ακολουθεί.

Οποιαδήποτε συσκευή με μη γραμμικά χαρακτηριστικά μεταφοράς μπορεί να λειτουργήσει ως μίκτης. Περιπτώσεις έχουν αναφερθεί όπου κεραίες που κατασκευάστηκαν από διαφορετικά κράματα μέταλλων παρουσίασαν μη ομοιόμορφη διάβρωση και ενέργησαν ως μίκτες. Αυτό είχε σαν αποτέλεσμα τη δημιουργία IM που προκάλεσε παρεμβολή με τους κοντινούς δέκτες.

- Ο **τοπικός ταλαντωτής** (Local Oscillator - LO). Είναι απαραίτητος στους δέκτες των συστημάτων επικοινωνιών ώστε να έχουν τη δυνατότητα να καλύπτουν ευρέα φάσματα συχνότητας. Αυτό επιτυγχάνεται με τη λειτουργία του σε συνδυασμό με το μίκτη όπως αυτή έχει ήδη περιγραφεί παραπάνω. Η πηγή LO πρέπει να καλύπτει ποικίλες απαιτήσεις όπως να έχει υψηλή φασματική καθαρότητα και να είναι ευκίνητη έτσι ώστε να μπορεί να κινηθεί γρήγορα μεταξύ συχνοτήτων σε χρόνο που πιθανώς να είναι τάξης μικροδευτερολέπτων. Η ακρίβεια παραγόμενης συχνότητας μεταξύ 1 και 100 Hz είναι γενικά επαρκής κάτω από 30 MHz. Βέβαια, υπάρχουν συστήματα που παρέχουν βήμα 0,001 Hz. Σε υψηλότερες συχνότητες η ακρίβεια είναι γενικά μεγαλύτερη από 1 kHz.

Τα synthesizer χρησιμοποιούν μίξη σημάτων από πολλαπλές κρυσταλλικές πηγές, και μίξη σημάτων προερχόμενα από μια απλή πηγή μέσω πολλαπλασιασμού και διαίρεση συχνότητας. Τα Synthesizer μπορούν να είναι "άμεσα" και να χρησιμοποιήσουν το προϊόν της πολλαπλής μίξης και του φιλτραρίσματος, ή "έμμεσα" και να χρησιμοποιήσουν έναν βρόχο κλειδώματος φάσης (PLL), που κλειδώνεται στην άμεση έξοδο για να παρέχει μειωμένα εσφαλμένα σήματα εξόδου. Οι περισσότεροι σύγχρονοι δέκτες επικοινωνιών κάτω από 1 GHz χρησιμοποιούν synthesizers με απλούς - ή πολλαπλούς βρόχους ψηφιακού PLL, αν και για μερικές εφαρμογές μπορεί να χρησιμοποιηθεί η άμεση ψηφιακή σύνθεση κύματος.

2.2.3 Η βαθμίδα επεξεργασίας

Είναι η βαθμίδα που ακολουθεί αυτήν της IF επεξεργασίας, σε περίπτωση ετερόδυνης λειτουργίας, ή απευθείας τη βαθμίδα εισόδου σε περίπτωση ομόδυνης λειτουργίας. Αποτελείται από αποδιαμορφωτή, ενισχυτή βασικών συχνοτήτων και, ανάλογα με το είδος των σημάτων που δέχεται ο δέκτης, από μετατροπέα A/D ή και αποπολυπλέκτη. Ορισμένα είδη δεκτών λειτουργούν ταυτοχρόνως και ως πομποί. Στην περίπτωση αυτή η βαθμίδα επεξεργασίας περιλαμβάνει εκτός από την αποδιαμόρφωση και την ενίσχυση του σήματος που λαμβάνεται, την επαναδιαμόρφωση για την επανεκπομπή του.

Κατά την πορεία του σήματος από τον πομπό στο δέκτη, επιδρούν σ' αυτό διάφορα θερμικά και ατμοσφαιρικά φαινόμενα καθώς επίσης και κάποιες παρεμβάσεις προκαλούμενες από τον άνθρωπο και τα κυκλώματα μετάδοσης. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα το αποδιαμορφωμένο σήμα να είναι μια αλλοιωμένη έκδοση του αρχικά διαμορφωμένου σήματος. Στην περίπτωση των αναλογικών αποδιαμορφωτών, στόχος είναι η ελαχιστοποίηση αυτής της αλλοίωσης και του θόρυβο έτσι ώστε η κυματομορφή του σήματος μετά την αποδιαμόρφωση να είναι όσο το δυνατόν πιο κοντά στην πληροφορία που στέλνει ο πομπός. Στην περίπτωση της ψηφιακής αποδιαμόρφωσης ο στόχος είναι να παραχθεί μια ψηφιακή έξοδος του ίδιου τύπου με αυτήν στην είσοδο του πομπού, με όσο το δυνατόν λιγότερα λάθη και χωρίς την προσθήκη ή διαγραφή οποιωνδήποτε συμβόλων. Όπως γίνεται κατανοητό, τα μέτρα απόδοσης για τους αποδιαμορφωτές αναλογικών και ψηφιακών σημάτων διαφέρουν (π.χ. το SNR για αναλογικούς και το BER για ψηφιακούς).

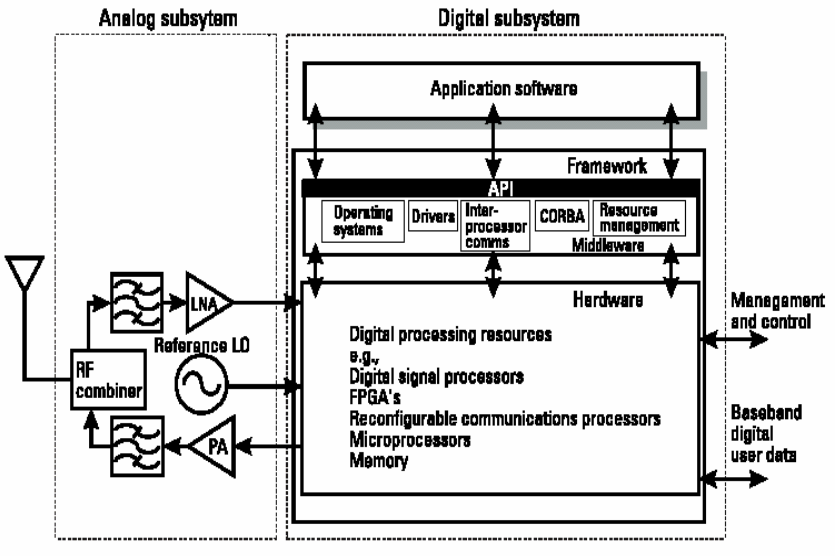
Για τη βέλτιστη λειτουργία του δέκτη υπάρχουν και διάφορα συστήματα που συνεργάζονται με όλες τις βαθμίδες παρέχοντας υποστήριξη στη λειτουργία τους. Τέτοια συστήματα είναι το κύκλωμα ανάκτησης του φέροντος και το κύκλωμα ανάκτησης του ρυθμού μετάδοσης. Το πρώτο σύστημα υποβοηθά τον τοπικό ταλαντωτή του δέκτη να αναπαράγει με πολύ μεγάλη ακρίβεια τα χαρακτηριστικά του φέροντος σήματος, τα οποία υπόκεινται σε διαρκείς μεταβολές λόγω της διολίσθησης συχνότητας των ταλαντωτών και των μικτών του πομπού. Το δεύτερο σύστημα υπάρχει μόνο σε ψηφιακά τηλεπικοινωνιακά συστήματα και ελέγχει με πολύ μεγάλη ακρίβεια

το κύκλωμα συγχρονισμού του δέκτη, ώστε να λειτουργεί στον πραγματικό ρυθμό μετάδοσης ψηφίων του πομπού. Η ακριβής γνώση της συχνότητας και της φάσης του φέροντος σήματος, καθώς και του ρυθμού μετάδοσης στην περίπτωση ψηφιακών συστημάτων, είναι πολύ μεγάλης σημασίας για την πιστή αναπαραγωγή της πληροφορίας και την αξιοπιστία του δέκτη.

3

3.1 Η αρχιτεκτονική του ιδανικού Software Defined Radio

Η αρχιτεκτονική του ιδανικού Software Defined Radio που παρουσιάζεται στο σχήμα 3.1, αποτελείται από ένα ψηφιακό υποσύστημα και ένα απλό αναλογικό υποσύστημα. Οι αναλογικές λειτουργίες είναι περιορισμένες σε εκείνες που δεν μπορούν να υλοποιηθούν ψηφιακά —δηλαδή την κεραία, το φιλτράρισμα RF, τη λειτουργία του combiner RF, την προενίσχυση λήψης, την ενίσχυση της ισχύος εκπομπής και την παραγωγή συχνότητας αναφοράς.



Σχήμα 3.1: Η αρχιτεκτονική του ιδανικού Software Radio.

Όπως μπορεί να διακρίνει κανείς, η αρχιτεκτονική αυτή ωθεί το στάδιο μετατροπής του αναλογικού σε ψηφιακό, όσο το δυνατόν πιό κοντά στην κεραία, δηλαδή πριν από τον ενισχυτή (PA) ισχύος στον πομπό και μετά από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA) στο δέκτη. Ο χωρισμός των καναλιών και η επάνω/κάτω μετατροπή συχνότητας στη βάσική ζώνη, εκτελείται από το τμήμα ψηφιακής επεξεργασίας της αρχιτεκτονικής. Ομοίως, η κωδικοποίηση καναλιών και οι λειτουργίες διαμόρφωσης εκτελούνται ψηφιακά στη βάσική ζώνη από το ίδιο τμήμα επεξεργασίας.

Το λογισμικό για την ιδανική αρχιτεκτονική είναι δομιμένο έτσι ώστε το hardware (υλικό) να είναι εντελώς διαχωρισμένο από το λογισμικό των εφαρμογών. Ένα ενδιάμεσο στρώμα (middleware) επιτυγχάνει αυτήν την λειτουργία με το να περιβάλλει τα στοιχεία υλικού με την έννοια του αντικειμένου και να παρέχει υπηρεσίες που επιτρέπουν σ΄ αυτά τα αντικείμενα να επικοινωνούν το ένα με το άλλο μέσω μιας τυποποιημένης διεπαφής —παραδείγματος χάριν, το CORBA (Common Object Request Broker Architecture). Το ενδιάμεσο αυτό στρώμα περιλαμβάνει το λειτουργικό σύστημα, τους οδηγούς υλικού (δηλαδή τους drivers του hardware), τη διαχείριση των πόρων και άλλα είδη λογισμικού που δεν αναφέρεται σε εφαρμογές, αλλά σε άλλου είδους λειτουργίες. Ο συνδυασμός υλικού και υλικολογισμικού (middleware) καλείται συχνά framework (πλαίσιο).

Τα μελλοντικά σχέδια και πλαίσια του SDR που χρησιμοποιούν ένα ανοικτό API στο ενδιάμεσο επίπεδο (middleware) θα καταστήσουν την ανάπτυξη εφαρμογών πιό φορητή, γρηγορότερη και φτηνότερη. Οι υπεύθυνοι για την ανάπτυξη εφαρμογών θα αποδεσμευθούν από το βαρύ φορτίο του προγραμματισμού του χαμηλού επιπέδου και θα έχουν την δυνατότητα να επικεντρωθούν στην υλοποίηση πιο περίπλοκων και πιο ισχυρών εφαρμογών.

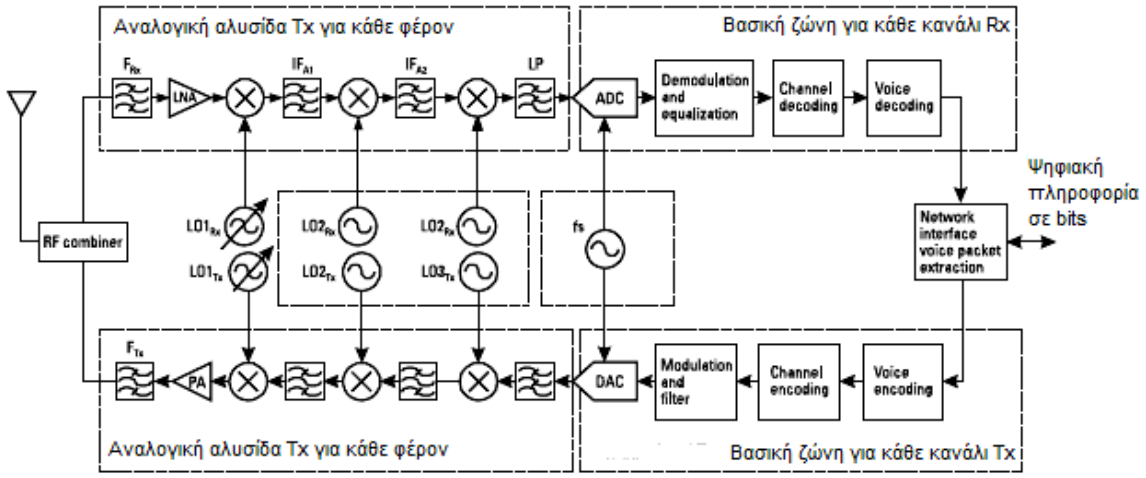
Η ιδανική αρχιτεκτονική είναι εμπορικά εφικτή για περιορισμένο ρυθμό δεδομένων σε HF και VHF ραδιοεπικοινωνίες (radios), αλλά δεν είναι ακόμα υλοποιήσιμη για οποιαδήποτε γενεά της τεχνολογίας κυψελοειδούς κινητής τηλεφωνίας. Η ιδανική αρχιτεκτονική είναι χρήσιμη ως σημείο σύγκρισης και ενεργεί ως οδηγός για την ανάπτυξη του υλικού και του υλικολογισμικού στο μέλλον.

3.1.1 Υβριδική ραδιο αρχιτεκτονική

Θα γεφυρώσουμε τώρα το χάσμα μεταξύ του HDR (Hardware Defined Radio) και του ιδανικού SDR και θα εξηγήσουμε τις προόδους στην αρχιτεκτονική που έγιναν μεταξύ του HDR και των ψηφιακών ραδιοεπικοινωνιών (2G) της δεκαετίας του '90.

Η αναλογική λειτουργία του HDR επέζησε στη διάρκεια των δεκαετιών του '60 και του '70, έχοντας ως ιδιαίτερες εφαρμογές τη μετάδοση έγχρωμης τηλεόρασης, το ιδιωτικό κινητό τηλέφωνο, καθώς επίσης και τις 1G κυψελοειδείς επικοινωνίες. Η πολυπλοκότητα ενός δέκτη έγχρωμης τηλεόρασης και ενός 1G κινητού τερματικού επεκτάθηκε τόσο πολύ από την αναλογική τεχνολογία, ώστε έφτασε στο απόλυτο όριό της. Η πρώτη έγχρωμη τηλεόραση και τα κινητά της 1G κυψελοειδών, ήταν πολύ ακριβά και μερικές φορές όχι τόσο αξιόπιστα. Τα αναλογικά ηλεκτρονικά κυκλώματα κατανάλωναν περισσότερο χώρο και ενέργεια, ενώ η διακύμανση στην απόδοσή τους είχε άμεση σχέση με περιβαλλοντικούς παράγοντες όπως οι αλλαγές θερμοκρασίας.

Η εμφάνιση των ADCs, DACs, και DSPs χαμηλού κόστους στη δεκαετία του '80 και η ανάγκη για την αποδοτικότερη χρησιμοποίηση του εύρους ζώνης RF μετατόπισε τη ανάπτυξη αρχιτεκτονικής μακρυά από τα καθαρώς αναλογικά στα υβριδικά αναλογικά και ψηφιακά συστήματα. Ένα παράδειγμα μιας τέτοιας υβριδικής αρχιτεκτονικής RF με ένα φέρον παρουσιάζεται στο σχήμα 3.2.



Σχήμα 3.2: Η υβριδική αρχιτεκτονική ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος.

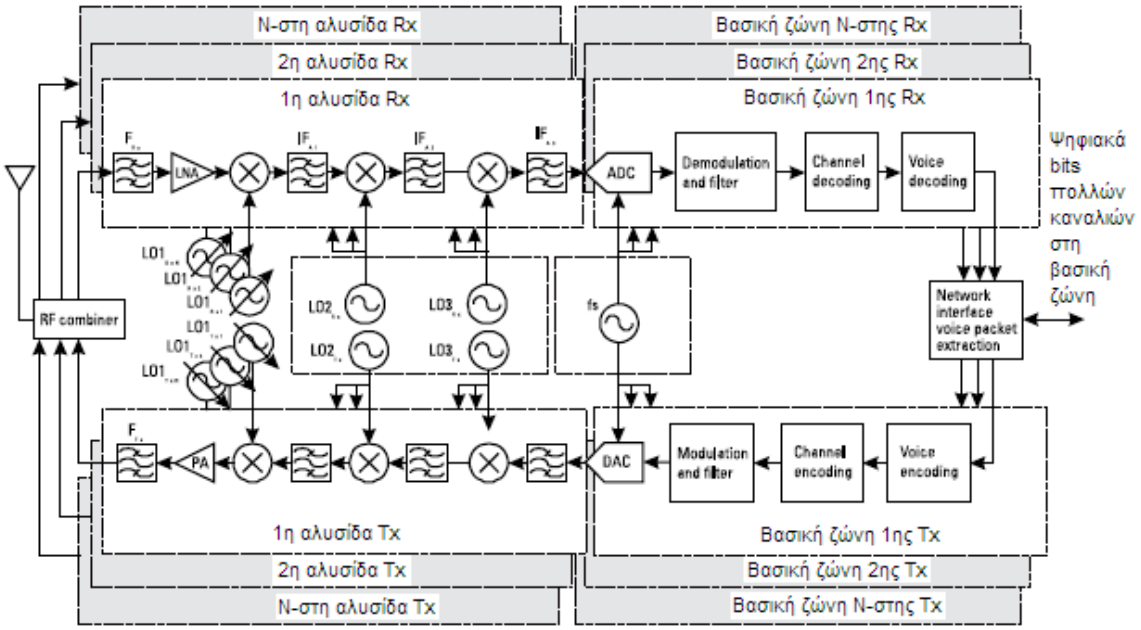
Αυτή η αρχιτεκτονική έγινε δημοφιλής με τα ψηφιακά ραδιόφωνα που πρωτοβγήκαν στις αρχές της δεκαετίας του '90, ενώ χρησιμοποιήθηκε και στους BTSs (Base Stations) 2G. Για έναν σταθμό βάσης ο δέκτης και ο πομπός καταλαμβάνουν τυπικά ένα διαφορετικό κομμάτι φάσματος μεγέθους 20- MHz. Στο GSM 900 ο δέκτης μπορεί να καταλάβει ένα τμήμα φάσματος στο εύρος 880–915 MHz, ενώ ο πομπός χρησιμοποιεί ένα τμήμα στο εύρος 925–960 MHz. Λόγω της υψηλής συχνότητας λειτουργίας το σύστημα μπορεί να απαιτήσει δύο ή περισσότερες ενδιάμεσες συχνότητες (π.χ., IFA1 και IFA2) για να επιτύχει την απαραίτητη απόδοση. Η λειτουργία του αναλογικού τμήματος του δέκτη είναι να επιλεχτεί από μια RF βαθμίδα ενός φέροντος, μία ζώνη συχνοτήτων λήψης και να μεταφερθεί στη βασική ζώνη συχνοτήτων. Αυτό επιτυγχάνεται από μια σειρά σταδίων μετατροπής, κάθε ένα από τα οποία αποτελείται από έναν πολλαπλασιαστή (μίκτη) και ένα φίλτρο. Για το δέκτη το πρώτο στάδιο μετατροπής πολλαπλασιάζει (mixe) το εισερχόμενο σήμα περιορισμένης ζώνης, FRx, με έναν τοπικό ταλαντωτή που έχει τη δυνατότητα ρύθμισης (tunable), LO1Rx, για να επιλέξει το επιθυμητό φέρον και να το μετατοπίσει σε μια κοινή (στο σύστημα) αναλογική ενδιάμεση συχνότητα, IFA1, τυπικά στα 140 ή 70 MHz. Το φίλτρο σε κάθε στάδιο μετατροπής εξασφαλίζει την επίτευξη μιάς αποδεκτής επιλεκτικότητας, η οποία απορρίπτει ό,τι ανεπιθύμητο, σε σχέση βέβαια με το φάσμα του επιθυμητού σήματος. Η διαδικασία επαναλαμβάνεται από ένα άλλο στάδιο downconversion σε μια δεύτερη κοινή ενδιάμεση συχνότητα, IFA2, τυπικά στα 10,7 MHz. Τέλος, το τελευταίο στάδιο μετατροπής πολλαπλασιάζει το απαραίτητο φέρον στη βασική ζώνη ή στη μηδένική IF, όπως λέγεται, με ένα βαθυπερατό φίλτρο (LP) πριν από τον μετατροπέα από ανάλογο σε ψηφιακό (ADC).

Το ψηφιοποιημένο σήμα βασικής ζώνης αποδιαμορφώνεται έπειτα (π.χ. GMSK για το GSM) και ισοσταθμίζεται από έναν equalizer πριν από την αποκωδικοποίηση καναλιών. Αυτές οι λειτουργίες μπορούν να εκτελεσθούν από ένα μίγμα ASIC και DSP. Η αποκωδικοποίηση καναλιών περιλαμβάνει και τη διόρθωση σφαλμάτων (π.χ. αποκωδικοποιητής Viterbi), με τελικό βήμα αυτό της αποκωδικοποίησης της φωνής.

Ανάλογες λειτουργίες με αυτές που χρησιμοποιούνται στο δέκτη, εκτελούνται για την αναλογική αλυσίδα και του πομπού. Για ευκολία και για να μειωθεί το hardware, τα

υποσυστήματα του πομπού μοιράζονται από κοινού με τον δέκτη τις ενδιάμεσες συχνότητες και τους τοπικούς ταλαντωτές.

Η περίπτωση ενός φέροντος επεκτείνεται σε ένα σύστημα πολλαπλών φερόντων, που παρουσιάζεται στο σχήμα 3.3. Στην αρχιτεκτονική αυτή εύκολα καταλαβαίνει κανείς ότι επιτυγχάνεται επιπλέον χωριτικότητα με την προσθήκη επιπλέον βαθμίδων RF, με την προσθήκη δηλαδή αλυσίδων λήψης και εκπομπής φερόντων RF. Για τα συστήματα στενής ζώνης (π.χ., 30–200 kHz) αυτό έχει το μειονέκτημα ότι πολλές αλυσίδες απαιτούνται για να επιτύχουν μεγάλη χωρητικότητα. Περισσότερες αλυσίδες αυξάνουν τον αριθμό των τμημάτων από τα οποία αποτελείται η συσκευή, καθώς επίσης την κατανάλωση ισχύος και τις απαιτήσεις συντήρησης. Στις περισσότερες περιπτώσεις οι αλυσίδες του πομπού και του δέκτη συνδυάζονται σε μια ενιαία μονάδα που μπορεί να αντικαθίσταται (LRU, Line Replaceable Unit) και αναφέρεται ως TRX.



Σχήμα 3.3: Ένα ψηφιακό τηλεπικοινωνιακό σύστημα πολλών φερόντων.

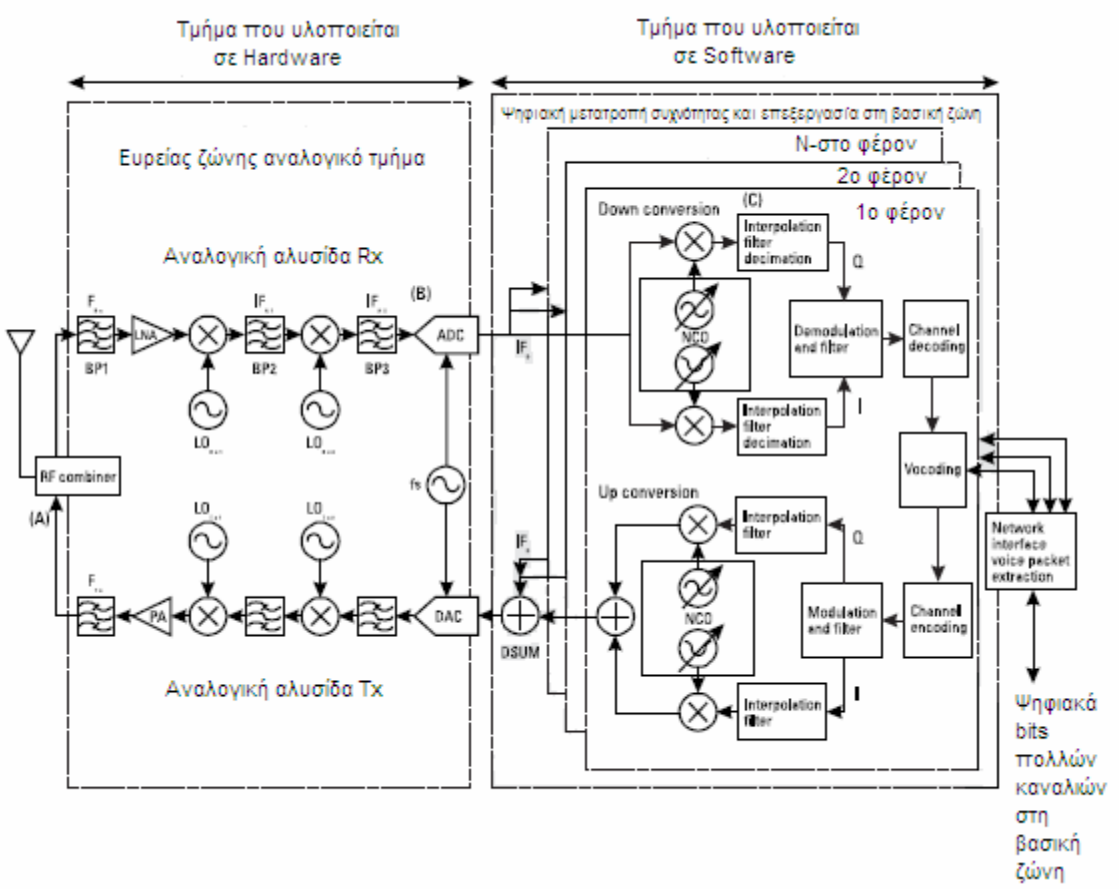
Τυπικά, το τμήμα ψηφιακής επεξεργασίας της βασικής ζώνης αποτελείται από μια κάρτα επεξεργασίας σήματος και σχεδιάζεται για να διαμορφώσει/αποδιαμορφώσει κάθε φέρον σύμφωνα με μια πηγή πληροφορίας και με ένα πρωτόκολλο, στην διαδικασία της μετάδοσης και της λήψης. Όπως με το αναλογικό front-end τμήμα του συστήματος, αυτό

το ψηφιακό back-end μέρος είναι επίσης εύκολα επεκτάσιμο με την προσθήκη περισσότερων καρτών βασικής ζώνης. Η πολυπλοκότητα του υλικού για συστήματα με μεγάλη χωρητικότητα, π.χ. για την αρχιτεκτονική ραδιοεπικοινωνιών πολλαπλών φερόντων, που χρησιμοποιούν αυτόν τον τύπο μπορεί να είναι σημαντική. Αυτή η πολυπλοκότητα μπορεί να μην είναι μειονέκτημα από τη στιγμή που τα πρωτόκολλα που χρησιμοποιούνται για επικοινωνίες μπορούν να παραμένουν τα ίδια στη διάρκεια μιας λογικής χρονικής περιόδου.

3.1.2 Το βασικό μπλοκ διάγραμμα του Software Defined Radio

Αυτό που έχει επιτευχθεί πιο κοντά στο software radio είναι η υβριδική περίπτωση που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη παράγραφο, όπου στην καλύτερη περίπτωση, οι λειτουργίες διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης στενής ζώνης, στη βασική ζώνη, εκτελούνται από λογισμικό εγκατεστιμένο πάνω σε DSP. Η καλύτερη περίπτωση περιλαμβάνει τα περιορισμένης ζώνης πρότυπα του GSM και IS 136 αλλά δεν θα περιελάμβανε το IS- 95 CDMA. Ενώ ήταν τεχνικά εφικτό κατά τη διάρκεια των 2G να χρησιμοποιηθεί το λογισμικό DSP για να εφαρμόσει τα μέρη βασικής ζώνης IS- 95 CDMA, η διαθεσιμότητα των συνόλων τσιπ ASIC κατά τη διάρκεια της δεκαετίας του '90 απέκλεισε αυτό ως δημοφιλή λύση, λόγω του κόστους.

Αν και οι λειτουργίες βασικής ζώνης μιάς 2G ασύρματης ζεύξης μπορεί να είχαν εκτελεσθεί στα DSPs, από λογισμικό, είναι πιθανό ότι η εκτέλεση όλων των ισοδύναμων λειτουργιών βασικής ζώνης για 3G με την τρέχουσα παραγωγή DSPs δεν θα ήταν οικονομικώς αποδοτική. Ο κύριος λόγος για αυτό είναι το γεγονός ότι οι τεχνικές διαμόρφωσης έχουν αυξήσει την πολυπλοκότητά τους σε έναν ρυθμό γρηγορότερο σε σχέση με την ικανότητα επεξεργασίας των στοιχείων DSPs. Απόδειξη αυτού είναι ένας συνδιασμός των παραδοσιακών αρχιτεκτονικών πυριτίου όπου DSPs περιλαμβάνουν τώρα πάνω στο τσιπ τους συνεπεξεργαστές (π.χ., Viterbi και Turbo) σε μια προσπάθεια να φτάσει η απόδοσή τους τις απαιτήσεις που ορίζονται από τις εφαρμογές.



Σχήμα 3.4: Η βασική αρχιτεκτονική του SDR με μία ευρείας ζώνης RF βαθμίδα.

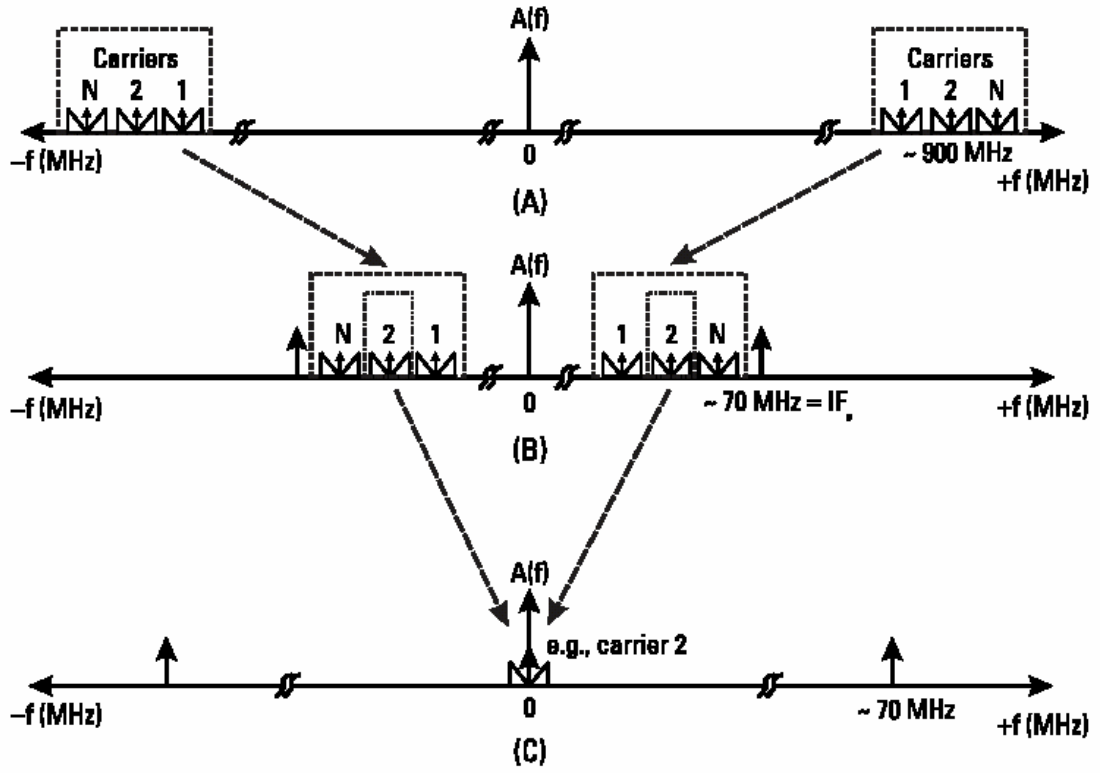
Με μια ιδανική αρχιτεκτονική SDR όλες οι λειτουργίες ενός συστήματος ασύρματων επικοινωνιών, από την κεραία μέχρι το interface της πληροφορίας εκτελούνται και προγραμματίζονται από μια ενιαία υψηλού επιπέδου γλώσσα λογισμικού χρησιμοποιώντας ένα γενικό υλικό (hardware) υπολογισμού και επεξεργασίας σήματος. Το βασικό SDR με ένα ευρείας ζώνης front end RF, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.4, πλησιάζει σημαντικά τη συνάντηση του ιδανικού στόχου. Αυτό το λειτουργικό μπλοκ διάγραμμα βασίζεται πάνω σε έναν σταθμό βάσης πολλαπλών φερόντων. Ωστόσο, οι αρχές και οι βασικές λειτουργίες είναι οι ίδιες με μία συσκευή ενός φέροντος.

Η αρχιτεκτονική στο σχήμα 3.4 διαιρείται στο υποσύστημα του υλικού (hardware) και στο υποσύστημα του λογισμικό. Το υποσύστημα υλικού αποτελείται από μερικά χαμηλότερου επιπέδου στοιχεία που αφορούν το φυσικό στρώμα (PA, LNA,

ADC και τα λοιπά), ενώ το υποσύστημα λογισμικού είναι καθαρά λειτουργικό και δεν περιέχει διακριτές φυσικές μονάδες, αλλά όλα γίνονται από μία ενιαία μονάδα, το DSP.

Το αναλογικό front end τμήμα του υλικού (hardware) ευρείας ζώνης είναι ένα πλήρες υποσύστημα. Η βασική του διαφορά σε σχέση με το προηγούμενο σχέδιο του υβριδικού radio που παρουσιάζεται στα σχήματα 3.2 και 3.3 είναι η ευρείας ζώνης ικανότητά του. Είναι σχεδιασμένο δηλαδή, για να αντικαταστήσει πολλές αλυσίδες στενής ζώνης που προορίζονταν για το τμήμα της ανάλογικής μετατροπής συχνότητας στον πομπό και τον δέκτη. Αντί της μετατόπισης των μεμονωμένων φερόντων στη βασική ζώνη (και του φιλτραρίσματος/της απόρριψης του υπολοίπου), το ευρείας ζώνης τμήμα front end μετατρέπει ή μετατοπίζει ένα ολόκληρο τμήμα του φάσματος σε μια κατάλληλη ενδιάμεση συχνότητα —IF D, "η ψηφιακή IF" —πριν από την ψηφιοποίηση. Αυτή η διαδικασία διευκρινίζεται γραφικά στο σχήμα 3.5 με την παρουσίαση και θετικών και αρνητικών συχνοτήτων.

Το σημείο αναφοράς (A) στο σχήμα 3.5 παρουσιάζει μία χαρακτηριστική ομάδα φερόντων *N* καναλιών που καταλαμβάνουν ένα τμήμα της ζώνης 900-MHz, όπως θα συνέβαινε για το GSM. Για την περίπτωση της λήψης, το ευρείας ζώνης αναλογικό front-end τμήμα μετατοπίζει και τα *N* φέροντα στην ψηφιακή ενδιάμεση συχνότητα, ή IFD, όπως φαίνεται στο (B). Η επιλογή της ψηφιακής IF εξαρτάται από διάφορους παράγοντες, συμπεριλαμβανομένου της απόδοσης, του κόστους και της διαθεσιμότητας των antialiasing (φαινόμενο που θα εξετάσουμε παρακάτω) ζωνοπερατών φίλτρων, BP3. Μια δημοφιλής επιλογή για IFD είναι 70 MHz. Τέλος, (C) το σχήμα 3.5 μας δείχνει το φάσμα του απαιτούμενου φέροντος (π.χ., μεταφορέας 2) που μετατοπίζεται στη βασική ζώνη από το λογισμικό πριν από την αποδιαμόρφωση. Όλα τα άλλα φέροντα έχουν κατασταλθεί εντελώς. Τα σημεία (A), (B), και (C) παραπέμπονται στο σχήμα 3.4.



Σχήμα 3.5: Μετατροπή συχνότητας ευρείας ζώνης (A) RF βαθμίδα (B) ψηφιακή IF (C) βασική ζώνη.

Το ψηφιακό υποσύστημα του software αποτελείται από την ψηφιακή μετατροπή συχνότητας και την επεξεργασία στη βασική ζώνη. Για την λήψη, το ευρείας ζώνης σήμα πολλαπλών φερόντων, διανέμεται από τον μετατροπέα ADC σε κάθε ένα από τους υποβιβαστές (downconverters) συχνότητας για την επεξεργασία. Οι downconverters απομονώνουν το ζητούμενο φέρον και το μετατρέπουν στα ορθογώνια σήματα βασικής ζώνης I και Q. Η δημιουργία του συμφασικού (in-phase) I σήματος και ορθογωνικής-φάσης (quatradure) Q υποθέτει ότι το SDR εφαρμόζει κάποιο ψηφιακό σχέδιο διαμόρφωσης. Ο διαχωρισμός του σήματος σε ορθογώνιες συνιστώσες χρησιμοποιείται για να δημιουργήσει τα σήματα σταθερού πλάτους (π.χ., GMSK), τα οποία μειώνουν το λόγο μέγιστου προς μέση τιμή πλάτους του σήματος (peak to average ratio) ή αυξάνουν την αποδοτικότητα του εύρους ζώνης (π.χ. QPSK) με τη εκπομπή περισσότερων bits ανά Hertz. Η λειτουργία μετατροπής συχνότητας επιτυγχάνεται ψηφιακά με τους αριθμητικά ελεγχόμενους ταλαντωτές (NCOs), τους πολλαπλασιαστές, τους interpolators, τον αποδεκατισμό (decimation) και το φιλτράρισμα. Το συγκεκριμένο υποσύστημα

εξαρτάται από το εκάστοτε πρωτόκολλο μετάδοσης (mode λειτουργίας) του τερματικού εφόσον κάθε τέτοιο πρωτόκολλο υιοθετεί διαφορετικής συχνότητας κεντρικό ρολόι.

Η παρεμβολή (interpolation) είναι ένα σημαντικό χαρακτηριστικό γνώρισμα στις ψηφιακές επικοινωνίες. Αυτό συμβαίνει γιατί ο ψηφιακός ρυθμός δειγματοληψίας πρέπει να είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του ρυθμού συμβόλων διαμόρφωσης έτσι ώστε ο δέκτης και ο πομπός να μπορούν να επιτύχουν και να διατηρήσουν το συγχρονισμό. Εάν το SDR μπορεί να υποστηρίξει πολλαπλά φέροντα ή/και πολλαπλούς ρυθμούς συμβόλων με τους σταθερούς τοπικούς ταλαντωτές, είναι αναπόφευκτο ότι ο ρυθμός δειγματοληψίας δεν θα συμπέσει με ένα ακέραιο πολλαπλάσιο του ρυθμού συμβόλων. Για την περίπτωση των κλασματικών ρυθμών (π.χ., 3,6 φορές), το oversampling ποσοστό πρέπει να αυξηθεί στο επόμενο ακέραιο πολλαπλάσιο (π.χ. 4 φορές) με παρεμβολή (interpolation). Η επιλογή 2X, 3X, ή 4X oversampling αποτελεί μια ισορροπία μεταξύ της ευκολίας του φιλτραρίσματος και της ικανότητας επεξεργασίας σήματος της πλατφόρμας ώστε να εκτελεσθούν περισσότεροι υπολογισμοί.

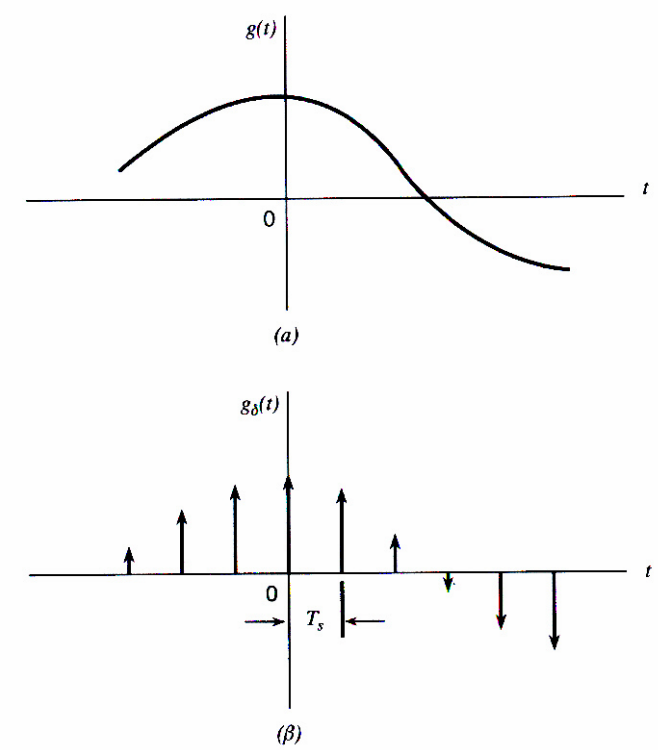
Οι λειτουργίες από την πλευρά της εκπομπής είναι ανάλογες με αυτές της λήψης, όπου η πληροφορία βασικής ζώνης είναι π.χ. κωδικοποιειμένη φωνή και ακολουθείται η αντίστροφη διαδικασία με την κωδικοποιήση του καναλιού, τη διαμόρφωση, τη μεταφορά υψηλότερα στη ψηφιακή συχνότητα, τη μετατροπή από ψηφιακό σε αναλογικό, την ανάλογική μετατόπιση σε υψηλότερη συχνότητα και την ενίσχυση ισχύος πριν από τη μετάδοση. Η λειτουργία DSUM στο σχήμα 3.4 αθροίζει όλα τα ψηφιακά φέροντα για να παραγάγει το ευρείας ζώνης σήμα πολλαπλών φερόντων που υποβάλλεται σε επεξεργασία από μία μόνο ανάλογική αλυσίδα και έναν ενισχυτή ισχύος για πολλαπλά φέροντα. Προσοχή πρέπει να ληφθεί κατά τη διάρκεια της σχεδίασης του ψηφιακού σταδίου αθροίσματος για να αποφευχθεί αριθμητική υπερχείλιση. Το peak to average ratio του σήματος πολλαπλών φερόντων θα εξαρτηθεί από το είδος της διαμόρφωσης του συστήματος και τη μέθοδο πολλαπλής προσπέλασης (multiple access method). Ο σχεδιαστής μπορεί είτε να παρέχει περισσότερα bits για να αντιμετωπίσει την αύξηση που προκαλείται με το άθροισμα (π.χ., δύο δεκαεξάμπιτες είσοδοι παράγουν ένα αποτέλεσμα 17-bits), είτε να μειώσει τα bits των προσθετέων του αθροίσματος για να αποφύγει την υπερχείλιση.

Οι ραδιο αρχιτεκτονικές που παρουσιάστηκαν σε αυτό το κεφάλαιο δεν έχουν περιλάβει ρητά οποιαδήποτε ικανότητα διαφορικής λήψης. Για τους περισσότερους σταθμούς βάσεων η λειτουργία λήψης στο υποσύστημα διπλασιάζεται για να επιτρέπει διαφορική λήψη χώρου. Τα συστήματα διαφορικής λήψης χώρου έχουν μία δεύτερη αλυσίδα λήψης που συνδέεται με μια κεραία χωρικά αποσυνδεδεμένη από τα υπόλοιπα στοιχεία. Το ψηφιακό τμήμα επεξεργασίας του SDR επιλέγει τότε το καλύτερα λαμβανόμενο σήμα προκειμένου να μειωθούν τα αποτελέσματα της καταστρεπτικής παρεμβολής που προκαλούνται με τις διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών.

3.2 ADC

3.2.1 Θεώρημα Δειγματοληψίας

Ας θεωρήσουμε ένα αυθαίρετο σήμα g(t) πεπερασμένης ενέργειας, που είναι ορισμένο σε κάθε χρονική στιγμή, όπως φαίνεται στο Σχ. 3.6(α). Αν υποθέσουμε ότι λαμβάνουμε δείγματα του σήματος g(t) στιγμιαία και με ομοιόμορφο ρυθμό μια φορά κάθε Ts δευτερόλεπτα, τότε, σαν αποτέλεσμα αυτής της διαδικασίας δειγματοληψίας λαμβάνουμε μια άπειρη ακολουθία αριθμών που απέχουν T_s δευτερόλεπτα μεταξύ τους και συμβολίζονται με {g(nTs)}, όπου το n παίρνει όλες τις δυνατές ακέραιες τιμές. Είναι γνωστό ότι το Ts είναι η περίοδος δειγματοληψίας και το αντίστοφό του 1/Ts ο ρυθμό δειγματοληψίας. Αυτή η ιδανική μορφή δειγματοληψίας ονομάζεται στιγμιαία δειγματοληψία.



Σχήμα 3.6: (α) Ένα αυθαίρετο σήμα g(t) πεπερασμένης ενέργειας (β) Το ίδιο σήμα δειγματοληπτημένο.

Έστω ότι με $g_\delta(t)$ συμβολίζουμε το σήμα που λαμβάνεται πολλαπλασιάζοντας την ακολουθία των αριθμών {g(nTs)} με μια αντίστοιχη ακολουθία συναρτήσεων δέλτα που ισαπέχουν T_s δευτερόλεπτα και στη συνέχεια αθροίζοντας τα επί μέρους γινόμενα όπως φαίνεται στο σχ. 3.6(β).

$$g_\delta(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT_s)\delta(t - nT_s) \tag{3.1}$$

Τότε το $g_\delta(t)$ είναι το ιδανικό δειγματοληφθέν σήμα. Ισοδύναμα, το $g_\delta(t)$ μπορεί να εκφραστεί σαν το γινόμενο του αρχικού αναλογικού σήματος g(t) και μιας ιδανικής συνάρτησης δειγματοληψίας Dirac $\delta_{Ts}(t)$ περιόδου Ts. Δηλαδή,

$$g_\delta(t) = g(t)\delta_{Ts}(t) = g(t)\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(t - nT_s) \tag{3.2}$$

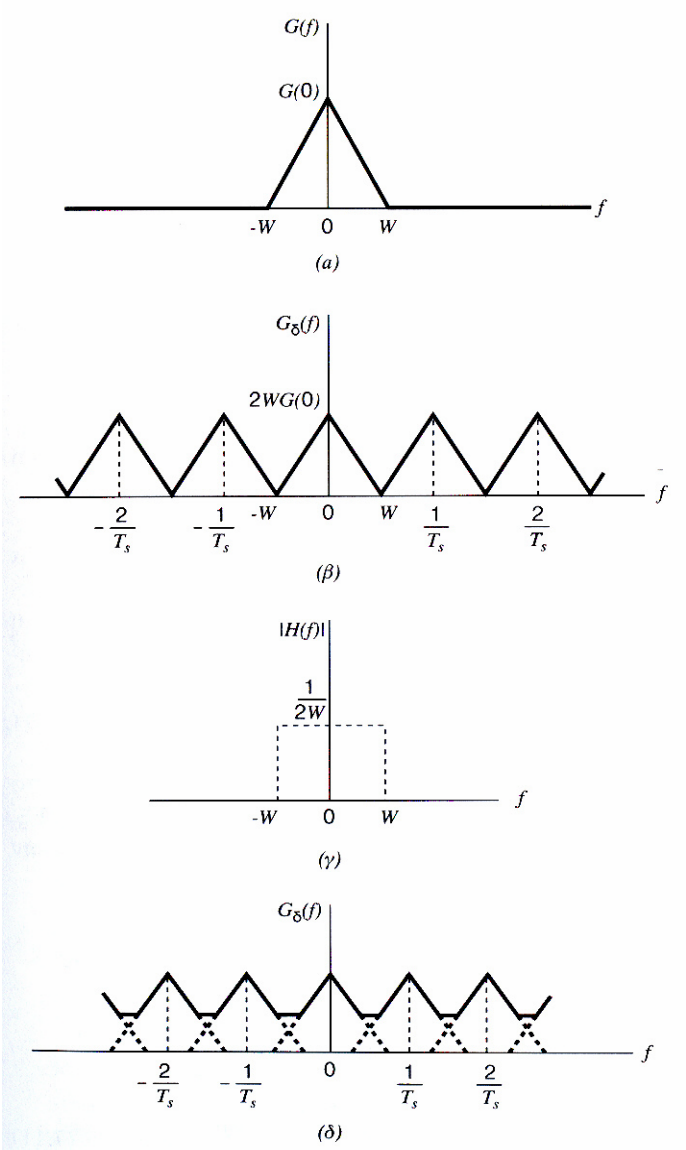
Μπορούμε συνεπώς να υπολογίσουμε το μετασχηματισμό Fourier του δειγματοληφθέντος σήματος $g_\delta(t)$ συνελίσσοντας το μετασχηματισμό Fourier της g(t) με αυτόν της ιδανικής συνάρτησης δειγματοληψίας δ_{Ts} (t). Είναι γνωστό ότι ο μετασχηματισμός Fourier της δ_{Ts} (t) αποτελείται από μια άλλη σειρά συναρτήσεων δέλτα με απόσταση μεταξύ τους $1/T_s$ Hertz. Συνεπώς, μπορούμε να εκφράσουμε το μετασχηματισμό Fourier του δειγματοληφθέντος σήματος $g_\delta(t)$ σαν

$$G_\delta(f) = G(f) \otimes \frac{1}{T_s}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(f - n/T_s) \tag{3.3}$$

Εναλλάσσοντας τη σειρά της άθροισης και της συνέλιξης στην Εξ. (3.3) και γνωρίζοντας ότι η συνέλιξη της συνάρτησης συχνότητας G(f) με τη συνάρτηση δέλτα αναπαράγει την ίδια τη συνάρτηση, λαμβάνουμε τελικά

$$G_\delta(f) = \frac{1}{T_s}\sum_{n=-\infty}^{\infty} G(f - n/T_s) \tag{3.4}$$

Από την εξίσωση αυτή βλέπουμε ότι η Gδ(f) παριστάνει ένα συνεχές φάσμα που είναι περιοδικό με περίοδο ίση με $1/T_s$. Με άλλα λόγια, η διαδικασία ομοιόμορφης δειγματοληψίας ενός σήματος στο πεδίο του χρόνου δίνει σαν αποτέλεσμα ένα περιοδικό φάσμα στο πεδίο της συχνότητας με περίοδο ίση με το ρυθμό δειγματοληψίας.



Σχήμα 3.7: (α) Τυχαία μορφή φάσματος του σήματος g(t). (β) Το φάσμα μετά την δειγματοληψία 2W. (γ) Το φάσμα του φίλτρου. (δ) Το φάσμα μετά την λάθος δειγματοληψία μικρότερη από 2W.

Οι σχέσεις, όπως προέκυψαν παραπάνω, εφαρμόζονται σε κάθε σήμα g(t) συνεχούς χρόνου, πεπερασμένης ενέργειας και άπειρης διάρκειας. Ωστόσο, μπορούμε να υποθέσουμε ότι το σήμα είναι αυστηρά ζωνοπεριορισμένο, με καμία συνιστώσα συχνότητας μεγαλύτερη από W hertz. Δηλαδή, ο μετασχηματισμός Fourier G(f) του σήματος g(t) έχει την ιδιότητα ότι η G(f) είναι μηδέν για |f|>W, όπως απεικονίζεται στο Σχ. 3.7(α). Η μορφή του φάσματος που φαίνεται στο σχήμα δίνεται μόνο για λόγους απεικόνισης. Αν επιλέξουμε περίοδο δειγματοληψίας T_s=1/2W. Τότε το αντίστοιχο φάσμα της $G_\delta(f)$ του δειγματοληφθέντος σήματος $g_\delta(t)$ είναι όπως φαίνεται στο Σχ. 3.7(β). Συνεπώς, αν οι τιμές των δειγμάτων g(nTs) = g(n/2W) του σήματος g(t) ορίζονται για κάθε χρονική στιγμή, τότε ο μετασχηματισμός Fourier G(f) του σήματος ορίζεται επίσης μονοσήμαντα. Επειδή η g(t) συνδέεται με την G(f) με τον αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier, προκύπτει ότι και το ίδιο το σήμα g(t) ορίζεται μονοσήμαντα από τις τιμές των δειγμάτων g(n/2W) για $-\infty \le n \le \infty$. Με άλλα λόγια, η ακολουθία {g(n/2W)} περιέχει όλη την πληροφορία για το g(t).

Ας θεωρείσουμε στη συνέχεια το πρόβλημα ανακατασκευής του σήματος g(t) από την ακολουθία των τιμών των δειγμάτων {g(n/2W)}. Αντικαθιστώντας στον τύπο του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier που ορίζει την g(t) συναρτήσει της G(f), λαμβάνουμε

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G(f)\exp(j2\pi ft)df = \int_{-W}^{W} \frac{1}{2W}\sum_{n=-\infty}^{\infty} g(\frac{n}{2W})\exp(-\frac{j\pi nf}{W})\exp(j2\pi ft)df \qquad (3.6)$$

Εναλλάσσοντας τη σειρά της άθροισης και της ολοκλήρωσης

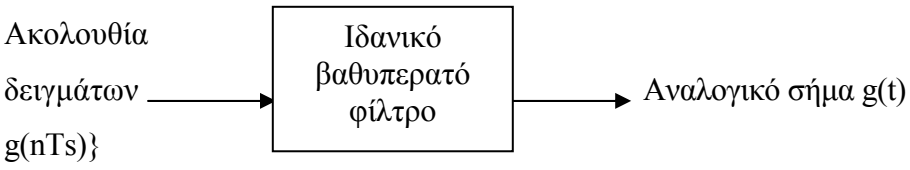
$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(\frac{n}{2W})\frac{1}{2W}\int_{-W}^{W}\exp[j2\pi f(t-\frac{n}{2W})]df \qquad (3.7)$$

Ο όρος του ολοκληρώματος στην Εξ. (3.7) μπορεί εύκολα να υπολογιστεί, δίνοντας

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(\frac{n}{2W})\frac{\sin(2\pi Wt - n\pi)}{(2\pi W - n\pi)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(\frac{n}{2W})\sin c(2Wt-n), -\infty \le t \le \infty \qquad (3.8)$$

Η Εξ. (3.8) παρέχει μια σχέση παρεμβολής (interpolation formula) για την ανακατασκευή του αρχικού σήματος g(t) από την ακολουθία των τιμών των δειγμάτων {g(n/2W)}, με τη συνάρτηση sinc(2Wt) να παίζει το ρόλο της συνάρτησης παρεμβολής (interpolation function). Κάθε δείγμα πολλαπλασιάζεται με μια καθυστερούμενη μορφή της συνάρτησης

παρεμβολής και όλες οι κυματομορφές που προκύπτουν προστίθενται για να δώσουν την g(t). Είναι αξιοπρόσεκτο ότι η Εξ. (3.8) παριστάνει επίσης την απόκριση ενός ιδανικού βαθυπερατού φίλτρου εύρους ζώνης W και μηδενικής καθυστέρησης διάδοσης, που παράγεται από ένα σήμα εισόδου που αποτελείται από την ακολουθία δειγμάτων {g(n/2W)} για $-\infty \leq n \leq \infty$. Αυτό είναι διαισθητικά ικανοποιητικό, καθώς παρατηρώντας το φάσμα του Σχ. 3.7(β), βλέπουμε ότι το αρχικό σήμα g(t) μπορεί να ανακτηθεί με ακρίβεια από την ακολουθία των δειγμάτων {g(n/2W)} περνώντας το μέσα από ένα ιδανικό βαθυπερατό φίλτρο με εύρος ζώνης W. Αυτό απεικονίζεται σε μορφή δομικού διαγράμματος στο Σχ. 3.8. Η απόκριση πλάτους του ιδανικού φίλτρου ανακατασκευής φαίνεται στο Σχ. 3.7(γ).



Σχήμα 3.8: Φίλτρο ανακατασκευής

Μπορούμε τώρα να εκφράσουμε το θεώρημα δειγματοληψίας (sampling theorem) για ζωνοπεριορισμένα σήματα πεπερασμένης ενέργειας με δύο ισοδύναμους τρόπους:

1. Ένα ζωνοπεριορισμένο σήμα πεπερασμένης ενέργειας, που δεν έχει συνιστώσες συχνότητας μεγαλύτερες από W hertz, περιγράφεται πλήρως καθορίζοντας τις τιμές του σήματος σε χρονικές στιγμές που απέχουν 1/2W δευτερόλεπτα.
2. Ενα ζωνοπεριορισμένο σήμα πεπερασμένης ενέργειας, που δεν έχει συνιστώσες συχνότητας μεγαλύτερες από W hertz, μπορεί να ανακτηθεί πλήρως από τη γνώση των δειγμάτων του που λαμβάνονται με ρυθμό 2W ανά δευτερόλεπτο.

Ο ρυθμός δειγματοληψίας των *2W* δειγμάτων ανά δευτερόλεπτο, για ένα εύρος ζώνης *W hertz*, συχνά καλείται ρυθμός Nyquist. Το θεώρημα δειγματοληψίας λειτουργεί σαν βάση για τη δυνατότητα εναλλαγής αναλογικών σημάτων και ψηφιακών ακολουθιών, που είναι πολύτιμη στα ψηφιακά συστήματα επικοινωνίας.

Η προέλευση του θεωρήματος δειγματοληψίας, όπως περιγράφτηκε παραπάνω, βασίζεται στην υπόθεση ότι το σήμα g(t) είναι αυστηρά ζωνοπεριορισμένο. Μια τέτοια απαίτηση, ωστόσο, μπορεί να ικανοποιηθεί μόνο αν η g(t) έχει άπειρη διάρκεια. Με άλλα λόγια, ένα αυστηρά ζωνοπεριορισμένο σήμα δε μπορεί ταυτόχρονα να είναι χρονικά περιορισμένο και αντίστροφα. Παρόλα αυτά, μπορούμε να θεωρήσουμε ένα χρονικά περιορισμένο σήμα σαν ουσιαστικά ζωνοπεριορισμένο σήμα με την έννοια ότι οι συνιστώσες συχνότητας του έξω από κάποια ζώνη ενδιαφέροντος έχουν αμελητέες επιδράσεις. Μπορούμε στη συνέχεια να δικαιολογήσουμε την πρακτική εφαρμογή του θεωρήματος δειγματοληψίας.

3.2.1.1 Παραλλαγή

Οταν ο ρυθμός δειγματοληψίας 1/Ts ξεπερνά το ρυθμό Nyquist 2W, όλα τα α-ντίγραφα της G(f) που εμπλέκονται στην κατασκευή της Gδ(f) απομακρύνονται περισσότερο μεταξύ τους και δεν υπάρχει πρόβλημα στην ανάκτηση του αρχικού σήματος g(t) από τη δειγματοληφθείσα gδ(t) μορφή του. Οταν, ωστόσο, ο ρυθμός δειγματοληψίας 1/T είναι μικρότερος από 2W, βρίσκουμε ότι στην κατασκευή του φάσματος Gδ(f)του δειγματοληφθέντος σήματος, τα μετατοπισμένα κατά συχνότητα αντίγραφα του αρχικού φάσματος G(f) επικαλύπτονται, όπως απεικονίζεται στο Σχ. 3.7(δ). Σ' αυτήν την περίπτωση, οι υψηλές συχνότητες της G(f) αντικατοπτρίζονται στις χαμηλές συχνότητες της Gδ(f). Το φαινόμενο όπου μια συνιστώσα υψηλής συχνότητας στο φάσμα του αρχικού σήματος g(t) λαμβάνει φαινομενικά την ταυτότητα μιας χαμηλότερης συχνότητας στο φάσμα της δειγματοληφθείσας μορφής του gδ(t) ονομάζεται φαινόμενο παραλλαγής (aliasing effect). Είναι λοιπόν προφανές ότι αν ο ρυθμός δειγματοληψίας 1/T$ είναι μικρότερος από το ρυθμό Nyquist, 2W, το αρχικό σήμα g(t) δε μπορεί να ανακτηθεί ακριβώς από τη δειγματοληφθείσα μορφή του gδ(t) και συνεπώς χάνεται πληροφορία κατά τη διαδικασία δειγματοληψίας.

Ενας άλλος παράγοντας που συνεισφέρει στην παραλλαγή είναι το γεγονός ότι ένα σήμα δε μπορεί να είναι πεπερασμένο τόσο στο χρόνο όσο και στη συχνότητα, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως. Καθώς αυτό παραβιάζει την αυστηρή απαίτηση

ζωνοπεριορισμού του θεωρήματος δειγματοληψίας, βρίσκουμε ότι όταν γίνεται δειγματοληψία σε ένα χρονοπεριορισμένο σήμα, θα υπάρχει πάντα κάποια παραλλαγή που θα παράγεται από τη διαδικασία δειγματοληψίας. Συνεπώς, για να καταπολεμήσουμε το φαινόμενο της παραλλαγής στην πράξη, χρησιμοποιούμε δύο διορθωτικά μέτρα:

1. Πριν από τη δειγματοληψία χρησιμοποιείται ένα ζωνοπερατό φίλτρο προ-παραλλαγής (pre-alias filter) για να εξασθενίσει εκείνες τις συνιστώσες υψηλής συχνότητας του σήματος που βρίσκονται έξω από τη ζώνη ενδιαφέροντος.
2. Γίνεται δειγματοληψία του φιλτραρισμένου σήματος με ρυθμό ελαφρά υψηλότερο από το ρυθμό Nyquist.

Είναι ενδιαφέρον να παρατηρήσουμε ότι η χρήση ενός ρυθμού δειγματοληψίας $1/T_s$ υψηλότερου από το ρυθμό Nyquist 2W, έχει ακόμη το επιθυμητό αποτέλεσμα να κάνει ευκολότερη τη σχεδίαση του φίλτρου ανακατασκευής για την ανάκτηση του αρχικού αναλογικού σήματος από τη δειγματοληφθείσα μορφή του. Με έναν τέτοιο ρυθμό δειγματοληψίας, βρίσκουμε ότι υπάρχουν χάσματα, πλάτους $(1/T_s)$-2W το καθένα, μεταξύ των μετατοπισμένων στη συχνότητα αντιγράφων της G(f). Συνεπώς, μπορούμε να επιλέξουμε το εύρος ζώνης B του ιδανικού φίλτρου ανακατασκευής ώστε να ικανοποιείται η συνθήκη

$$W < B < (1/Ts)-W \tag{3.9}$$

3.2.2 Δειγματοληψία Ζωνοπερατών Σημάτων

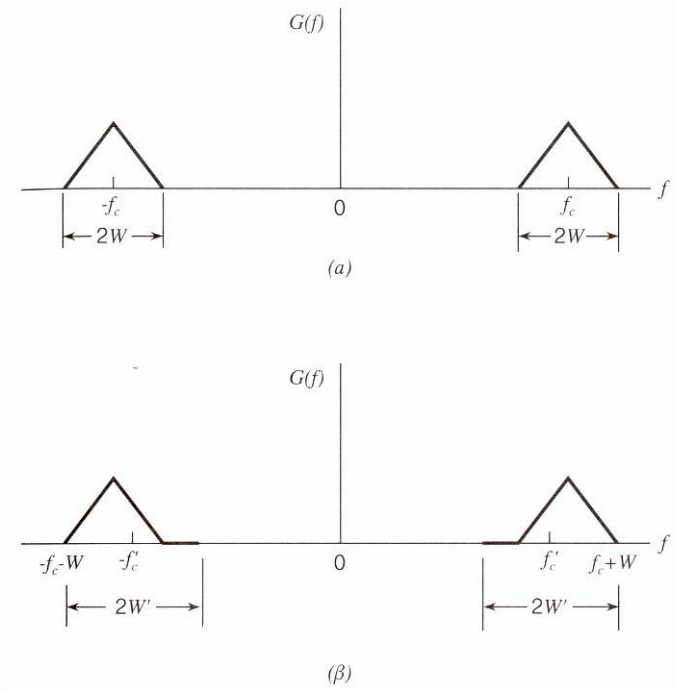
Μέχρι αυτό το σημείο στη συζήτηση μας για τη διαδικασία δειγματοληψίας έχουμε εστιάσει την προσοχή μας σε βαθυπερατά σήματα. Ωστόσο, πολλά από τα σήματα που συναντώνται στην πράξη είναι από τη φύση τους ζωνοπερατά. Στην περίπτωση τέτοιων σημάτων, ιδιαίτερα όταν το εύρος ζώνης είναι μικρό συγκρινόμενο με την υψηλότερη συνιστώσα συχνότητας, είναι πράγματι δυνατό να χρησιμοποιήσουμε ένα ρυθμό δειγματοληψίας που είναι μικρότερος από το διπλάσιο της υψηλότερης συνιστώσας συχνότητας που υπάρχει στο σήμα.

Για να ερευνήσουμε αυτό το θέμα αναλυτικά, θεωρείστε ένα ζωνοπερατό σήμα g(t) με φέρον fc και εύρος ζώνης *2W* (ή μισού εύρους ζώνης W), έτσι ώστε το φάσμα του να καταλαμβάνει διαστήματα συχνότητας που ορίζονται από fc-W≤|f|≤fc+W, όπως φαίνεται στο Σχ. 3.9(α). Εκφράζοντας αυτό το σήμα συναρτήσει της συμφασικής και της ορθογωνικής του συνιστώσας, έχουμε

$$g(t) = g_c(t)\cos(2\pi f_c t) - g_s(t)\sin(2\pi f_c t) \tag{3.10}$$

όπου $g_c(t)$ είναι η συμφασική συνιστώσα και $g_s(t)$ είναι η ορθογωνική συνιστώσα. Αρχικά, ας υποθέσουμε ότι η υψηλότερη συνιστώσα συχνότητας στο ζωνοπερατό σήμα g(t), δηλαδή, η fc+W, είναι ένα ακέραιο πολλαπλάσιο του εύρους ζώνης 2W έτσι ώστε μπορούμε να γράψουμε

fc+W = 2kW ή fc = (2k-1)W (3.11)



Σχήμα 3.9: (α) Φάσμα του ζωνοπερατού σήματος g(t). (β) Απεικόνιση των ορισμών της νέας μεσαίας συχνότητας f΄c και του νέου εύρους ζώνης 2W ΄.

όπου k είναι ένας θετικός ακέραιος αριθμός. Τη στιγμή της δειγματοληψίας t = nTs, όπου Ts είναι η περίοδος της δειγματοληψίας και n = 0, +/-1, +/-2,…, βρίσκουμε από την Εξ. (3.10) ότι

$$g(nT_s) = g_c(nT_s)\cos(2\pi f_c nT_s) - g_s(nT_s)\sin(2\pi f_c nT_s) \tag{3.12}$$

Για ρυθμό δειγματοληψίας ίσο με το διπλάσιο του εύρους ζώνης του σήματος g(t), δηλαδή, 1/Ts = 4W έχουμε

$$g(\frac{n}{4W}) = g_c(\frac{n}{4W})\cos(\pi f_c \frac{n}{2W}) - g_s(\frac{n}{4W})\sin(\pi f_c \frac{n}{2W}) \tag{3.13}$$

Συνεπώς αντικαθιστώντας την Εξ. (7.12) στην Εξ. (7.13), λαμβάνουμε

$$g(\frac{n}{4W}) = g_c(\frac{n}{4W})\cos[\frac{n\pi}{2}(2k-1)] - g_s(\frac{n}{4W})\sin[\frac{n\pi}{2}(2k-1)] \tag{3.14}$$

Για n άρτιο, ας πούμε n=2ν, βρίσκουμε ότι για όλα τα k

$$\cos[\frac{n\pi}{2}(2k-1)] = \cos[\nu\pi(2k-1)] = (-1)^{\nu} \tag{3.15}$$

Και

$$\sin[\frac{n\pi}{2}(2k-1)] = \sin[\nu\pi(2k-1)] = 0 \tag{3.16}$$

Όπου γι' αυτήν την περίπτωση η Εξ. (3.14) απλοποιείται σαν

$$g(\frac{\nu}{2W}) = (-1)^{\nu} g_c(\frac{\nu}{2W}) \tag{3.17}$$

Στη συνέχεια, για n περιττό, ας πούμε n = 2ν-1, βρίσκουμε ότι

$$\cos[\frac{n\pi}{2}(2k-1)] = \cos[\frac{\pi}{2}(2\nu-1)(2k-1)] = 0 \tag{3.18}$$

Και

$$\sin[\frac{n\pi}{2}(2k-1)] = \sin[\frac{\pi}{2}(2\nu-1)(2k-1)] = (-1)^{\nu+k} \tag{3.19}$$

Συνεπώς, η Εξ. (3.14) απλοποιείται ως εξής

$$g(\frac{2\nu-1}{4W}) = (-1)^{\nu+k+1} g_s(\frac{2\nu-1}{4W}) \tag{3.20}$$

Ωστόσο, οι συνιστώσες $g_c(t)$ και $g_s(t)$ είναι και οι δύο βαθυπερατά σήματα και τα δύο στην περιοχή |f|<=W. Συνεπώς, από το θεώρημα δειγματοληψίας, προκύπτει ότι τόσο η $g_c(t)$ όσο

και η $g_s(t)$ καθορίζονται από τα δείγματα τους που λαμβάνονται με ομοιόμορφο ρυθμό 2W δειγμάτων ανά δευτερόλεπτο. Συνεπώς, μπορούμε να ισχυριστούμε ότι:

1. Τα δείγματα $g_c(\nu/2W)$, ν=0, ±1, ±2, ..., είναι αρκετά για να καθορίσουν τη συμφασική συνιστώσα $g_c(t)$, όπως φαίνεται από

$$g_c(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} g_c(\frac{\nu}{2W}) \sin c(2Wt - \nu) = \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} (-1)^{\nu} g(\frac{\nu}{2W}) \sin c(2Wt - \nu) \tag{3.21}$$

όπου έχουμε κάνει χρήση της Εξ. (3.17).

2. Τα δείγματα $g_s((2\nu-1)/4W)$, ν=0, ±1, ±2, ..., είναι αρκετά για να καθορίσουν την ορθογωνική συνιστώσα $g_s(t)$, όπως φαίνεται από

$$g_s(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} g_s(\frac{2\nu-1}{2W}) \sin c(2Wt - \nu + \frac{1}{2}) = \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} (-1)^{\nu+k+1} g(\frac{2\nu-1}{2W}) \sin c(2Wt - \nu + \frac{1}{2}) \tag{3.22}$$

όπου έχουμε κάνει χρήση της Εξ. (3.20). Παρατηρείστε ότι τα δείγματα του σήματος g(t) που χρησιμοποιούνται για να ανακατασκευάσουν την ορθογωνική συνιστώσα $g_s(t)$, όπως στην Εξ. (3.22), είναι καθυστερημένα κατά 1/4W δευτερόλεπτα ως προς τα αντίστοιχα δείγματα της g(t) που χρησιμοποιούνται για την ανακατασκευή της συμφασικής συνιστώσας $g_c(t)$ $g_c(t)$ και $g_s(t)$.

Στη συνέχεια, αντικαθιστώντας τις Εξ. (3.21) και (3.22) στην Εξ. (7.10), λαμβάνουμε την παρακάτω παράσταση για το ζωνοπερατό σήμα g(t):

$$g(t) = \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} (-1)^{\nu} g(\frac{\nu}{2W}) \sin c(2Wt - \nu) \cos(2\pi f_c t) + \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} (-1)^{\nu+k} g(\frac{2\nu-1}{2W}) \sin c(2Wt - \nu + \frac{1}{2}) \sin(2\pi f_c t) \tag{3.23}$$

Όπου k είναι ένας θερικός ακέραιος. Αλλά, με (1/Ts) = 4W και (fc/W) = 2k-1, μπορούμε να γράψουμε

$$(-1)^{\nu} \cos(2\pi f_c t) = \cos[2\pi f_c (t - 2\nu T_s)] \tag{3.24}$$

Και

$$(-1)^{\nu+k} \sin(2\pi f_c t) = \sin[2\pi f_c (t - (2\nu - 1)T_s)] \tag{3.25}$$

Συνεπώς, μπορούμε να συγκεντρώσουμε ξανά τα δύο αθροίσματα της Εξ. (3.23), κάτι που δίνει

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT_s) \sin c(2Wt - \frac{n}{2}) \cos[2\pi f_c (t - nT_s)] \tag{3.26}$$

που είναι η επιθυμητή μορφή του αναπτύγματος για ένα ζωνοπερατό σήμα στην ειδική περίπτωση όπου η υψηλότερη συνιστώσα συχνότητας που υπάρχει στο g(t) είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του εύρους ζώνης *2W*. Σε μια τέτοια περίπτωση, η Εξ. (3.26) δηλώνει ότι μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε έναν ελάχιστο ρυθμό δειγματοληψίας ίσο με το διπλάσιο του εύρους ζώνης του σήματος g(t), δηλαδή, *4W* δείγματα ανά δευτερόλεπτο.

Θεωρείστε στη συνέχεια τη γενική περίπτωση όπου θεωρείται μόνο ότι fc>W≥0, δηλαδή, η ζώνη σημαντικών συχνοτήτων που περιλαμβάνονται στο ζωνοπερατό σήμα g(t) καταλαμβάνει μια αυθαίρετη θέση κατά μήκος του άξονα συχνοτήτων. Εστω ότι το r συμβολίζει το μεγαλύτερο ακέραιο που εμπεριέχεται στον αριθμό (fc+W)/2W, έτσι ώστε μπορούμε να γράψουμε

$$r \le \frac{f_c + W}{2W} < r + 1 \tag{3.27}$$

Κρατώντας σταθερή την υψηλότερη συχνότητα fc+W που περιλαμβάνεται στο σήμα g(t), ας υποθέσουμε ότι αυξάνουμε το εύρος ζώνης σε μια νέα τιμή 2W΄ που κάνει

$$\frac{f_c + W}{2W'} = r \tag{3.28}$$

Ακόμη, ορίζουμε ένα νέο φέρον fc΄ σαν

$$f'_c = (1 - \frac{1}{2r})(f_c + W) \tag{3.29}$$

Οι ορισμοί των fc’ και W′ απεικονίζονται στο Σχ. 3.9(β). Προφανώς, αυτό το φάσμα αντιστοιχεί ακόμη στο αρχικό ζωνοπερατό σήμα g(t). Ωστόσο, η υψηλότερη συνιστώσα συχνότητας fc+W είναι τώρα ένα πολλαπλάσιο του 2W’. Συνεπώς, η παράσταση της Εξ. (3.26) ισχύει με το αρχικό μισό του εύρους ζώνης W να αντικαθίσταται από τη νέα τιμή W’, την περίοδο δειγματοληψίας T_s να αντικαθίσταται από T_s'=1/4W’ και τη συχνότητα φέροντος fc να αντικαθίσταται από τη νέα τιμή fc. Μπορούμε συνεπώς να γράψουμε

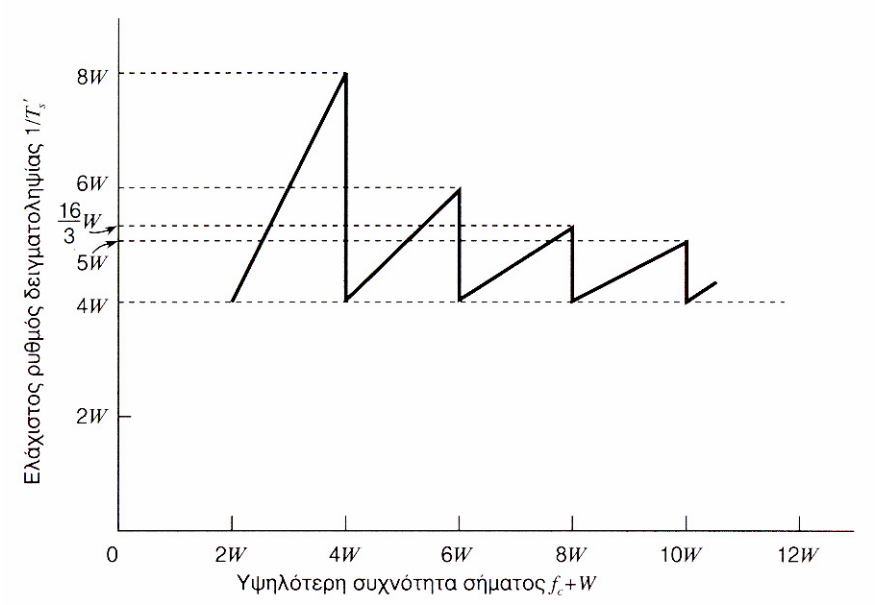
$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT_s') \sin c(2W't - \frac{n}{2}) \cos[2\pi f_c'(t - nT_s')] \tag{3.30}$$

που δείχνει ότι είναι δυνατή η αναπαράσταση του ζωνοπερατού σήματος, με ισαπέχοντα δείγματα που λαμβάνονται με ρυθμό $1/T_s'$ δείγματα ανά δευτερόλεπτο.

Στο σχ. 3.10 έχουμε σχεδιάσει τον ελάχιστο ρυθμό δειγματοληψίας συναρτήσει της υψηλότερης συχνότητας που υπάρχει στο ζωνοπερατό σήμα g(t). Βλέπουμε ότι, ανεξάρτητα από τη θέση της ζώνης, ο ελάχιστος ρυθμός δειγματοληψίας που είναι απαραίτητος για την

ανακατασκευή του σήματος βρίσκεται πάντα μεταξύ 4W και 8W δείγματα ανά δευτερόλεπτο.

Εδώ ξανά είναι συνήθως επιθυμητό να κάνουμε δειγματοληψία ενός ζωνοπερατού σήματος σε υψηλότερο ρυθμό από αυτόν που υπολογίζεται από το σχ. 3.10 έτσι ώστε να λάβουμε υπόψη το γεγονός ότι το φάσμα δεν είναι ακριβώς ζωνοπεριορισμένο στην πράξη.

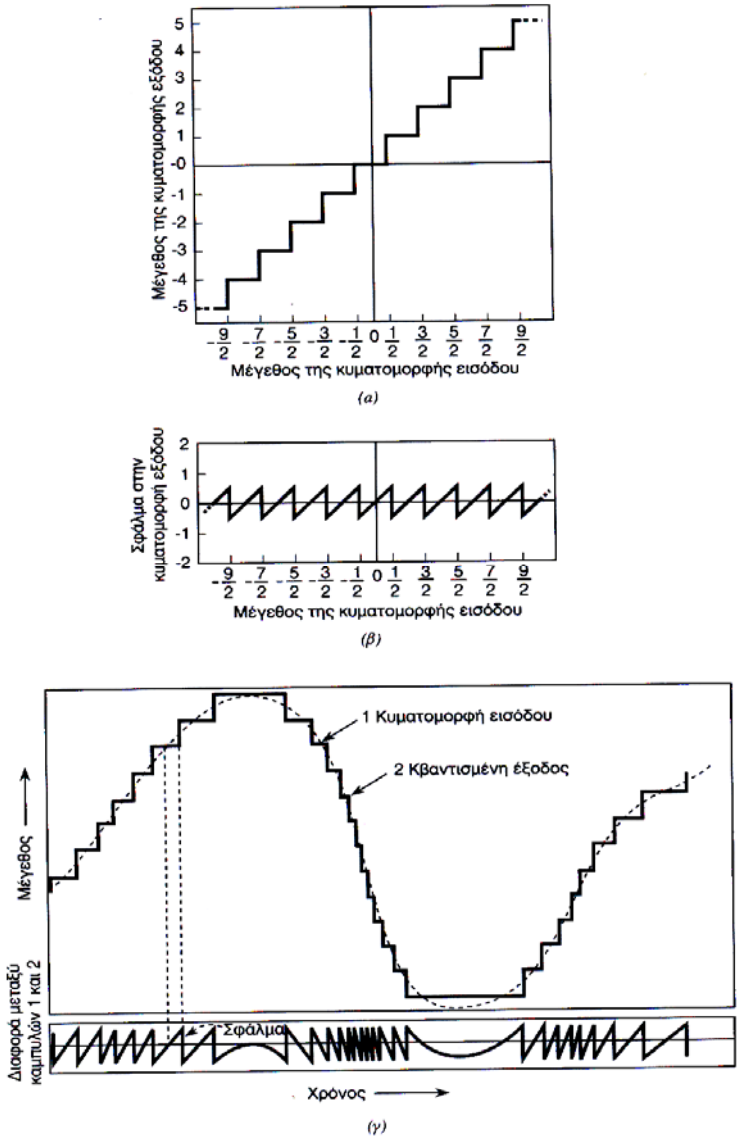


Σχήμα 3.10: Ελάχιστος ρυθμός δειγματοληψίας για ζωνοπερατά σήματα.

3.2.3 Κβαντισμός

Ένα συνεχές σήμα, όπως η φωνή, έχει συνεχές πεδίο τιμών πλάτους και συνεπώς τα δείγματά του έχουν συνεχές πεδίο τιμών πλάτους. Με άλλα λόγια, μέσα στο πεπερασμένο πεδίο τιμών του σήματος βρίσκουμε έναν άπειρο αριθμό σταθμών πλάτους. Δεν είναι απαραίτητο στην πραγματικότητα να μεταδίδουμε τα ακριβή πλάτη των δειγμάτων. Οποιαδήποτε ανθρώπινη αίσθηση (το αυτί ή το μάτι) σαν τελικός δέκτης, μπορεί μόνο να ανιχνεύσει πεπερασμένες διαφορές έντασης. Αυτό σημαίνει ότι το αρχικό συνεχές σήμα μπορεί να προσεγγιστεί από ένα σήμα το οποίο κατασκευάζεται από διακριτά πλάτη, επιλεγμένα από ένα διαθέσιμο σύνολο με βάση την ελαχιστοποίηση του

σφάλματος. Η ύπαρξη ενός πεπερασμένου αριθμού διακριτών σταθμών πλάτους είναι μια βασική συνθήκη της PCM. Προφανώς, εάν καθορίσουμε διακριτές στάθμες πλάτους με αρκετά μικρό βήμα μεταξύ τους, μπορούμε να κάνουμε το προσεγγιζόμενο σήμα να μη ξεχωρίζει πρακτικά από το αρχικό συνεχές σήμα.



Σχήμα 3.11: Απεικόνιση της αρχής κβαντισμού. (α) Χαρακτηριστική κβαντισμού (β) Χαρακτηριστική σφαλμάτων κβαντισμού. (γ) Κβαντισμένο σήμα και η αντίστοιχη καμπύλη σφάλματος.

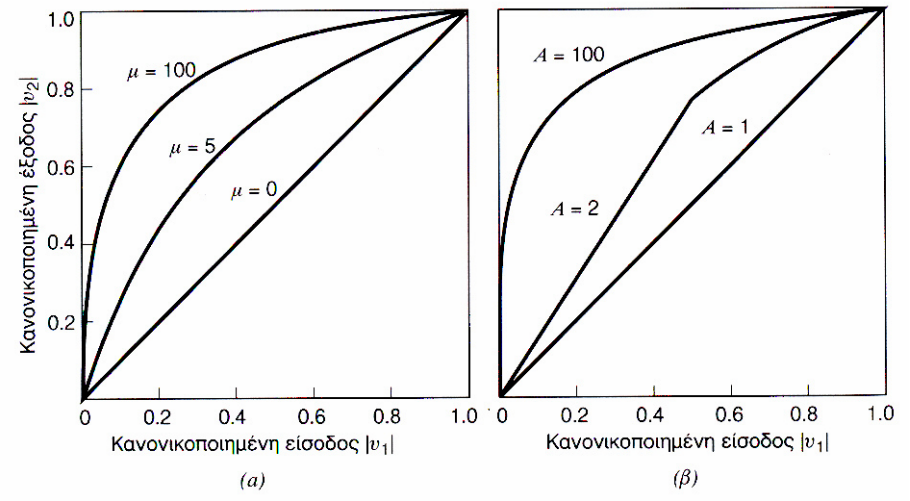
Η μετατροπή ενός αναλογικού (συνεχούς) δείγματος του σήματος σε μια ψηφιακή (διακριτή) μορφή καλείται διαδικασία κβαντοποίησης. Γραφικά, η διαδικασία κβαντοποίησης σημαίνει ότι μια ευθεία γραμμή που παριστάνει τη σχέση μεταξύ της εισόδου και της εξόδου ενός γραμμικού συνεχούς συστήματος αντικαθίσταται από μια κλιμακωτή χαρακτηριστική, όπως το σχ. 3.11(α). Η διαφορά μεταξύ των δύο γειτονικών διακριτών τιμών ονομάζεται κβάντο ή μέγεθος βήματος. Τα σήματα που εφαρμόζονται σε έναν κβαντιστή, με την χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου του σχ. 3.11(α), ταξινομούνται σε στάθμες πλάτους (τα βήματα) και όλα τα σήματα εισόδου μέσα στο συν ή πλην μισό ενός κβάντου της μεσαίας τιμής μιας στάθμης αντικαθίστανται στην έξοδο από την υπόψη μεσαία τιμή. Το σφάλμα κβαντισμού αποτελείται από τη διαφορά μεταξύ των σημάτων εισόδου και εξόδου του κβαντιστή. Είναι φανερό ότι η μέγιστη στιγμιαία τιμή αυτού του σφάλματος είναι το μισό ενός κβάντου και το συνολικό εύρος της μεταβολής είναι από -μισό έως +μισό βήμα. Στο τμήμα (β) του σχ. 3.11 σχεδιάζεται το σφάλμα σαν συνάρτηση του σήματος εισόδου και στο τμήμα (γ) του σχήματος δείχνεται μια τυπική μεταβολή του σφάλματος σαν συνάρτηση του χρόνου.

Σύμφωνα με το κλιμακωτό γράφημα του σχ. 3.11(α) η έξοδος του κβαντιστή μπορεί να εκφραστεί στη μορφή Hiβ, όπου ±Hi 0, 1, 2, ... και δ είναι το μέγεθος του κβάντου. Σ' αυτό το σχήμα το δ είναι κανονικοποιημένο στην τιμή 1. Ενας κβαντιστής που έχει αυτή τη σχέση εισόδου-εξόδου καλείται τύπου μέσου πατήματος, επειδή η αρχή των αξόνων βρίσκεται στο μέσο ενός οριζόντιου τμήματος του σκαλοπατιού στο κλιμακωτό γράφημα.

Ενας άλλος τρόπος σχεδίασης του κβαντιστή, είναι να ορίσουμε την έξοδο του στην μορφή Hiδ/2, όπου ±Hi=1, 3, 5, ... Αυτός ο κβαντιστής ονομάζεται τύπου *μέσης ανύψωσης,* επειδή στην περίπτωση αυτή η αρχή των αξόνων βρίσκεται στο μέσο ενός κατακόρυφου τμήματος της κλιμακωτής σχέσης εισόδου-εξόδου.

Η διαδικασία κβαντοποίησης, που βασίζεται στο σχ. 3.11(α) χρησιμοποιεί ο-μοιόμορφη απόσταση μεταξύ των επιπέδων κβαντισμού. Σε κάποιες εφαρμογές, ωστόσο, είναι προτιμητέο να χρησιμοποιηθεί μεταβλητή απόσταση μεταξύ των επιπέδων κβαντισμού. Για παράδειγμα, η περιοχή των τάσεων που καλύπτονται από σήματα φωνής, από τα μέγιστα δυνατής φωνής μέχρι τα ασθενή διάστημα της χαμηλής ομιλίας είναι της τάξης 1000 ως 1. Χρησιμοποιώντας έναν μη ομοιόμορφο κβαντιστή με το χαρακτηριστικό ότι το μέγεθος του βήματος αυξάνει, καθώς η απόσταση από την αρχή των αξόνων της

χαρακτηριστικής πλάτους εισόδου-εξόδου αυξάνει, το τελευταίο μεγάλο βήμα του κβαντιστή μπορεί συμπεριλάβει όλες τις πιθανές περιπλανήσεις του σήματος φωνής στις μεγάλες στάθμες πλάτους, οι οποίες συμβαίνουν σχετικά σπάνια. Με άλλα λόγια, τα ασθενή διαστήματα, που χρειάζονται περισσότερη προστασία, προτιμούνται σε βάρος των ισχυρών διαστημάτων. Κατ' αυτό τον τρόπο επιτυγχάνεται μια ποσοστιαία ομοιόμορφη ακρίβεια στο μεγαλύτερο τμήμα του πεδίου τιμών του σήματος εισόδου, με αποτέλεσμα να απαιτούνται λιγότερα βήματα από ότι στην περίπτωση που θα χρησιμοποιούνταν ομοιόμορφος κβαντιστής.



Σχήμα 3.12: Νόμοι συμπίεσης. (α) Νόμος-μ. (β) Νόμος-Α.

Η χρήση ενός μη ομοιόμορφου κβαντιστή είναι ισοδύναμη με τη διέλευση του σήματος βασικής ζώνης μέσω ενός συμπιεστή και στη συνέχεια την εφαρμογή του συμπιεσμένου σήματος σε ομοιόμορφο κβαντιστή. Μια ιδιαίτερη μορφή του νόμου συμπίεσης, που χρησιμοποιείται στην πράξη είναι ο ονομαζόμενος νόμος-μ, που ορίζεται από

$$|\upsilon_2| = \frac{\log(1+\mu|\upsilon_1|)}{\log(1+\mu)} \tag{3.31}$$

όπου υ_1 και υ_2 είναι οι κανονικοποιημένες τάσεις εισόδου και εξόδου και μ είναι μια θετική σταθερά. Στο σχήμα 3.12(α), έχουμε σχεδιάσει το νόμο-μ για μεταβαλλόμενο μ. Η περίπτωση ομοιόμορφης κβαντοποίησης αντιστοιχεί σε μ=0. Για μια δοσμένη

τιμή του μ, το αντίστροφο της κλίσης της καμπύλης συμπίεσης που ορίζει τα βήματα κβαντισμού είναι

$$\frac{d\,|\upsilon_1|}{d\,|\upsilon_2|} = \frac{\log(1+\mu)}{\mu}(1+\mu\,|\upsilon_1|) \tag{3.32}$$

Βλέπουμε συνεπώς, ότι ο νόμος-μ δεν είναι ούτε αυστηρά γραμμικός, ούτε αυστηρά λογαριθμικός, αλλά είναι κατά προσέγγιση γραμμικός για χαμηλές στάθμες εισόδου που αντιστοιχούν σε μ|υ1|»1και κατά προσέγγιση λογαριθμικός για υψηλές στάθμες εισόδου που αντιστοιχούν σε μ|υ1|»1.

Ένας άλλος νόμος συμπίεσης, που χρησιμοποιείται στην πράξη είναι ο λεγόμενος *νόμος-Α* που ορίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$|\upsilon_2| = \begin{cases} \dfrac{\mathrm{A}\,|\upsilon_1|}{1+\log(1+\mathrm{A})}, 0 \le |\upsilon_1| \le \dfrac{1}{\mathrm{A}} \\ \dfrac{1+\log(\mathrm{A}\,|\upsilon_1|)}{1+\log \mathrm{A}}, \dfrac{1}{\mathrm{A}} \le |\upsilon_1| \le 1 \end{cases} \tag{3.33}$$

και φαίνεται σχεδιασμένος στο σχ. 3.12(β). Οι πρακτικές τιμές του Α (όπως του μ στον νόμο-μ) τείνουν να είναι στην περιοχή του 100. Η περίπτωση ομοιόμορφης κβαντοποίησης αντιστοιχεί σε Α=1. Η αντίστροφη κλίση αυτής της καμπύλης συμπίεσης είναι:

$$\frac{d\,|\upsilon_1|}{d\,|\upsilon_2|} = \begin{cases} \dfrac{1+\log(\mathrm{A})}{\mathrm{A}}, 0 \le |\upsilon_1| \le \dfrac{1}{\mathrm{A}} \\ (1+\log \mathrm{A})\,|\upsilon_1|, \dfrac{1}{\mathrm{A}} \le |\upsilon_1| \le 1 \end{cases} \tag{3.34}$$

Ετσι, τα βήματα κβαντισμού πάνω στο κεντρικό γραμμικό τμήμα, που επιδρούν κυρίως στα μικρά σήματα, ελαττώνονται κατά έναν παράγοντα A/(1+ logA). Αυτός είναι τυπικά περίπου 25 dB στην πράξη σε σύγκριση με τον ομοιόμορφο κβαντισμό.

Για να επαναφέρουμε τα δείγματα του σήματος στην αντίστοιχη σωστή στάθμη πρέπει, φυσικά, να χρησιμοποιήσουμε μια διάταξη στο δέκτη με χαρακτηριστική συμπληρωματική εκείνης του συμπιεστή. Μια τέτοια διάταξη ονομάζεται αποσυμπιεστής. Στην ιδανική περίπτωση, οι νόμοι συμπίεσης και αποσυμπίεσης είναι ακριβώς αντίστροφοι

έτσι ώστε εκτός από την επίδραση της κβαντοποίησης η έξοδος του αποσυμπιεστή να είναι ίση με την είσοδο του συμπιεστή. Ο συνδυασμός ενός συμπιεστή και ενός αποσυμπιεστή ονομάζεται συμπιεστής-αποσυμπιεστής.

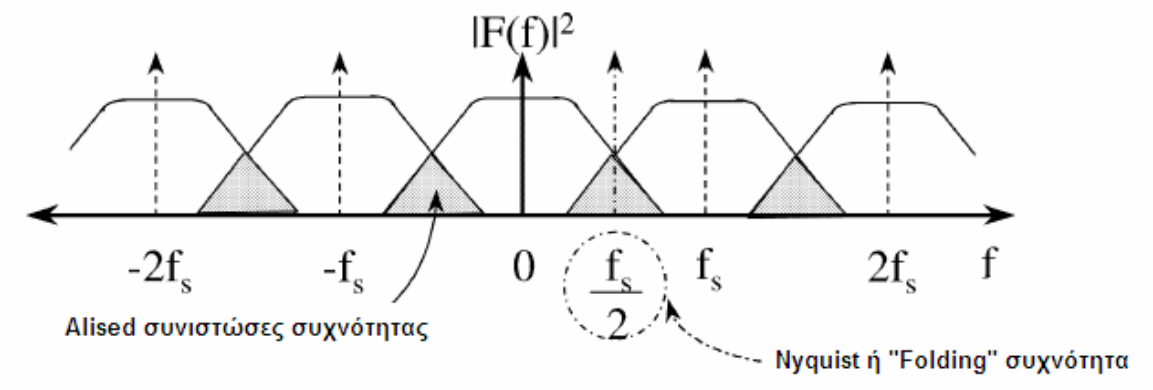
Σε πραγματικά συστήματα PCM, τα κυκλώματα συμπίεσης-αποσυμπίεσης δεν αναπαράγουν ένα ακριβές αντίγραφο των μη γραμμικών καμπυλών συμπίεσης, που φαίνονται στο σχ. 3.12. Μάλλον, παράγουν μια τμηματικά γραμμική προσέγγιση της επιθυμητής καμπύλης. Χρησιμοποιώντας έναν αρκετά μεγάλο αριθμό γραμμικών τμημάτων, η προσέγγιση μπορεί να πλησιάσει την αληθινή καμπύλη συμπίεσης.

3.2.4 Επανάληψη των Βασικών Αρχών του ADC

Στο σημείο αυτό γίνεται μια συσχέτιση μεταξύ των ADCs και του software radio. Όπως φάνηκε ουσιαστικά με όσα ειπώθηκαν παραπανώ, η ομοιόμορφη δειγματοληψία είναι η διαδικασία του υπολογισμού του πλάτους του σήματος κάθε Ts δευτερόλεπτα, δηλαδή με μια σταθερή συχνότητα δειγματοληψίας fs=1/TsHz. Αν και υπάρχουν και άλλοι τύποι δειγματοληψιών, τα SDRs υιοθετούν την ομοιόμορφη δειγματοληψία για τα ADCs.

Δεδομένου ότι το ευρείας ζώνης ADC είναι ένα από τα θεμελιώδη συστατικά του software radio, είναι απαραίτητη μία επανάληψη των βασικών αρχών από τη θεωρία δειγματοληψίας, που είδαμε στην προηγούμενη παράγραφο και εφαρμόζονται εδώ. Το αναλογικό σήμα που μετατρέπεται σε ψηφιακό πρέπει να είναι συμβατό με τις ικανότητες του ADC (κατ΄ αναλογία και στον DAC). Ειδικότερα, το εύρος ζώνης και η γραμμική δυναμική περιοχή (dynamic range) των δύο πρέπει να είναι συμβατά. Το σχήμα 3.13 παρουσιάζει έναν κακό συνδυασμό μεταξύ ενός αναλογικού σήματος και του ADC, που παρουσιάζει ομοιότητες βέβαια με το σχήμα 3.7(δ). Για τον ομοιόμορφο ρυθμό δειγματοληψίας fs, η μέγιστη συχνότητα για την οποία το αναλογικό σήμα μπορεί να αναδημιουργηθεί ακριβώς είναι από το θεώρημα του Nyquist, η fs/2, όπως αναφέραμε και παραπάνω. Όπως φαίνεται στο σχήμα, για το ευρείας ζώνης αναλογικό σήμα η συχνότητα δειγματοληψίας είναι μικρότερη από τη συχνότητα Nyquist (συχνότητα δειγματοληψίας = 2*εύρος ζώνης σήματος). Λόγω της περιοδικότητας (ο όρος folding

frequency) του επιλεγέντος φάσματος, αυτό έχει ως αποτέλεσμα την επικάλυψη αυτών. Αυτό είναι το γνωστό φαινόμενο aliasing που προαναφέραμε. Αν και το φαινόμενο aliasing είναι μερικές φορές αναπόφευκτο, ένας ADC που σχεδιάζεται για τα software-radios πρέπει να κρατήσει τη συνολική ισχύ των συνιστωσών aliasing κάτω από ένα ελάχιστο επίπεδο, τέτοιο ώστε να μην διαστρεβλωθεί καταστροφικά το πιό αδύνατο σήμα.



Σχήμα 3.13: Το φαινόμενο aliasing χαλάει το σήμα στη ζώνη Nyquist.

3.2.4.1 Υπολογισμός του Dynamic Range (DNR)

Δεδομένου ότι δυναμική περιοχή (DNR) είναι ο λόγος της μέγιστης προς την ελάχιστη τιμή μίας κλίμακας τιμών που μπορεί να καταγραφεί, εφόσον η αποδεκτή παραμόρφωση του σήματος καθορίζεται από το BER, τότε αυτή μπορεί να υπολογιστεί από την ακόλουθη διαδικασία:

1. Ορισμός του BER THRESHOLD με βάση την απαιτούμενη ποιότητα υπηρεσίας (QoS).
2. BER = f(MODULATION, CIR, FEC), δηλαδή το BER είναι συνάρτηση των CIR (Carrier to Interference Ratio) και FEC (Forward Error Correction) (βλέπε παράγραφο 3.5.6), καθώς και του είδους της διαμόρφωσης. Το CIR είναι στην RF ότι το SNR στην βασική ζώνη.
3. BER<BER$_{THRESHOLD}$ → CIR > CIR$_{THRESHOLD}$, από την συνάρτηση f του σημείου 2.
4. DNR = DNR$_{ADC}$ +DNR$_{RF-IF}$ +DNR$_{OVERSAMPLING}$ +DNR$_{ALGORITHMS}$

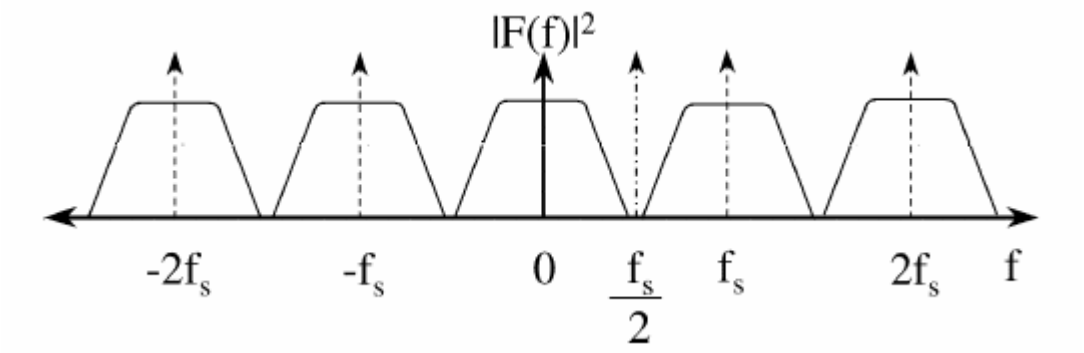
5. $P_{ALIASING+RF/IF+NOISE} < 1/2 (DNR_{ADC} + CIR_{THRESHOLD})$

Στην συνέχεια ακολουθεί η επεξήγηση των παραπάνω 5 σημείων. Καταρχήν εξετάζουμε την περίπτωση όπου το είδος της διαμόρφωσης είναι γνωστό (π.χ. BPSK). Το BER είναι συνάρτηση του CIR. Το πρώτο βήμα στον υπολογισμό της αποδεκτής ισχύος, ώστε να αποφευχθεί το φαινόμενο aliasing, είναι να καθοριστεί το $BER_{ΚΑΤΩΤΑΤΟ_ΟΡΙΟ}$ ($BER_{THRESHOLD}$) με την εξέταση των απαιτήσεων QoS της κυματομορφής (π.χ. φωνή). Το $BER_{THRESHOLD}$ για τη φωνή PCM είναι περίπου 0.001 που σημαίνει σφάλμα ένα bit στα 1000. Το επόμενο βήμα είναι να προσδιοριστεί η σχέση μεταξύ των BER και CIR. Στην απλούστερη περίπτωση, αυτή η σχέση καθορίζεται από την καμπύλη BER-SNR (ή CIR ή Eb/No) για την συγκεκριμένη κάθε φορά διαμόρφωση. Σε άλλες περιπτώσεις, το FEC μειώνει το BER, για ένα δεδομένο BER που δεν προκύπτει με χρήση κώδικα ανίχνευσης σφαλμάτων στον αποδιαμορφωτή (modem). Σε τέτοιες περιπτώσεις αυτό το BER πρέπει να μεταφραστεί στο BER του modem, χωρίς την επίδραση του FEC κώδικα. Από το $BER_{THRESHOLD}$ μπορούμε να υπολογίσουμε αντίστοιχα το $CIR_{ΚΑΤΩΤΑΤΟ_ΟΡΙΟ}$ ($CIR_{THRESHOLD}$) χρησιμοποιώντας την συνάρτηση f. Σύμφωνα με το βήμα 4, το συνολικό DNR (δυναμική περιοχή) ενός συστήματος (π.χ. δέκτη) εξαρτάται από τις τέσσερις ακόλουθες παραμέτρους: α) Πρώτ' όλα οι στιγμιαίες δυνατότητες δυναμικής περιοχής που παρέχει ο ADC (DNR_{ADC}). β) Ακόμη αν οι αναλογικές RF και IF βαθμίδες περιέχουν roofing φίλτρα ή AGCs, τότε το συνολικό DNR μπορεί να βελτιωθεί κατά μία παράμετρο η οποία είναι η DNR_{RF-IF}. γ) Επιπλέον, εφόσον το ευρείας ζώνης ADC του SDR υπερδειγματοληπτεί όλα τα σήματα, το ψηφιακό φιλτράρισμα μπορεί να επιφέρει oversampling-κέρδος ($DNR_{OVERSAMPLING}$), βελτιώνοντας το συνολικό DNR. Περισσότερα γι' αυτό αναφέρουμε σε επόμενη παράγραφο* (§ 3.2.4.5). Τέλος, διάφοροι postprocessing αλγόριθμοι όπως η ψηφιακή ακύρωση παρεμβολής (digital interference cancellation) μπορούν να επιφέρουν περαιτέρω κέρδη στην DNR ($DNR_{ALGORITHMS}$). Κάθε τέτοια πηγή βελτίωσης του DNR μειώνει την απαίτηση υψηλού DNR στον ADC. Από αυτές τις σχέσεις, μπορεί να καθοριστεί η απαιτούμενη DNR του ADC, λαμβάνοντας υπόψιν ότι τόσο οι συνέπειες του aliasing φαινομένου και οι μη επιθυμητές (spurious) αποκρίσεις που εισάγονται στην RF ή/και IF επεξεργασία, όσο και ο θόρυβος πρέπει να διατηρηθούν κάτω από την ισχύ του μισό του least significant bit (LSB) του ADC (βήμα 5).Εάν η συνολική ισχύς είναι λιγότερη από την ισχύ που αντιπροσωπεύεται

από το 1/2 του LSB του ADC, τότε όλα τα bits του ADC αντιστοιχούν σε λαμβανόμενη ισχύ σημάτων που μπορούν να υποστούν επεξεργασία. Εάν η ισχύς υπερβαίνει το 1/2 LSB, τότε απαιτείται πρόσθετη ακρίβεια που εισάγει επιπλέον υπολογιστικό φορτίο.

3.2.4.2 Anti-Aliasing Φίλτρα

Όταν οι aliased συνιστώσες είναι κάτω από το κατώτερο αποδεκτό επίπεδο ισχύος (δηλ. 1/2 LSB) το σήμα που υπέστη δειγματοληψία είναι μια πιστή αναπαράσταση του αναλογικού σήματος, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.14. Ο ευρείας ζώνης ADC, επομένως, ακολουθείται από το anti-aliasing φίλτρο (ένα ή περισσότερα) που δίνει τέτοια μορφή στο φάσμα ώστε να αποφευχθεί το φαινόμενο aliasing. Αυτό απαιτεί anti-aliasing φίλτρα με ικανοποιητική εξασθένηση στην ζώνη αποκοπής. Ο πίνακας 3.1 παρουσιάζει την εξασθένηση στην ζώνη αποκοπής που απαιτείται για έναν δεδομένο αριθμό bits της δυναμικής περιοχής. Δεδομένου ότι η στιγμιαία δυναμική περιοχή δεν μπορεί να υπερβεί την ανάλυση του ADC, ο αριθμός των bits της ανάλυσης είναι ένα περιοριστικό μέτρο της δυναμικής περιοχής. Η υψηλή δυναμική περιοχή απαιτεί υψηλή εξασθένηση στην ζώνη αποκοπής. Για να μειωθεί η εκτός ζώνης ισχύς σε λιγότερο από 1/2 LSB, η εξασθένηση στην ζώνη αποκοπής του anti-aliasing φίλτρου ενός δεκαεξάμπιτου ADC πρέπει να είναι -102 dB (πίνακας 3.1). Αυτό περιλαμβάνει, ενδεχομένως, τις συνεισφορές όλων των σε σειρά φίλτρων που μπορεί να υπάρχουν, συμπεριλαμβανομένου του τελικού anti-aliasing φίλτρου.



Σχήμα 3.14: Τα anti-aliasing φίλτρα συμπιέζουν τις aliased συνιστώσες.

Resolution (bits)	LSB Weight (fraction)	(dBc)	Stop Band Attenuation (dB for < 1/2 LSB)
8	1/256	-48	-54
10	1/1024	-60	-66
12	1/4096	-72	-78
14	1/16384	-84	-90
16	1/65536	-96	-102

Πίνακας 3.1: Όσο πιο μεγάλη είναι η ανάλυση, τόσο πιο υψηλή εξασθένηση στη ζώνη αποκοπής απαιτείται.

Για να καταστείλουν τις συνιστώσες της συχνότητας που είναι κοντά στην άκρη της ζώνης του ζωνοπερατού ADC, τα anti-aliasing φίλτρα απαιτούν έναν μεγάλο «συντελεστής μορφής» (shape factor). Αυτός ουσιαστικά αντιπροσωπεύει την κλίση του φίλτρου που φαίνεται και στο σχήμα 3.14. Ο «συντελεστής μορφής» είναι ο λόγος της συχνότητας στην οποία επιτυγχάνεται η μείωση των -80 dB προς τη συχνότητα του σημείου -3 dB. Τα φίλτρα Bessel έχουν υψηλούς «συντελεστές μορφής» και έτσι γρήγορη μείωση (μεγάλη κλίση) – μικρό rolloff και είναι μονότονα (monotonic). Τα μονότονα φίλτρα επιτυγχάνουν συνεχώς αυξανόμενη εξασθένηση καθώς αυξάνεται η συχνότητα. Αντίθετα στα μη μονότονα φίλτρα παρατηρούνται κάποιες ζώνες με μη επαρκώς αυξημένη τιμή εξασθένησης. Έτσι αυτά επιτρέπουν αυξανόμενη εκτός ζώνης ισχύ και διαστρεβλώνουν τη φάση. Επίσης τα φίλτρα με πιο υψηλό rolloff έχουν υψηλό κυματισμό πλάτους (amplitude ripple) και διαστρεβλώνουν τη φάση περισσότερο από τα φίλτρα με μετριότερο rolloff. Στη βιβλιογραφία που αναφέρεται σε επεξεργασία σήματος, έχει δοθεί ιδιαίτερη προσοχή στο σχεδιασμό των φίλτρων (πίνακας 3.2). Για την επεξήγηση του όρου rolloff παραπέμπουμε στην παράγραφο του 4^{ου} κεφαλαίου για τα pulse shaping φίλτρα.

Transition and Stop Band Performance (-80 dB)				
Filter	**Poles**	**Shape Factor** $(f_{@-80}/f_{@-3})$	**Rolloff**	**Monotonic**
Bessel	**8**	**6.068**	**Slowest**	**Yes**
Butterworth	**8**	**3.162**	**Faster**	**Yes**
Chebyshev	**8 (.1 dB)**	**2.183**	**Next Fastest**	**Yes**
Cauer	**7 (6 Zero) (0.1 dB)**	**1.661**	**Fastest**	**No**

Πίνακας 3.2: Σημαντικά χαρακτηριστικά για διάφορα φίλτρα.

3.2.4.3 Παραμόρφωση λόγω «ψαλιδίσματος» (Clipping Distortion)

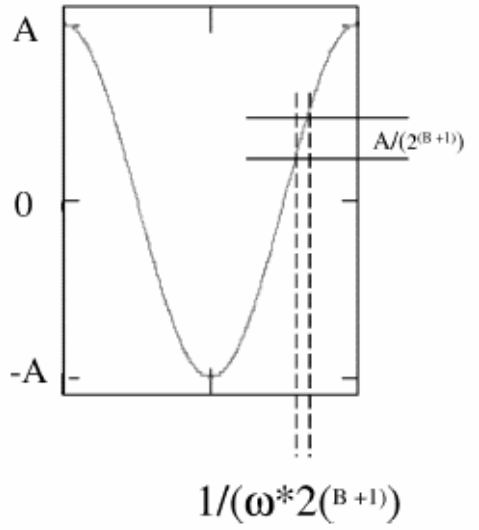
Στις περισσότερες εφαρμογές, δεν μπορεί να ελεγθεί το ενεργειακό επίπεδο του μέγιστου σήματος ώστε να είναι ακριβώς ίσο με το most significant bit. Πρέπει επομένως να χρεισιμοποιθεί κάποιος AGC, ο οποίος να ανάγει το ενεργειακό επίπεδο του σήματος στην δυναμική περιοχή του ADC. Το ψαλίδισμα του μέγιστου ενεργειακού επιπέδου εισάγει πλευρικούς λοβούς στο σήμα υψηλής ισχύος, στο πεδίο της συχνότητας. Αυτοί οι πλευρικοί λοβοί έχουν την γενική μορφή της συνέλιξης των ημιτονοειδών συνιστωσών του σήματος με το μετασχηματισμό Fourier ενός τετραγωνικού παλμού, που έχει τη μορφή μιας συνάρτηση sin(x)/x. Οι πλευρικοί λοβοί στη ζώνη των συχνοτήτων έχουν ένα επίπεδο ισχύος -11 dB και αποτελούν μία μη αποδεκτή παρεμβολή σε άλλα σήματα σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Στην πράξη, για να μπορέσουμε να αποφύγουμε το φαινόμενο του ψαλιδίσματος μπορεί να χρειαστεί να θυσιάσουμε ολόκληρο το most significant bit (MSB). Η χρησιμοποιούμενη δυναμική περιοχή μπορεί επομένως να είναι ένα ή δύο bits λιγότερο από την ανάλυση των ADCs.

3.2.4.4 Χρονικός δειγματολήπτης (Aperture Jitter)

Τα sample-and-hold κυκλώματα, δηλαδή τα κυκλώματα που μέχρι να ξαναδειγματοληπτήσουν κρατούν σταθερή την προηγούμενη τιμή του σήματος που είχαν δειγματοληπτήσει, περιορίζουν επίσης την απόδοση του ADC όπως φαίνεται στο σχήμα 3.15.

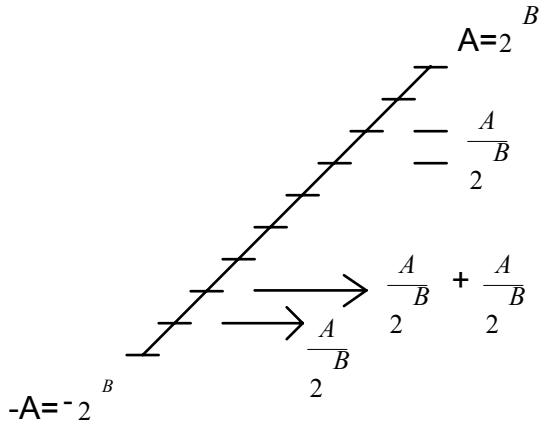
$V(t) = A\cos(\omega t)$; ω is maxium frequency
$dV/dt = A\omega \sin(\omega t)$ and
$[dV/dt]*Dt = A/(2^{(B+1)})$
Aperture uncertainty $Dt \sim 1/(\omega*2^{(B+1)})$
Timing Jitter << Aperture Uncertainty

f (MHz)	B (bits)	Dt
50	8	3.2 ps
250	8	.64 ps
500	10	.16 ps
1000	12	20 fs



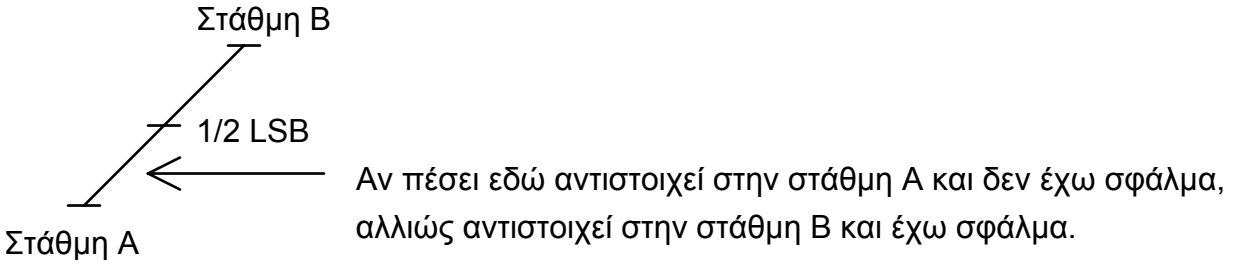
Σχήμα 3.15: Περιορισμός της απόδοσης του ADC από τα sample-and-hold κυκλώματα

Έστω σήμα εισόδου V(t) = Acos(ωt). Η παράγωγος του σήματος τότε είναι $\frac{dV}{dt}$=Aωsin(ωt), η οποία ουσιαστικά ταυτίζεται με τον ρυθμό μεταβολής. Επίσης ας θεωρήσουμε ότι για την πληροφορία διαθέτουμε B bits και 1 bit για πρόσημο. Τότε αντιστοιχίζεται το πλάτος A στην στάθμη 2^B. Άρα το –A αντιστοιχεί στο -2^B. Με γραμμική κβαντοποίηση προκύπτει ότι το μέγεθος $\frac{2A}{2^B+2^B}=\frac{A}{2^B}$ υποδηλώνει το βήμα πλάτους από στάθμη σε στάθμη. Τα παραπάνω φαίνονται και στο σχήμα 3.16.



Σχήμα 3.16: Απεικόνιση των βημάτων κβαντισμού.

Έστω τώρα time jitter ίσο με Dt. Αντί δηλαδή να πάρω την πραγματική τιμή στον χρόνο 1/Ts, παίρνω την τιμή 1/(Ts+Dt). Έτσι η τιμή που μέτρησα από την τιμή που έπρεπα να μετρήσω θα έχει σφάλμα $\frac{dV}{dt}$ Dt = Aωsin(ωt) Dt. Αν αυτή η τιμή είναι μικρότερη από το ½ του LSB τότε μετά την κβαντοποίηση δεν έχω σφάλμα, γιατί η τιμή αντιστοιχίζεται στη σωστή στάθμη (σχήμα 3.17).



Σχήμα 3.17: Απεικόνιση της περίπτωσης αποφυγής σφάλματος.

Άρα $\frac{dV}{dt}$ Dt < ½ LSB, επειδή όμως LSB = $\frac{A}{2^B}$ έχουμε : $\frac{dV}{dt}$ Dt < $\frac{A}{2^{B+1}}$ → Dt < $\frac{A}{2^{B+1} A\omega\sin(\omega t)}$ και για sin(ωt) = 1 προκύπτει Dt < $\frac{1}{2^{B+1}\omega}$. Από εδώ βλέπουμε ότι όσο μεγαλύτερη είναι η συχνότητα και όσα πιο πολλά είναι τα bits, τόσο μικρότερο πρέπει να είναι το jitter, δηλαδή τόσο μεγαλύτερη πρέπει να είναι του δειγματολήπτη.

3.2.4.5 Κβαντοποίηση και δυναμική περιοχή*

Το μέγεθος βημάτων κβαντοποίησης συσχετίζεται με την ισχύ σύμφωνα με τη σχέση:

$$P_q = q^2 / 12R \tag{3.35}$$

όπου το q είναι το μέγεθος βημάτων κβαντοποίησης, και το R είναι η αντίσταση εισόδου. Το SNR στην έξοδο του ADC λόγω σφάλματος κβαντοποίησης από το γνωστό θεώρημα του Shannon, είναι

$$\text{SNR} = 6.02\ B + 1.76 + 10\log(fs/2f\,\text{max}) \tag{3.36}$$

όπου το B είναι ο αριθμός των bits στον ADC, fs είναι η συχνότητα δειγματοληψίας και fmax είναι η μέγιστη συνιστώσα συχνότητας του σήματος.

Για τη δειγματοληψία Nyquist, fs = 2fmax, το ποιλίκο αυτών των ποσοτήτων, στην (3.36), είναι μονάδα. Δεδομένου ότι ο λογάριθμος της μονάδας είναι μηδέν, ο τρίτος όρος της εξίσωσης του SNR, παραπάνω αποβάλλεται. Για την περίπτωση της δειγματοληψίας Nyquist, τότε, προκύπτει ότι η δυναμική περιοχή σε σχέση με τον θόρυβο, είναι ίση με 6 φορές τον αριθμό των bits. Αυτή η εξίσωση υποθέτει ότι ο SNR μπορεί να αυξηθεί με την αύξηση του ρυθμού δειγματοληψίας πέρα από τον ρυθμό Nyquist. Αυτό είναι η αρχή πίσω από το sigma-delta/delta-sigma* του ADC.

*Για περισσότερες πληροφορίες δείτε το [3] Software Radio Architecture : Object - Oriented Approaches to Wireless Systems Engineering, Joseph MitolaIII, ©2000JohnWiley&Sons, Inc.

3.3 DSP και FPGA

3.3.1 Βασικά Χαρακτηριστικά των DSP

Το SDR είναι μια ανερχόμενη τεχνολογία, που στοχεύει στην κατασκευή ευέλικτων ράδιο – συστημάτων, πολλαπλών υπηρεσιών και προτύπων, πολλαπλών ζωνών λειτουργίας και σχημάτων χρησιμοποίησης πόρων, τα οποία θα είναι επαναπρογραμματίσιμα και προσαρμοστικά μέσω λογισμικού. Η ανάπτυξη συστημάτων SDR υποδηλώνει την επίτευξη δυο βασικών στόχων.

1. Τη μετακίνηση του συνόρου ανάμεσα στον αναλογικό και τον ψηφιακό κόσμο όσο το δυνατό πιο κοντά στη ραδιοσυχνότητα, τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη, υιοθετώντας ευρυζωνική αναλογική / ψηφιακή (A/D) και ψηφιακή / αναλογική (D/A) μετατροπή κοντά στην κεραία.
2. Την αντικατάσταση των συγκεκριμένης εφαρμογής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (Application Specific Integrated Circuits, ASICs) με ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος (Digital Signal Processors, DSPs), ώστε να επιτευχθεί η υλοποίηση της πλειοψηφίας των ράδιο – λειτουργιών από λογισμικό

Όπως γίνεται σαφές λοιπόν η μονάδα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP) είναι καθοριστική στην ανάπτυξη μιας πλατφόρμας SDR αποτελώντας την καρδιά του συστήματος. Η επιλογή της κατάλληλης μονάδας DSP είναι σημαντικό να γίνει αφού πρώτα αξιολογηθούν οι απαιτήσεις της εφαρμογής και διερευνηθεί στο έπακρο ο υπάρχον εξοπλισμός στο εμπόριο. Η αξιολόγηση των ικανοτήτων των DSP αποτελεί ένα σύνθετο θέμα καθώς απαιτεί τη μελέτη της πληθώρας των τεχνικών χαρακτηριστικών που διαθέτουν.

Λόγω της πληθώρας των εφαρμογών στις οποίες χρησιμοποιούνται DSP υπάρχει ένα ευρύ σύνολο κριτηρίων βάσει των οποίων γίνεται η επιλογή τους. Ωστόσο η επιλογή ενός «ικανού» DSP για τις εφαρμογές SDR συχνά καθορίζεται από ένα μικρό υποσύνολο καθοριστικών κριτηρίων. Η απόδοση των DSP όσων αφορά τα συγκεκριμένα κριτήρια, είναι συχνά πολύ δύσκολο να αποτιμηθεί. Ακολουθεί η περιγραφή των βασικότερων μεγεθών που χαρακτηρίζουν ένα DSP.

3.3.1.1 Ταχύτητα επεξεργασίας

Ένα βασικότατο μέτρο – κριτήριο για την καταλληλότητα του επεξεργαστή για κάθε συγκεκριμένη εφαρμογή είναι η ταχύτητα εκτέλεσης. Υπάρχουν διάφοροι μέθοδοι μέτρησης της ταχύτητας. Ο πιο θεμελιώδης από αυτούς είναι ο χρόνος κύκλου εντολής του επεξεργαστή, δηλαδή η χρονική απαίτηση για την εκτέλεση της γρηγορότερης εντολής σε έναν επεξεργαστή. Ο αντίστροφος του χρόνου εκτέλεσης διαιρεμένος με 1 εκατομμύριο και πολλαπλασιασμένος με τον αριθμό των εντολών ανά δευτερόλεπτο είναι το μέγεθος γνωστό ως MIPS (Million Instructions Per Sec)

Ένα πρόβλημα που προκύπτει με τη σύγκριση των χρόνων εκτέλεσης εντολής είναι ότι ο φόρτος εργασίας που επιτυγχάνεται με κάθε μεμονωμένη εντολή διαφέρει πολύ από επεξεργαστή σε επεξεργαστή. Μερικά νέα DSP χρησιμοποιούν VLIW (very long instruction word) αρχιτεκτονικές, στις οποίες πολλαπλές εντολές εκτελούνται σε ένα χρόνο. Αυτοί οι επεξεργαστές χρησιμοποιούν εντολές απλές, πού εξαναγκάζουν τον επεξεργαστή να δουλέψει πολύ λιγότερο από μια σύνθετη εντολή ενός συμβατικού DSP. Για αυτό το λόγο η σύγκριση μεταξύ DSP με VLIW αρχιτεκτονική και των συμβατικών μπορεί να είναι παραπλανητική με την χρήση του μέτρου MIPS.

Ακόμη όμως και η σύγκριση συμβατικών DSP με το μέτρο MIPS μπορεί να είναι λανθασμένη. Παρόλο ότι οι διαφορές στα σύνολα εντολών από DSP σε DSP δεν είναι δραματικές, είναι ικανές να κάνουν τις MIPS συγκρίσεις ανακριβείς. Για παράδειγμα υπάρχουν DSP που χρησιμοποιούν barrel shifters, που επιτρέπουν την ολίσθηση πολλαπλών bits στα δεδομένα, με μια εντολή. Αντίθετα άλλα DSP απαιτούν η ολίσθηση να γίνεται με πολλαπλές εντολές ολίσθησης 1 bit. Επίσης ορισμένα DSP επιτρέπουν την παράλληλη μετακίνηση δεδομένων (π.χ. ταυτόχρονη φόρτωση τελεστών και δεδομένων με την εκτέλεση μιας εντολής), πράγμα που δεν έχει σχέση με την εντολή που εκτελείται παράλληλα στην αριθμητική μονάδα και άρα δεν λαμβάνεται υπόψη στο μέτρο MIPS.

Ένα άλλο μέγεθος είναι ο χρόνος βασικής λειτουργάς όπως η λειτουργία MAC (συσσώρευση – φόρτωση από την μνήμη σε καταχωρητή) και η χρήση αυτής να αποτελέσει μέτρο ταχύτητας. Δυστυχώς όμως οι χρόνοι αυτοί παρέχουν λίγη πληροφορία για την διαφοροποίηση μεταξύ επεξεργαστών και φυσικά και σε αυτή την περίπτωση πολλά DSP μπορούν να κάνουν και άλλες παράλληλες λειτουργίες. Τέλος θα πρέπει να

σημειωθεί το προφανές λάθος χρήσης ως μέτρο της ταχύτητας ρολογιού του επεξεργαστή (σε MHz – το μέτρο αυτό είναι εσφαλμένο και για συμβατικούς επεξεργαστές βλ. σύγκριση AMD-Intel) καθώς και του μεγέθους MOPS ή MFOPS (million operations per sec) καθώς διαφορετικοί κατασκευαστές έχουν διαφορετική αντίληψη της έννοιας «operation». Για παράδειγμα πολλά DSP έχουν τιμή MOPS διπλάσια του MIPS, επειδή μπορούν να κάνουν παράλληλα άθροιση και πολλαπλασιασμό (δυο όμως διαφορετικές λειτουργίες).

Μια πιο γενική προσέγγιση είναι ο ορισμός ενός συνόλου τυπικών χαρακτηριστικών προβλημάτων (benchmark) και η μελέτη της ταχύτητας εκτέλεσης τους από τα DSP. Αυτά τα benchmarks μπορεί να είναι απλοί αλγόριθμοι συναρτήσεων πυρήνα όπως FIR (finite impulse response) και IIR (infinite impulse response) φίλτρα ή ολόκληρες εφαρμογές ή τμήματα εφαρμογών. Σε ένα σύστημα Software Radio, όπου ο πομποδέκτης είναι πλήρως προσαρμοστικός με βάση το τηλεπικοινωνιακό περιβάλλον είναι λογικό να εκτελούνται πολλοί αλγόριθμοι εκτίμησης και πρόβλεψης. Έτσι σαν χαρακτηριστικό πρόβλημα μπορεί να οριστεί ένα προσαρμοστικό φίλτρο ελαχίστων τετραγώνων, πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (LMS adaptive FIR). Το ίδιο φίλτρο χρησιμοποιείται για τεχνικές εξισορρόπησης του καναλιού (equalization). Ένα άλλο χαρακτηριστικό πρόβλημα που μπορεί να μελετηθεί για την εξαγωγή της πληροφορίας ταχύτητας είναι ένα φίλτρο πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης το οποίο δέχεται ως είσοδο πραγματικά δεδομένα (Real Block FIR). Τέτοια φίλτρα χρησιμοποιούνται για επεξεργασία φωνής, συμπίεση δεδομένων, κωδικοποίηση δεδομένων σε CDMA συστήματα, αλλά και ως απλά βαθυπερατά / ζωνοπερατά φίλτρα για την συγκέντρωση της απαραίτητης πληροφορίας και αποβολή της άχρηστης και του θορύβου. Τέλος ως χαρακτηριστικό πρόβλημα μπορεί να θεωρηθεί η υλοποίηση ταχέως μετασχηματισμού Fourier (FFT) 256 σημείων. Η λειτουργία αυτή είναι βασικότατη για την απόδοση ενός Software Radio συστήματος. Ως γνωστόν η φασματική ανάλυση στις τηλεπικοινωνίες είναι βασικό εργαλείο μελέτης και εξαγωγής αποτελεσμάτων. Στην περίπτωση ενός SDR συστήματος οπού η IF ενδιάμεση βαθμίδα συχνότητας ψηφιοποιείται, η επεξεργασία αυτής καταναλώνει τους περισσότερους υπολογιστικούς πόρους. Η διαδικασία αναγνώρισης και διαυλοποίησης που πραγματοποιείται στην IF χρησιμοποιούν

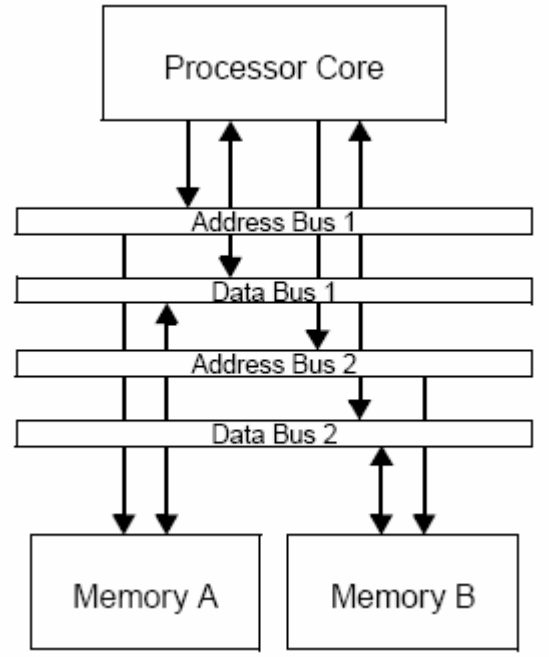
φασματική ανάλυση και για αυτό είναι κρίσιμο χαρακτηριστικό η μελέτη απόδοσης του FFT μετασχηματισμού.

MIPS	Millions of Instructions per Second
MOPS	Millions of Operations per Second
MFLOPS	Millions of Floating Point Operations per Second
Whetstone	Supercomputing MFLOPS Benchmark
Dhrystone	Supercomputing MIPS Benchmark
SPECmark	SpecINT, SpecFP Instruction Mix Benchmarks (92 and 95)

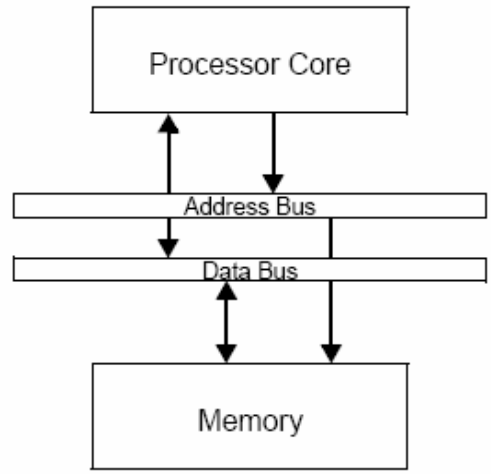
Πίνακας 3.3: Μονάδες μέτρησης υπολογιστικής ικανότητας

3.3.1.2 Αποδοτικότητα Συστήματος Μνήμης

Η οργάνωση του υποσυστήματος μνήμης ενός επεξεργαστή μπορεί να έχει μεγάλη επίδραση στην απόδοσή του. Όπως αναφέρθηκε προηγούμενα η λειτουργία MAC καθώς και άλλες λειτουργίες των DSP είναι βασικότατες και θεμελιακές για πολλούς αλγορίθμους επεξεργασίας σήματος. Η γρήγορη εκτέλεση MAC απαιτεί αναζήτηση και ανάκληση μιας λέξης εντολής και δυο λέξεις δεδομένων με αποδοτικό ρυθμό σε κάθε κύκλο εντολής. Υπάρχουν διάφοροι τρόποι και τεχνικές για να επιτευχθεί αυτός ο στόχος όπως μνήμες πολλαπλών θυρών ώστε να επιτυγχάνεται πολλαπλή προσπέλαση της μνήμης σε έναν κύκλο εντολών, χρήση διαφορετικής μνήμης για τα δεδομένα και διαφορετικής για τις εντολές (αρχιτεκτονική Harvard και παρόμοιες της) και γρήγορες μνήμες εντολών (caches) ώστε οι εντολές να λαμβάνονται και να αναζητούνται σε cache μνήμη επιτρέποντας έτσι την προσπέλαση της μνήμης αποκλειστικά για την εξαγωγή δεδομένων. Τα σχήματα 3.18 και 3.19 δείχνουν πως διαφοροποιείται η τεχνική προσπέλασης μνήμης Harvard από την αρχιτεκτονική Von Neumann που χρησιμοποιείται σε πολλούς μικροελεγκτές και επεξεργαστές.



Σχήμα 3.18: Αρχιτεκτονική Harvard



Σχήμα 3.19: Αρχιτεκτονική Von Neumann

Ένα άλλο βασικό ζήτημα που απασχολεί είναι το μέγεθος της υποστηριζόμενης μνήμης τόσο on-chip όσο και off-chip. Η on-chip μνήμη είναι μνήμη ενσωματωμένη στο DSP μαζί με τον επεξεργαστή. Με την ίδια λογική off – chip μνήμη είναι η δυνατότητα επέκτασης της μνήμης με εξωτερικά modules. Τα περισσότερα συστήματα DSP σταθερής υποδιαστολής στοχεύουν σε εμπορικά συστήματα όπου ενσωματώνονται σε ένα σύνολο και για αυτό ακολουθούν την τάση η μνήμη να παραμένει το δυνατόν σε

χαμηλότερα επίπεδα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα οι περισσότεροι επεξεργαστές έχουν τυπικά μικρές έως μέσες on – chip μνήμες μεταξύ 4 – 64 K λέξεων αλλά και μικρούς διαδρόμους δεδομένων για εξωτερικές μνήμες. Επιπροσθέτως το γεγονός ότι τα σταθερής υποδιαστολής DSP χρησιμοποιούν διαδρόμους δεδομένων μεγέθους 16 bit δεν επιτρέπει την χρήση ως εξωτερική μνήμη, μνημών που βρίσκονται εύκολα διαθέσιμες στο εμπόριο αλλά περιορίζουν τις επιλογές.

Από την άλλη ορισμένα chip κινητής υποδιαστολής παρέχουν σχετικά μικρή ή και καθόλου on–chip μνήμη αλλά παρέχουν πολύ μεγάλους διαδρόμους δεδομένων για την σύνδεση εξωτερικής μνήμης. Αυτή η μεθοδολογία χρησιμοποιείται συνήθως από την Texas Instruments. Σε αντίθεση η Analog Devices παρέχει σχετικά μεγαλύτερες on – chip μνήμες. Μάλιστα δίνεται η δυνατότητα στο σχεδιαστή να χωρίσει ποικιλοτρόπως την μνήμη σε μνήμη δεδομένων και μνήμη προγραμμάτων και εντολών.

Όπως στα περισσότερα χαρακτηριστικά των DSP, ο καλύτερος συνδυασμός για την οργάνωση της μνήμης, το μέγεθός της και τον αριθμό των εξωτερικών διαδρόμων εξαρτάται σε πολύ μεγάλο βαθμό από την εκάστοτε εφαρμογή.

3.3.1.3 Μήκος Λέξης – Αριθμητικός Τύπος

Ένα από τα θεμελιώδη χαρακτηριστικά των προγραμματιζόμενων DSP, είναι ο τύπος των αριθμών που χρησιμοποιούνται από τον επεξεργαστή. Τα περισσότερα DSP χρησιμοποιούν αριθμητική σταθερής υποδιαστολής, όπου οι αριθμοί αναπαριστούνται ως ακέραιοι ή κλάσματα σε ένα σταθερό εύρος τιμών (συνήθως από -1.0 έως 1.0). Άλλοι επεξεργαστές χρησιμοποιούν αριθμητική κινητής υποδιαστολής, όπου οι τιμές αναπαριστώνται από ένα συντελεστή (mantissa) και έναν εκθέτη (exponent). Ο συντελεστής είναι γενικά ένα κλάσμα εύρους από -1.0 έως 1.0, ενώ ο εκθέτης είναι ένας ακέραιος που καθορίζει τη θέση της υποδιαστολής, αλλά για δυαδικό σύστημα αρίθμησης.

Τα μαθηματικά κινητής υποδιαστολής είναι πιο ευέλικτος και γενικός μηχανισμός από τα αντίστοιχα σταθερής υποδιαστολής. Με την αριθμητική κινητής υποδιαστολής

δίνεται η δυνατότητα στους σχεδιαστές ενός συστήματος να ελέγχουν ένα μεγαλύτερο δυναμικό εύρος τιμών (ο λόγος μεταξύ των μεγαλύτερων και μικρότερων αριθμών που μπορούν αναπαρασταθούν). Αποτέλεσμα αυτού είναι διευκόλυνση στον προγραμματισμό των DSP από την άποψη της μαθηματικής λογικής και την έλλειψη ανησυχίας για το δυναμικό εύρος και την ακρίβεια με κόστος όμως την σχετική αύξηση τιμής.

Είναι προφανές, ότι σε εφαρμογές που απαιτείται μεγάλο δυναμικό εύρος και ακρίβεια, η προφανής επιλογή είναι ένα DSP κινητής υποδιαστολής. Στα συστήματα ασύρματων επικοινωνιών το λαμβανόμενο σήμα μπορεί να κυμαίνεται από -10 έως -110 dBm που σε mW είναι ένα εύρος από 0.1 mW έως 10-11mW, δυναμικό εύρος δηλαδή εξαιρετικά μεγάλο. Οι απαιτήσεις σε ακρίβεια από την άλλη μεριά, καλύπτονται πλήρως από όλα τα σύγχρονα DSP. Αυτό συμβαίνει λόγω της στοχαστικής φύσης του ασύρματου τηλεπικοινωνιακού διαύλου. Οι αλγόριθμοι επεξεργασίας τηλεπικοινωνιακών σημάτων έχουν από την φύση τους ανοχή σε σφάλματα και αποκλίσεις. Έτσι τα περιθώρια ακρίβειας καθορίζονται από την επεξεργασία φωνής ή εικόνας.

Η παραπάνω ιδιαιτερότητα δεν αποκλείει από την άλλη τη χρήση DSP σταθερής υποδιαστολής. Σε περίπτωση επιλογής ενός τέτοιου είδους DSP πρέπει να ο σχεδιαστής να κάνει μελέτη του δυναμικού εύρους, μέσω μετρήσεων ή εξομοιώσεων του συστήματος και να κάνει χρήση λειτουργιών κλιμάκωσης και κβαντοποίησης. Αυτό σημαίνει ότι αν και το σύστημα δεν απαγορεύει τη χρήση σταθερής υποδιαστολής, δείχνει σαφή προτίμηση σε DSP κινητής υποδιαστολής.

Σημειώνεται εδώ πως ο αριθμητικός τύπος συνδέεται με το μήκος λέξης ως εξής. Τα κινητής υποδιαστολής συστήματα έχουν μήκος λέξης 32 bit, ενώ τα σταθερής υποδιαστολής είναι 16 bit ενώ υπάρχει μια οικογένεια DSP της Motorola που χρησιμοποιεί 24 bits και της Zoran 20.

3.3.1.4 Κόστος αγοράς συστήματος DSP

Προφανώς το κόστος ενός επεξεργαστή είναι εξαιρετικά μεγάλης σημασίας για τα προϊόντα που κατασκευάζονται σε μεγάλες ποσότητες. Για αυτές τις εφαρμογές οι σχεδιαστές προσπαθούν να χρησιμοποιήσουν το χαμηλότερου κόστους DSP που ικανοποιεί τις απαιτήσεις της εφαρμογής, ακόμη και αν αυτές οι συσκευές μπορεί να είναι αρκετά λιγότερο ευέλικτες και δυσκολότερο να προγραμματιστούν από κάποιες ακριβότερες επιλογές. Ανάμεσα στις οικογένειες επεξεργαστών, τα λιγότερο ακριβά μέλη έχουν την τάση να έχουν σημαντικά λιγότερα χαρακτηριστικά, μικρότερη on-chip μνήμη, και αποδοτικότητα από κάποια ακριβότερα μέλη.

Σε εφαρμογές SDR το κόστος παίζει ιδιαίτερη σημασία καθώς πρόκειται για τον σχεδιασμό συστήματος προς εμπορική μελλοντικά χρήση. Βέβαια η ιδιαιτερότητα του Software Radio που απαιτεί ευκολία στον επαναπρογραμματισμό και ταχύτητα υλοποίησης αλγορίθμων επιβάλει η επιλογή του DSP να μην γίνει με κριτήριο τις ελάχιστες απαιτήσεις καθώς αυτό καταστρέφει την ιδέα της επεκτασιμότητας που εισάγεται μέσω του επαναπρογραμματισμού.

Ένας βασικός παράγοντας αύξησης (ή μείωσης) του κόστους του επεξεργαστή είναι η εξάρτηση της τιμής από τη συσκευασία. Τέλος όσον αφορά τις τιμές είναι σημαντικό να έχουμε υπόψη τους εξής δυο παράγοντες. Πρώτα από όλα οι τιμές συνεχώς πέφτουν για αυτό και η διαδικασία απόφασης θα πρέπει να γίνει ένα βήμα πριν την παραγγελία και να μην υπάρξουν μετέπειτα καθυστερήσεις. Δεύτερον οι τιμές είναι εξαρτώμενες από την ποσότητα και για αυτό τιμές για παράδειγμα μιας παραγγελίας 100000 κομματιών δεν είναι άμεσα συγκρίσιμες με μια παραγγελία 1000 κομματιών.

3.3.2 Αρχιτεκτονικές DSP

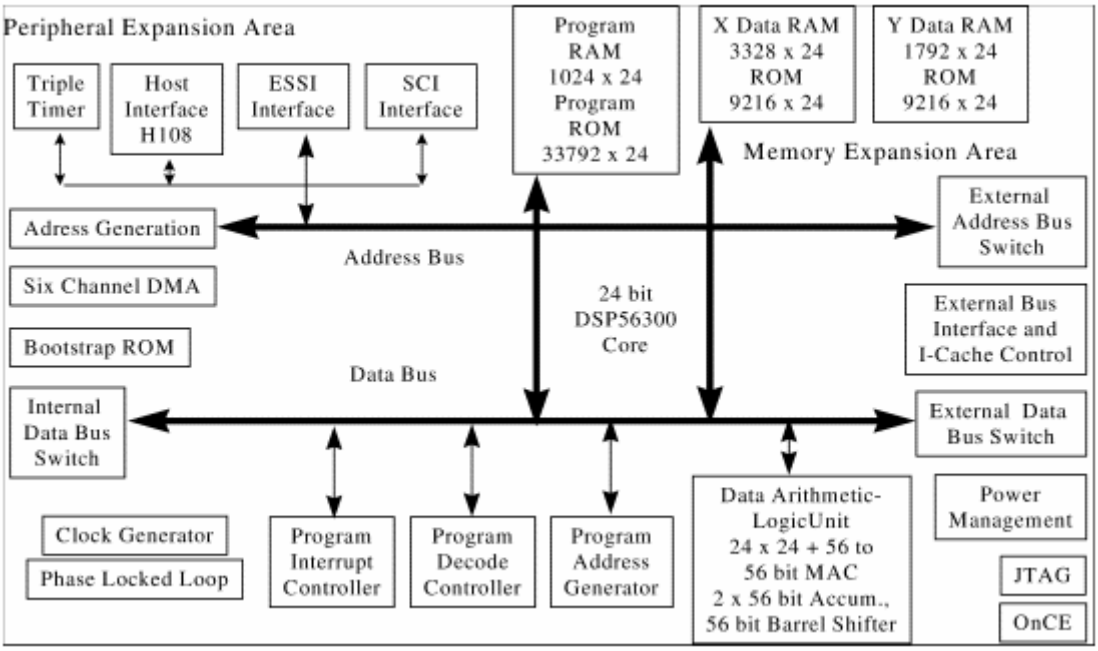
Ο σχεδιασμός των DSP γίνεται με στόχο την αποδοτική εκτέλεση έντονων υπολογιστικά λειτουργιών όπως το ψηφιακό φιλτράρισμα και οι γρήγοροι μετασχηματισμοί Fourier (FFTs). Τα πρώτα τσιπ DSP όπως της Texas Instruments (TI) TMS320C30 έδιναν έμφαση στην υπολογιστική δύναμη πολλαπλασιασμού-πρόσθεσης. Τα επόμενα σχέδια περιέλαβαν μεγαλύτερο παραλληλισμό τσιπ και ικανότερες εισόδους/εξόδους για πολυεπεξεργασία.

3.3.2.1 Πυρήνες DSP για ασύρματες εφαρμογές

Ο αριθμός πυλών ανά τσιπ είναι 1 έως 5 εκατομμύρια. Οι δυνατότητες για συνδυασμό ενός στάνταρ DSP σε ειδικές εφαρμογές έχουν οδηγήσει σε μια σειρά DSP ASICs στην αγορά ασύρματων προϊόντων. Σ' αυτήν ανήκει παραδείγματος χάρην το Motorola DSP56304, που στηρίζεται στον πυρήνα DSP56300 και φαίνεται στο σχήμα 3.20. Περιλαμβάνει πρόσθετες διεπαφές και μνήμη γύρω από τον πυρήνα DSP56300 (80 MHz, 24bit). Με περίπου 90 k x 24bit λέξεις on-chip RAM και ROM, ο επεξεργαστής έχει ικανοποιητική αποδοτικότητα για εφαρμογές παράλληλης επεξεργασίας κινητών τηλεφώνων. Το SCI (Serial Communications Interface) που φαίνεται στο σχήμα 3.20 είναι μια σειριακή διεπαφή. Ενισχυμένες σύγχρονες σειριακές διεπαφές (Enhanced synchronous serialinterfaces-ESSI), και H108 διεπαφές host παρέχουν εύκαμπτες διαδικασίες εισόδου-εξόδου.

Η αριθμητική των 24-bit παρέχει πάνω από 120 dB έκταση αριθμητικής δυναμικής περιοχής, μέγεθος ικανοποιητικό για ασύρματες εφαρμογές. Οι εφαρμογές επεξεργασίας βασικής ζώνης απαιτούν 50 ως 100 kBytes μνήμης. Αυτές περιλαμβάνουν RF διαμόρφωση/αποδιαμόρφωση και εφαρμογές κωδικοποίησης και αποκωδικοποίησης. Αυτό το DSP είναι επίσης χρήσιμο σε πολλές περιπτώσεις ακόμη και χωρίς off-chip μνήμη. Στην εξέταση των εναλλακτικών πυρήνων DSP, πρέπει να διαχωριστεί η πραγματική δύναμη επεξεργασίας από τις θεωρητικές τιμές. Με ένα ρολόι 80 MHz και παράλληλες λειτουργίες πολλαπλασιασμού καταχωρητών, αυτό το τσιπ μπορεί να φθάσει

σε πάνω από 100 MIPS στιγμιαία, αλλά η πραγματική ρυθμοαπόδοση εξαρτάται σημαντικά από το συνδυασμό των προσβάσεων στο διάδρομο δεδομένων, καθώς επίσης και των on-chip και off-chip προσβάσεων στη μνήμη που απαιτούνται από την εφαρμογή.



Σχήμα 3.20: DSP 56304 wireless DSP chip

Άλλοι δημοφιλείς πυρήνες DSP είναι το ADSP 21xx SHARC (δεκαεξάμπιτο, 15-20 ns χρόνος κύκλου εντολής (cycle time)). Το TI TMS320/C54x είναι επίσης δεκαεξάμπιτος επεξεργαστής με χρόνο κύκλου εντολής 16,6 έως 20 ns. Το Motorola 56300 έχει αριθμητική 24-bit και το πιο σύντομο (12-15 ns) χρόνο κύκλου εντολής. Επιπλέον από όσους έχουν αναφερθεί, πυρήνες DSP προσφέρουν η Star *Core, η Advanced RISC Machines, το Oak/DSP Group, και άλλοι.

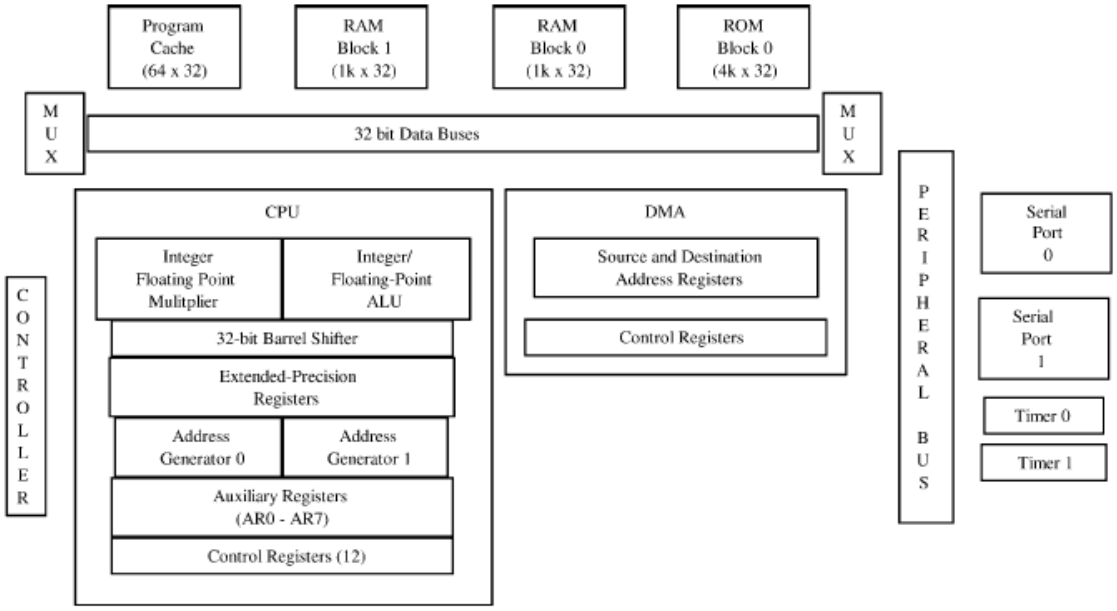
3.3.2.2 Το βασικό DSP: TMS320C30

Η κατασκευή των DSP γινόταν μόνο κατά παραγγελία, μέχρι τη στιγμή που η Texas Instruments (TI) με το TMS320C30 (σχήμα 3.21) ξεκίνησε την ευρεία παραγωγή τους. Η AT&T ανέπτυξε τα Western Electric (WE) DSPs συγχρόνως με την TI, αλλά η TI ενθάρρυνε την εμπορική προώθηση αυτών των τσιπ. Αυτές οι πρώτες συσκευές περιέλαβαν τόσο επεκτάσεις του συνόλου των εντολών όσο και επεκτάσεις που σχετίζονταν με τη μορφοποίηση δεδομένων σε σχέση με τους σύγχρονους μικροεπεξεργαστές. Αυτές οι επεκτάσεις μεγιστοποίησαν τη ρυθμαπόδοση, μειώνοντας τους κύκλους εντολών και αυξάνοντας τις λειτουργίες μιας ακολουθίας κύκλων.

Η επέκταση του συνόλου των εντολών που πραγματοποιήθηκε περιλάμβανε καταχωρήσεις, άμεσους, έμμεσους, και απευθείας τρόπους (mode) διαχείρισης διευθύνσεων μνήμης. Ένας άμεσος τρόπος παρέχει τους τελεστέους μαζί με την εντολή, περιορίζοντας την πρόσβαση στη μνήμη. Η διευθυνσιοδότηση με αναστροφή των bit (Bit-reversed) επιτρέπει την επανάκληση του προϊόντος π.χ. ενός FFT χωρίς την εκτέλεση ενός χωριστού βρόχου για να ξαναζητηθούν τα δεδομένα, εξοικονομώντας κατ'αυτόν τον τρόπο περίπου N εντολές για έναν N-σημείων FFT. Η κυκλική διευθυνσιοδότηση (circular addressing, modulo M) βοηθά στην αποφυγή της υπερχείλισης του buffer και της επαναφοράς του δείκτη του buffer στο μηδέν. Επιπλέον, σηματοφορείς υλικού εξασφαλίζουν σε περίπτωση δυσλειτουργίας την ελεύθερη διανομή πόρων (π.χ. των buffer). Επιπρόσθετα, διεργασίες όπως ο παράλληλος πολλαπλασιασμός ή πρόσθεση, η ανάγνωση δεδομένων οι εντολές ολίσθησης και επανάληψης, που είναι κομβικές για την αποδοτική πραγματοποίηση σημαντικών λειτουργιών όπως π.χ. το ψηφιακό φιλτράρισμα μπορούν να συνδυαστούν με τον παράλληλο πολλαπλασιαστή-αθροιστή βοηθώντας την περαιτέρω βελτιστοποίηση.

Οι επεκτάσεις που σχετίζονταν με τη μορφοποίηση των δεδομένων συμπεριλάμβαναν την αριθμητική απλής, διπλής και, σε μερικές περιπτώσεις, τριπλής ακρίβειας. Ο ακριβής συγχρονισμός εξασφαλίζεται από μεγάλης ταχύτητας ρολόγια με περιόδους της τάξης νανοδευτερολέπτων. Παρακολούθηση, για παράδειγμα, συγχρονισμού καναλιών για μακροχρόνιες μεταδόσεις συμβόλων μπορεί να προκαλέσει

υπερχείλιση σε αριθμούς διπλής ακρίβειας, δημιουργώντας την ανάγκη για αριθμητική τριπλής ακρίβειας για μερικούς αλγορίθμους.



Σχήμα 3.21: Block διάγραμμα του TMS με την 320 C30

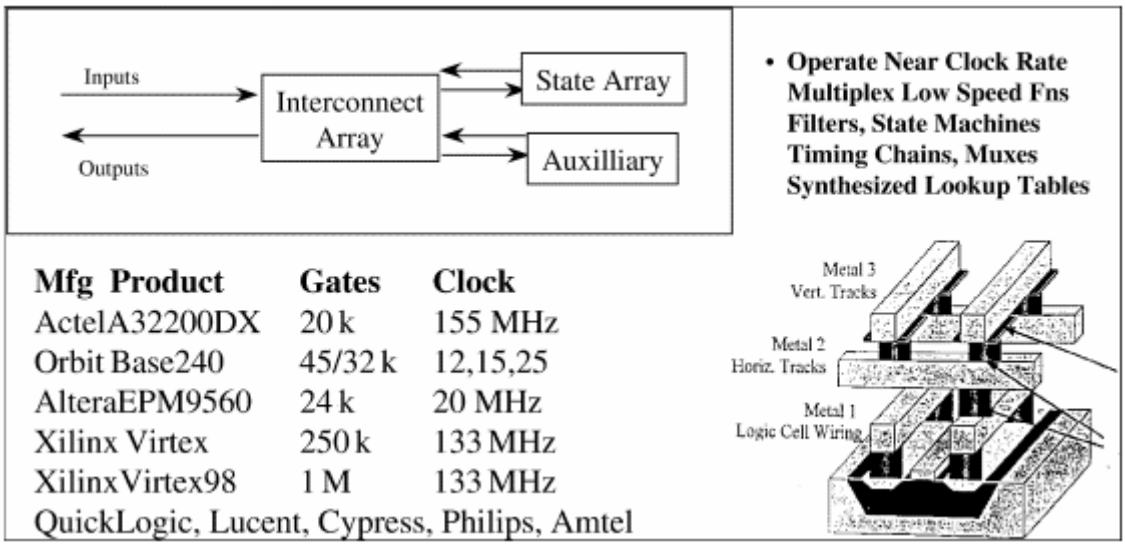
Πίνακας 3.4: Σύγκριση Διαφόρων Γνωστών DSP

Part	Mfgr	Speed @ Clock	On-chip Memory	Data Width	Dedicated I/O	Price[b]	Comments
ADSP21062 SHARC	ADI	40 MFLOP 120 MIPS	32 Kwords RAM	32 bit float	240 MB/s, 2×40 serial 6×40 MB/s	$120	2nd-generation multiproc 40 MHz clock
TMS320C32	TI	40 MFLOP 20 MIPS 40 MHz	512 word RAM	32 bit float	Two 10 MHz serial ports.	$25	Low cost; Broad commercial base
TMS320C40	TI	50 MFLOP 25 MIPS 50 MHz	2 Kwords 32 bit RAM	Six link ports (20 MBytes/sec)			First- generation multiprocessing
TMS320C80	TI	1600@200 MHz	12 Kwords	32 bit	Crossbar I/O, 400 MB/s		On-chip MIMD 4 DSP + host
TMS320C62	TI	1600 MIPS @200 MHz	512 k Pgm 512 k Data	32/VLIW	4 DMA, 2 Serial	$50?	8 ALUs, compier is key
TMS320C67	TI	1000 FLOPS @167 MHz	TBD	32/VLIW	4 DMA, 2 Serial	$50?	6 FP ALUs in C62
DSP96002	Motorola	60 MFLOP, 20 MIPS @40 MHz	2 K wd pgm $2*512$ w data RAM	32 bit float	2 ext bus ports, used for data & program as well as I/O		Multiprocessing interconnect limited; det by ext ckts
DSP56690 (56 K + Mcore 210)	Motorola	104 MIPS @104 MHz	84 k $\times$ 24 FM $>$ 256 k total	24, 16, 32	RT clocks, numerous I/O (PIG, DSC, GPIO, RAM…)		AMPS accelerator [361] 1.8v part op at 2.2v
DSP32C	AT&T	25 MFLOP 12.5 MIPS @50 MHz	1.5 Kword RAM	32 bits	Serial port, general-purpose buses		Not fully commercialized
E1-32	Hyperstone	97 Dhrystone 60 MHz	4 kB	32 bits	Single port/limited I/O		RISC DSP [100, 101] 1 k FFT ex 0.81 ms; 3.3 V
DDMP	Sharp	Async 3.8 BOP	Yes	Video	Data, PCI, memory		8 parallel data-driven cores
Alpha 21164	DEC	4-644/17-20[a] @667 MHz	32kB Inst 64 MPY	64 128 L3RAM	Memory- based SCSI, add-on chips		0.28 νm, 22 W, 2.5 V 2X Pentium II [250–252]

RISC MPU's (5–8 FPUs), IA-64 MERCED (8 MPUs) and MMX (50 instruction types) 500 MHz clocks, 1 GFLOP performance.
[a]400–644 SPECint92; 17 SpecInt 20 SpecFP (95). [b]Price at introduction.

3.3.3 Field Programmable Gate Arrays - FPGAs

Τα FPGA είναι ολοκληρωμένα κυκλώματα που περιέχουν μια μεγάλη σειρά πανομοιότυπων ψηφιακών λογικών μονάδων (μπορούν να υπάρξουν έως και 15.000). Οι διασυνδέσεις μεταξύ των μονάδων αυτών είναι προγραμματίσιμες ενώ αλλαγές μπορούν να γίνουν κατά τη διάρκεια ζωής της συσκευής. Τα κύτταρα (δηλαδή η κάθε λογική μονάδα) μπορούν να ομαδοποιηθούν σε λογικά blocks για να πραγματοποιήσουν υψηλότερου επιπέδου λειτουργίες (π.χ., πίνακες αναζήτησης, πολυπλέκτες, flip-flops, πολλαπλασιαστές, και RAM). Κάθε block μπορεί να υλοποιήσει μια υψηλού βαθμού συνδυαστική λειτουργία ψηφιακής λογικής. Οι λειτουργίες περιγράφονται συνήθως με μια γλώσσα hardware όπως η VHDL ή Verilog. Ένα εργαλείο σχεδιασμού χρησιμοποιείται για να καθοριστεί αυτόματα η δρομολόγηση του σήματος εισόδου στα στοιχεία της συσκευής. Ο συνδυασμός του υλοποιημένου αλγορίθμου, ο κώδικας VHDL και η αποδοτικότητα του εργαλείου σύνθεσης θα καθορίσουν τους χρησιμοποιούμενους πόρους και τη μέγιστη συχνότητα ρολογιού του FPGA. Αυτή είναι μια σημαντική διαφορά σε σύγκριση με ένα DSP, όπου η μέγιστη συχνότητα ρολογιών είναι καθορισμένη και ανεξάρτητη από τον κώδικα που τρέχει στη συσκευή. Η εφαρμογή σε FPGA μπορεί να οδηγήσει σε μια συχνότητα ρολογιών σημαντικά μικρότερη (κατά 50%) από τη θεωρητική μέγιστη, οπότε και η χρησιμοποίηση της συσκευής είναι περίπου στο 50%.



Σχήμα 3.22: Γενική δομή του FPGA

Η Xilinx και η Altera είναι οι δύο μεγαλύτεροι προμηθευτές των FPGA. Η σειρά της Xlinix περιλαμβάνει τις Spartan, Vertex, και Vertex II, με τη Vertex II να παρέχει η μεγαλύτερη ικανότητα επεξεργασίας σήματος. Οι ισχυρότερες συσκευές της Altera περιλαμβάνουν τη Mecury, την Apex 20k, και την Apex II.

Ο αριθμός λογικών πυλών σε ένα FPGA μπορεί να είναι πολύ μεγάλος (π.χ. η συσκευή Xilinx Vertex II κυμαίνεται από 40.000 έως 8 εκατομμύριο πύλες, Πίνακας 3.5). Αυτές οι μεγάλες συσκευές μπορούν να έχουν 168 on-chip 18-bit επί 18-bit πολλαπλασιαστές και 1.100+ pins εισόδου /εξόδου με αποδοτικό κώδικα και εργαλεία και μπορούν να λειτουργήσουν σε υψηλές ταχύτητες.

Device	System Gates	Row by Column	Slices	Multipliers	Max RAM Kb	I/O Pins
XC2V40	40k	8×8	256	4	72	88
XC2V1000	1M	40×32	5,120	40	720	432
XC2V4000	4M	80×72	23,040	120	2,160	912
XC2V6000	6M	96×88	33,792	144	2,592	1,104
XC2V8000	8M	112×104	46,592	168	3,024	1,108

Πίνακας 3.5: Χαρακτηριστικά κάποιων Xilinx FPGA

3.3.4 Σχολιασμός και Σύγκριση DSP- FPGA

Παρόλο που τα FPGAs είναι προγραμματίσημα και ενδεχομένως πολύ ισχυρά, δεν έχουν πάρει τη θέση των DSPs. Τα FPGAs είναι δυσκολότερο να προγραμματιστούν αποτελεσματικά και η ανικανότητά τους να επαναδιαμορφώνονται δυναμικά τα καθιστά μη ιδανικές λύσεις για αντικειμενοστραφές λογισμικό και για τις ιδανικές αρχιτεκτονικές SDR που έχουν περιγραφεί.

Θεωρητικά το μεγαλύτερο FPGA μπορεί να λειτουργήσει σε συχνότητα 250 MHz χρησιμοποιώντας όλους τους 168 πολλαπλασιαστές του. Αυτό παράγει έναν πολύ μεγάλο αριθμό MMACS (million Multiply – Accumulate cycle), περίπου 42,000 που αρχικά

είναι πολύ μεγαλύτερο συγκριτικά με τις 8.800 για ένα DSP. Εντούτοις, εάν η πραγματική συχνότητα ρολογιών φθάνει μόνο το 50% του μεγίστου, και η χρησιμοποίηση των πόρων επίσης φθάνει μόνο το 50%, η πρακτική ικανότητα MMACS μικραίνει κατά 75% και φτάνει τις 10.500 MMACS, ένας αριθμός πολύ πιο κοντά στο DSP. Επιπλέον, πολύ μεγάλες συσκευές FPGA είναι δύσκολο να κατασκευαστούν και συνεπώς είναι εξαιρετικά ακριβές σε σύγκριση με τα DSPs. Τα μεγάλα FPGAs έχουν τιμές αντίστοιχες με τα DSPs, συγκρίνοντας δολάρια ανά θεωρητική MMACS. Όμως όπως έχει ήδη εξηγηθεί, η πραγματική ικανότητα επεξεργασίας σήματος των FPGA φθάνει μόνο το 50% της μέγιστης θεωρητικής. Έτσι, ουσιαστικά το FPGA καταλήγει να είναι δύο φορές ακριβότερο.

Παρόλα τα μειονεκτήματα τους, τα FPGAs εξακολουθούν να έχουν θέση σε διάφορα σχέδια SDR. Τα FPGAs αναμένεται επίσης να είναι δημοφιλείς επιλογές για εφαρμογές στις οποίες το κόστος δεν έχει πρωτεύοντα ρόλο όπως το στρατιωτικό SDR.

Τέλος, πρέπει να αναφέρουμε πως συγκρίσεις έχουν δείξει ότι τα FPGA είναι υπολογιστικά αποδοτικότερα από τα DSP για λειτουργίες που χρησιμοποιούν περιορισμένου πεδίου δεδομένα. Τέτοιες λειτουργίες είναι για παράδειγμα το FFT, η συνέλιξη, το ψηφιακό φιλτράρισμα, και το FEC.

3.4 Digital IF

3.4.1 Decimation, Interpolation, και Multirate Επεξεργασία

Η ανάγκη για επεξεργασία δεδομένων με περισσότερους από έναν ρυθμούς δειγματοληψίας σε ένα σύστημα έχει γίνει πλέον επιτακτική και είναι γνωστή ως multirate επεξεργασία. Οι δύο βασικές multirate διαδικασίες ψηφιακής επεξεργασίας, του decimation και του interpolation είναι απλοί και αποδοτικοί αλγόριθμοι που χρησιμοποιούνται προκειμένου να μειώσουν ή να αυξήσουν το ρυθμό δεδομένων σε οποιοδήποτε σημείο ενός συστήματος.

Η χρησιμοποίηση του όρου "decimation" κατά την επεξεργασία σήματος δεν ανταποκρίνεται στην ακριβή ερμηνεία του. Χρησιμοποιείται για να δηλώσει την περιοδική αφαίρεση όλων των δειγμάτων ενός σήματος εκτός από κάθε R_d-*οστό* δείγμα όπου R_d είναι ένας ακέραιος αριθμός. Το decimation γενικά έχει έννοια μόνο εάν *το* R_d είναι μεγαλύτερο από ένα. Η μείωση του ρυθμού δειγμάτων κατά ένα παράγοντα R_d προκαλεί παράλληλη μείωση εύρους ζώνης κατά τον ίδιο παράγοντα.

Το interpolation σε ένα σήμα x(n), αυξάνει το ρυθμό δειγμάτων ενός σήματος κατά έναν παράγοντα *Ri*. Αυτό επιτυγχάνεται σε τρία βήματα: το zero stuffing, το βαθυπερατό φιλτράρισμα, και την ενίσχυση. Κατά το zero stuffing εισάγονται R_i - 1 δείγματα με τιμή μηδέν μαζί με κάθε δείγμα εισόδου. Με αυτόν τον τρόπο αυξάνεται ο ρυθμός δεδομένων αλλά παράγονται φασματικές επαναλήψεις – είδωλα (aliased images) του x(n). Τα images αφαιρούνται με το βαθυπερατό φιλτράρισμα. Όμως, επειδή η ενέργεια του $x(n)$ ενυπάρχει σε αυτά τα είδωλα και με τη διαδικασία του φιλτραρίσματος χάνεται, ένα στάδιο ενίσχυσης απαιτείται για να αποκατασταθεί το αρχικό πλάτος του σήματος.

Το ευρείας ζώνης multicarrier SDR είναι ένα παράδειγμα ενός συστήματος multirate. Η IF συχνότητα είναι ίδια για πολλά σήματα πληροφορίας με διαφορετικές φέρουσες συχνότητες. Για να μεταφερθεί κάθε φέρον προς τη βασική ζώνη πρέπει να ολισθήσει κατά διαφορετικό διάστημα. Εντούτοις, τα βασικής ζώνης bandpass χαρακτηριστικά πρέπει να είναι τα ίδια για κάθε φέρον, και ο ρυθμός δεδομένων πρέπει

να είναι ένας ακέραιος αριθμός του ρυθμού συμβόλων. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί μόνο από ένα μίγμα decimation και interpolation ή multirate επεξεργασίας.

3.4.2 Ψηφιακή Μετατροπή Συχνότητας

Η επιλογή κατάλληλης μεθόδου για την ψηφιακή μετατροπή συχνότητας εξαρτάται άμεσα από την ανάλυση δειγματοληψίας (δηλ τον αριθμό των bit/δείγμα), τη συχνότητα δειγματοληψίας και το εύρος ζώνης της ψηφιακής IF. Τα συστήματα κινητών επικοινωνιών γενικά δεν χρησιμοποιούν ανάλυση δειγματοληψίας μεγαλύτερη από 16 bit. Συνήθως, οι επεξεργαστές DSP χρησιμοποιούν αριθμητική σταθερής υποδιαστολής και δεδομένα μήκους λέξης 2 Byte (16 bit), καθώς η δυναμική περιοχή που παρέχεται από αυτό τον αριθμό των bit επαρκεί για την εκτέλεση των περισσότερων λειτουργιών επεξεργασίας σήματος.

Υποθέτοντας ότι η ψηφιακή IF συχνότητα βρίσκεται στην περιοχή των 70 MHz, το στάδιο της ψηφιακής μετατροπής συχνότητας (upconversion - downconversion) πρέπει να δεχτεί 70 MHz· 2 Byte = 140 MB/sec στη διεπαφή ψηφιακής μετατροπής. Μετά την επεξεργασία, το τμήμα μετατροπής πρέπει να παρέχει, ανάλογα με την εφαρμογή, εύρος ζώνης baseband δεδομένων σύμφωνα με τον πίνακα 3.6. Σχετικά με τον τρόπο που προκύπτουν αυτές οι τιμές, παραδείγματος χάριν για UMTS, ο υπολογισμός του ρυθμού δεδομένων 61,4 MB/SEC γίνεται με τον πολλαπλασιασμό του μεγέθους των δειγμάτων σε Bytes (2) με τον ρυθμό δειγματοληψίας (4), το chiprate ($3,84 \times 10^6$) και τον αριθμό των ορθογώνιων καναλιών (I + Q = 2), δηλαδή : $2 \cdot 4 \cdot 3.84 \cdot 10^6 \cdot 2 = 61.4 MB/\sec$

Standard	Oversampling Rate	Baseband Data Rate
IS 136	4X	0.78 MB/sec
GSM	4X	4.32 MB/sec
IS-95	4X	19.7 MB/sec
UMTS	4X	61.4 MB/sec

Πίνακας 3.6: Τιμές παραμέτρων για την επεξεργασία δεδομένων

3.4.2.1 Διαμέριση της Ψηφιακής Μετατροπής Συχνότητας σε DSPs

Το επόμενο βήμα στη διαδικασία σχεδιασμού είναι να επιλεγεί μια τεχνολογία για να πραγματοποιηθεί η ψηφιακή μετατροπή συχνότητας. Το ιδανικό SDR πρέπει να είναι απολύτως reconfigurable από το λογισμικό. Υπάρχουν διάφορες υποψήφιες υλοποιήσεις για την πραγματοποίηση της μετατροπής συχνότητας, καλύπτοντας η καθεμία σε διαφορετικό βαθμό τις απαιτήσεις του λογισμικού. Μερικές από αυτές είναι τα DSP, οι προγραμματίσιμοι ψηφιακοί μετατροπείς συχνότητας (Digital Upconverters - DUC και Digital Downconverters - DDC) οι γενικής χρήσης μικροεπεξεργαστές και τα FPGAs (Field Programmable Gate Arrays).

Οι ανάγκες του λογισμικού μπορούν να καλυφθούν χωρίζοντας το στάδιο της ψηφιακής μετατροπής συχνότητας σε συσκευές επεξεργασίας σήματος ικανές να προγραμματιστούν είτε σε κάποιον assembler είτε σε γλώσσα C. Στον πίνακας 3.7 φαίνεται το υπολογιστικό φορτίο που πρέπει να υποστηριχθεί από αυτές τις συσκευές. Αναλυτικότερα, ο πίνακας δείχνει σε MIPS το υπολογιστικό φορτίο που απαιτείται για την πραγματοποίηση της ψηφιακής μετατροπής συχνότητας, την υλοποίηση του ταλαντωτή Numerically Controlled Oscillators - NCO (ο NCO θα περιγραφεί αναλυτικά στη συνέχεια), του interpolation, του decimation και του φιλτραρίσματος για κάθε μία από τις ορθογώνιες συνιστώσες του σήματος (I, Q).

Η μέτρηση του υπολογιστικού φορτίου σε MIPS υποθέτει ότι μια λειτουργία πολλαπλασιασμού και μια αποθήκευσης (MAC) μπορεί να επιτευχθεί σε έναν κύκλο ρολογιού, και επομένως, τα MIPS και MMACS είναι ισοδύναμα. Οι NCO μπορούν να υλοποιηθούν κάνοντας χρήση πινάκων αναζήτησης. Το φορτίο μετά από ένα φίλτρο πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης θα εξαρτηθεί από τις απαιτούμενες παραμέτρους της συνάρτησης μεταφοράς του (π.χ., pass-band κυματισμός και απόρριψη stop-band). Στον πίνακας 3.7 φαίνεται ότι όλοι οι υπολογισμοί εκτελούνται σε ρυθμό 70 MHz. Εντούτοις, μερικές λειτουργίες επεξεργασίας θα μπορούσαν να διεξαχθούν σε μειωμένους ρυθμούς με προσεκτική χρήση του decimation προκειμένου να αφαιρεθούν δεδομένα που η απομάκρυνση τους δεν επηρεάζει το αποτέλεσμα.

Computational Load

Function	**Calculation**	**Computational Load**
I Channel Freq Conversion	70×10^6 multiply and accumulate/sec	70 MIPS
I Channel NCO	$70 \times 10^6 \times 5$ instructions per frequency conversion	350 MIPS
Q Channel Freq Conversion	70×10^6 multiply and accumulate/sec	70 MIPS
Q Channel NCO	$70 \times 10^6 \times 5$ instructions per frequency conversion	350 MIPS
I Channel Interpolation	$70 \times 10^6 \times 5$ instructions	350 MIPS
Q Channel Interpolation	$70 \times 10^6 \times 5$ instructions	350 MIPS
I Channel Filtering (Decimation + FIR)	$70 \times 10^6 \times 20$ instructions	1,400 MIPS
I Channel Filtering (Decimation + FIR)	$70 \times 10^6 \times 20$ instructions	1,400 MIPS
	TOTAL	4,340 MIPS

Πίνακας 3.7: Το υπολογιστικό φορτίο που απαιτείται για την πραγματοποίηση της ψηφιακής μετατροπής συχνότητας, την υλοποίηση του ταλαντωτή NCO, του interpolation, του decimation και του φιλτραρίσματος για κάθε μία από τις ορθογώνιες συνιστώσες του σήματος (I, Q)

Από το αποτέλεσμα της εκτίμησης των υπολογιστικών φορτίων φαίνεται ότι εάν η ψηφιακή λειτουργία μετατροπής συχνότητας στη λήψη χωριστεί σε DSP, αυτό θα απαιτούσε τη χρησιμοποίηση τουλάχιστον ενός high-end DSP (π.χ. TIC6X ή Tiger-Sharc). Εάν το DSP είχε ρυθμιστεί στα 600 MHz και η υλοποιημένη λειτουργία επέτρεπε τέσσερις εντολές σε κάθε κύκλο ρολογιού, το DSP θα μπορούσε να παραγάγει $4 \cdot 600 = 2400$ MIPS/MMACS.

Προφανώς, αυτή την εποχή, δεν υπάρχει αρκετή υπολογιστική ισχύς σε ένα DSP ώστε να χειριστεί τα απαιτούμενα 4.340 MIPS (πίνακας 3.7). Επομένως, δημιουργείται η ανάγκη για χρησιμοποίηση μιας σειράς από DSPs που συνδέονται με κατάλληλο μηχανισμό έτσι ώστε να επιτρέπεται η μεταξύ τους μεταφορά δεδομένων, για παράδειγμα dual-port RAMs (DPRs). Μια καλή πρακτική σχεδιασμού θα ήταν να προβλέπεται η διαθεσιμότητα του 50% της δυναμικότητας τους. Αυτή η περίπτωση σχεδιασμού απαιτεί τέσσερα 2.400 MMAC DSPs.

Το σημαντικότερο πλεονέκτημα κατά την χρησιμοποίηση των DSP είναι ότι οι ανάγκες του λογισμικού διαχειρίζονται με τέτοιο τρόπο ώστε να επιτυγχάνεται πλήρης ευελιξία. Το μειονέκτημα είναι ότι ο σχεδιαστής πρέπει να ανταλλάξει την ευελιξία με την ταυτόχρονη αύξηση κόστους καθώς και την κατανάλωση δύναμης και χώρου σε σύγκριση με τη χρησιμοποίηση οριζόμενων από εφαρμογές συσκευών όπως στην περίπτωση των προγραμματίσιμων ψηφιακών up και downconverters (Digital Upconverters - DUC και Digital Downconverters - DDC).

3.4.2.2 Διαμέριση της Ψηφιακής Μετατροπής Συχνότητας σε Οριζόμενες από Εφαρμογές Συσκευές (DUC - DDC)

Η λύση που προβλέπει χρησιμοποίηση DSP για την ψηφιακή μετατροπή συχνότητας, όπως εξηγήσαμε προηγουμένως, είναι πιθανό να χρειαστεί περισσότερα από τρία DSP για την αλυσίδα λήψης και εκπομπής με άμεσο αποτέλεσμα την σημαντική αύξηση του κόστους αλλά και την σπατάλη χώρου. Επιπλέον, σημαντικό μειονέκτημα αυτού του σχεδιασμού είναι ότι οι συσκευές DDC και DUC μπορούν να επιτύχουν τουλάχιστον οκτώ φορές γρηγορότερα την ψηφιακή επεξεργασία μετατροπής συχνότητας μιας απλής συσκευής DSP. Χαρακτηριστικά, μια μόνο συσκευή DDC μπορεί να επεξεργαστεί τέσσερα κανάλια δεδομένων των 70-MHz. Χρησιμοποιώντας τον πίνακα 3.7 αυτό αντιστοιχεί σε 17.360 MIPS ψηφιακή ικανότητα μετατροπής συχνότητας ενώ παράλληλα τα DDC έχουν περίπου το ίδιο κόστος και μέγεθος με τα DSP και παρόμοιες απαιτήσεις ισχύος.

Οι περισσότερες λειτουργίες μετατροπής συχνότητας που απαριθμούνται στον πίνακα 3.7 απαιτούν ένα μικρό σύνολο εντολών για να εκτελεσθούν, ενώ δέχονται δεδομένα με πολύ υψηλό ρυθμό. Το hardware των DSP δεν παρέχει υψηλές δυνατότητες για παράλληλες λειτουργίες (όπως πολλαπλασιασμό και αποθήκευση) ώστε να μπορεί να ανταγωνιστεί αποτελεσματικά τα DUCs και DDCs σε εφαρμογές κινητών επικοινωνιών. Ο λόγος για τον οποίο τα DUCs και DDC δεν προτιμούνται σε σχέση με τα DSP σε πολλές υλοποιήσεις, είναι ότι ο επαναπρογραμματισμός των DSP είναι πολύ πιο εύκολος.

Για τα κινητά ασύρματα συστήματα που λειτουργούν σε συχνότητες 20-100 MHz, τα DUCs και DDC είναι αυτήν την περίοδο η αποδοτικότερη σύνδεση μεταξύ των ψηφιακών ενδιάμεσων συχνοτήτων και της επεξεργασίας βασικής ζώνης.

3.4.2.3 Διαμέριση της Επεξεργασίας Σήματος Βασικής Ζώνης

Με την άφιξη παραδείγματος χάρην του βασισμένου σε CDMA, 3G σήματος, η επεξεργασία σήματος βασικής ζώνης μπορεί να διαιρεθεί σε λειτουργίες επεξεργασίας chip rate και symbol rate. Η λειτουργία επεξεργασίας chip rate κατά τη λήψη περιλαμβάνει την αποδιαμόρφωση και τις CDMA despread διαδικασίες. Η λειτουργία επεξεργασίας λήψης symbol rate εκτελεί όλες τις λειτουργίες αποκωδικοποίησης του καναλιού (π.χ., αποκωδικοποίηση Viterbi, κτλ) με σκοπό να παράγει ένα συρμό από bits πληροφορίας.

Τα προς μελέτη ζητήματα που προκύπτουν από αυτό το διαχωρισμό είναι κατά ένα μεγάλο μέρος καθοριζόμενα από τις εναέριες διεπαφές που πρέπει να υποστηριχθούν από την πλατφόρμα επεξεργασίας βασικής ζώνης. Όσον αφορά την επεξεργασία στο δέκτη, από τον πίνακα 3.6 παρατηρούμε ότι υπάρχει μεγάλη έκταση-ποικιλία ρυθμού εισαγωγής δεδομένων βασικής ζώνης για τα διάφορα πρότυπα εναέριων διεπαφών. Μετά από την επεξεργασία chip και symbol rate, ο ρυθμός των πληροφοριών εξόδου μπορεί να κυμανθεί από 13 Kbps για συμπιεσμένη φωνή σε 2 Mbps για εξαιρετικής ποιότητας συνδέσεις 3G δεδομένων.

Οι υποψήφιες τεχνολογίες υλοποίησης τέτοιων πλατφόρμων περιλαμβάνουν μικροεπεξεργαστές, DSP, reconfigurable επεξεργαστές, και FPGA. Στις περισσότερες περιπτώσεις ο μικροεπεξεργαστής είτε έχει εύρος ζώνης και απόδοση που δεν επαρκεί για να καλύψει τις απαιτήσεις είτε καταναλώνει πάρα πολλή ενέργεια και χώρο με αποτέλεσμα να μην θεωρείται οικονομική και αποδοτική λύση. Τα FPGAs και οι reconfigurable επεξεργαστές (π.χ., Chameleon RCP) μπορούν να καλύψουν αποτελεσματικά τις απαιτήσεις εύρους ζώνης επεξεργασίας όμως, είναι δυσκολότερο να προγραμματιστούν σε σχέση με τα DSPs.

Η επεξεργασία βασικής ζώνης για τα Non-CDMA 2G είναι εξ ολοκλήρου δυνατή με ένα μόνο DSP λόγω των μειωμένων απαιτήσεων εύρους ζώνης δεδομένων. Εντούτοις, τα περισσότερα DSP δεν έχουν ικανή απόδοση για την επεξεργασία chip-rate 3G και είναι καταλληλότερα στο χειρισμό λειτουργιών symbol-rate. Ένας καλός διαχωρισμός για ένα σύστημα UMTS 3G θα μπορούσε να χρησιμοποιήσει DSPs για symbol rate και FPGAs για chip rate επεξεργασία.

3.4.3 Βασικές αρχές για το μετατροπέα συχνότητας

Το πολυδιαυλικό (multichannel) ψηφιακό downconversion συχνότητας για 2G και 3G περιλαμβάνει τις ακόλουθες λειτουργίες:

- Φιλτράρει και απομονώνει μια στενή περιοχή συχνοτήτων (συνήθως ένα διαμορφωμένο φέρον) από το ευρείας ζώνης εισερχόμενο σήμα στο δέκτη, και απορρίπτει το υπόλοιπο της ζώνης.
- Μεταφέρει αυτό το απομονωμένο φέρον σε χαμηλότερη συχνότητα, συνήθως από IF σε βασική ζώνη.
- Μειώνει το ρυθμό δεδομένων σε κάποιο ακέραιο πολλαπλάσιο του ρυθμού πληροφοριών.

Το 2G και 3G πολυδιαυλικό ψηφιακό upconversion συχνότητας περιλαμβάνει τις ακόλουθες λειτουργίες:

- Μεταφέρει μια ή περισσότερες ζωνοπερατές πηγές σημάτων (συνήθως διαμορφωμένο φέρον) ψηλότερα σε συχνότητα, συνήθως από τη βασική ζώνη σε IF.
- Συνδυάζει τις πηγές βασικής ζώνης για να δημιουργήσει ένα ευρείας ζώνης σήμα.
- Αυξάνει το ρυθμό δεδομένων σε έναν ενδιάμεσης συχνότητας ψηφιακό ρυθμό.

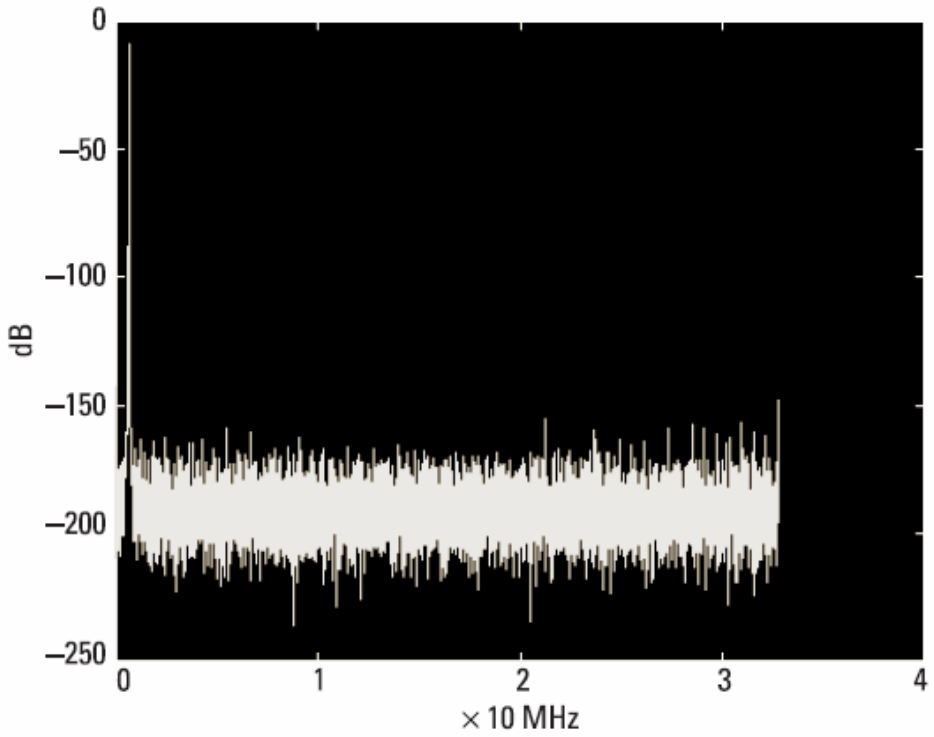
Θα αναφερθούμε τώρα στα υποσυστήματα που απαιτούνται για να επιτευχθούν τα παραπάνω με βάση τα αυστηρά κριτήρια απόδοσης 2G και 3G.

3.4.3.1 Digital NCO (Numerically Controlled Oscillators)

Τα NCO είναι ταλαντωτές που παράγουν πολύ ακριβείς ψηφιακές κυματομορφές ημίτονου και συνημίτονου, οι οποίες χρησιμοποιούνται από τον ψηφιακό μίκτη για να εκτελεστεί η λειτουργία μετατόπισης συχνότητας. Ημιτονικοί και συνημιτονικοί NCOs χρησιμοποιούνται και κατά τη μίξη ορθογώνιων σημάτων I και Q. Επίσης on-chip ψηφιακά NCOs περιέχονται στα DDCs και DUCs.

Επειδή τα εισερχόμενα (downconvert) ή εξερχόμενα (upconvert) σήματα πολλαπλασιάζονται με την παραγόμενη από το NCO κυματομορφή, η επίδοση του NCO είναι σημαντική για την διαδικασία της λήψης και της εκπομπής. Ανάμιξη στον NCO ανεπιθύμητων σημάτων μπορεί να έχει σαν αποτέλεσμα την αλλοίωση της μεταφερόμενης πληροφορίας.

Στο σχήμα 3.23 παρουσιάζεται η φασματική απόκριση της εξόδου ενός NCO με 24-bit σε ένα Intersil ISL5216 downconverter. Ο NCO έχει ρυθμιστεί στα 40 kHz, η συχνότητα δειγματοληψίας Fs στα 65 MHz, και το φάσμα μετρήθηκε μέσω Fast Fourrier Transform 32 σημείων. Το SFDR (Spurious Free Dynamic Range) είναι περίπου 140 dB.



Σχήμα 3.23: Φασματική απόκριση της εξόδου ενός NCO με 24-bit σε ένα Intersil ISL5216 downconverter. Ο NCO έχει ρυθμιστεί στα 40 kHz, η συχνότητα δειγματοληψίας Fs στα 65 MHz, και το φάσμα μετρήθηκε από έναν 32-K point FFT

Ακολουθεί η περιγραφή δύο αρκετά διαδεδομένων μεθόδων για την υλοποίηση του NCO, της Lookup Table Method και της CORDIC

3.4.3.1.1 Lookup Table Method - LUT

Κατά τη μέθοδο LookUp Table, ή LUT, γίνεται χρήση της μνήμης για να αποθηκευτούν προϋπολογισμένα δείγματα της τριγωνομετρικής συνάρτησης:

$$x[k] = \cos(\Phi[k]). \tag{3.37}$$

Για την περίπτωση που το όρισμα του συνημίτονου έχει τη μορφή: $\Phi[k]=\omega_0 k+\varphi_0$, δηλαδή η φάση ικανοποιεί μια γραμμική εξίσωση, το Φ[k] μπορεί να παραχθεί χρησιμοποιώντας έναν modular αθροιστή. Χρησιμοποιώντας διάφορους συνδυασμούς αθροιστών και πινάκων αναζήτησης (lookup table), μπορούν να δημιουργηθούν περίπλοκα σήματα PM (διαμόρφωση φάσης). Ένα παράδειγμα για synthesizer συνημίτονου με τη βοήθεια της LUT παρουσιάζεται στο σχήμα 3.24. Το πλάτος του συσσωρευτή φάσης (*N* - bits) καθορίζει τη μέγιστη ανάλυση συχνότητας του συστήματος. Τα δεδομένα συνημίτονου (3.37) αποθηκεύονται σε έναν πίνακα (συνήθως μια ROM) που έχει μήκος διευθύνσεων M bits και έξοδο *W bits* (δηλαδή μέγεθος 2^M x *W*). Η τιμή *του M* καθορίζει την ανάλυση φάσης και *το W* την ανάλυση πλάτους. Η επιλογή *του N*, *του M* και *του W* απεικονίζεται τελικά στη διαφορά μεταξύ της συντεθειμένης ημιτονοειδούς καμπύλης και της ιδανικής ημιτονοειδούς καμπύλης που είχαμε σαν στόχο να συνθέσουμε. Η αρχιτεκτονική που παρουσιάζεται στο σχήμα 3.24 λέει ότι πρακτικά, ο πίνακας αναζήτησης χρειάζεται καταχωρήσεις συνημίτονου μόνο ενός τεταρτημορίου οι οποίες στη συνέχεια μπορούν να επεκταθούν και στα τέσσερα τεταρτημόρια χρησιμοποιώντας τις σχέσεις συμμετρίας. Για μια σταθερή ημιτονοειδή συχνότητα, η έξοδος του συσσωρευτή φάσης είναι η ακολουθία $\Phi[k]=\omega_0 k=(\Delta\varphi)k$, όπου $\Delta\phi$ είναι η αύξηση φάσης ανά δείγμα. Δεδομένου ότι ο πίνακας έχει *M* - bit είσοδο, ο συσσωρευτής φάσης πρέπει να παρέχει τουλάχιστον *M+2* bit ανάλυση, όπου τα δύο σημαντικότερα bit καθορίζουν το τεταρτημόριο της καμπύλης του ημίτονου. Δεδομένου ότι η ακρίβεια του συσσωρευτή φάσης καθορίζει την ακρίβεια η οποία μπορεί να επιτευχθεί για τη συχνότητα της γεννήτριας της ημιτονοειδούς καμπύλης, είναι γενικά επιθυμητό να είναι πολύ μεγαλύτερο από *M* + 2 bit το πλάτος των δεδομένων του συσσωρευτή φάσης .

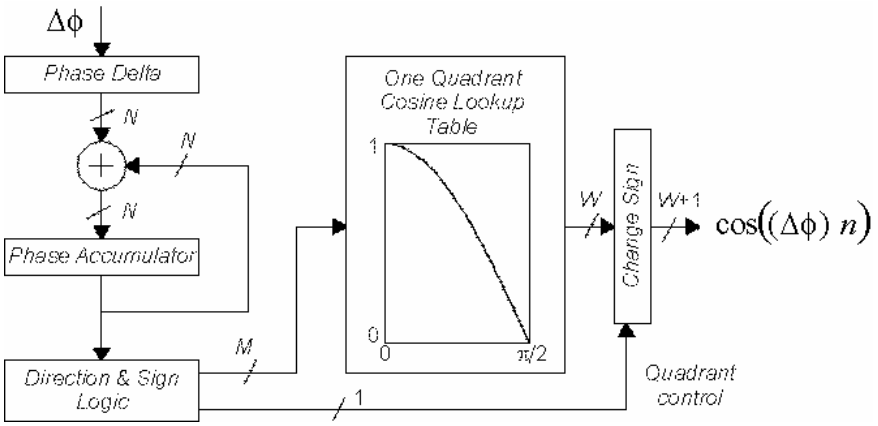
Η ακρίβεια την οποία μπορεί να επιτύχει η ημιτονοειδής γεννήτρια, καθορίζεται από την ελάχιστη ψηφιακή συχνότητα που μπορεί να αναλυθεί δf_0 με περίοδο $T_0=1/\delta f_0$.

Αυτά όμως εξαρτώνται από την ακρίβεια του συσσωρευτή φάσης που παρουσιάζεται στο σχήμα 3.24. Εάν ο συσσωρευτής φάσης (σχήμα 3.24), έχει χρονισθεί σε ρυθμό *Ts*, τότε η ελάχιστη περίοδος που μπορεί να αναλυθεί είναι ίση με:

$$T_0 = N_0 T_s,\ N_0 = 2^N \tag{3.38}$$

ή N_0 κύκλοι ρολογιού. Μια πλήρης περίοδος ημίτονου αντιστοιχεί σε φάση 2π ακτίνια. Επομένως κάθε κύκλος ρολογιού αντιστοιχεί σε ένα ελάχιστο μέγεθος βήματος φάσης Δφ:

$$|\Delta\phi| = \frac{2\pi}{N_0}. \tag{3.39}$$



Σχήμα 3.24: Δομικό διάγραμμα ενός τυπικού Synthesizer συνημίτονου με χρήση της LUT

Ο άμεσος synthesizer συνημίτονου που παρουσιάζεται στο σχήμα 3.24 μπορεί να διαμορφωθεί ώστε να συνθέτει μια ημιτονοειδή καμπύλη μιας συχνότητας με τον καθορισμό του Δφ *σ*τη σταθερή τιμή που καθορίζεται στην εξίσωση (3.39). Σε μερικές περιπτώσεις είναι επιθυμητό να αλλάζει το Δφ κατά τη διάρκεια του χρόνου, π.χ. στα συστήματα επικοινωνιών όπου εφαρμόζονται μέθοδοι διαμόρφωσης φάσης (PM, FM, FSK, *mPSK κτλ*). Πρέπει επίσης να αναφερθεί ότι ένα σύστημα, όπως αυτό που παρουσιάζεται στο σχήμα 3.24, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να συνθέσει άμεσα ένα IF σήμα.

Σε μερικές περιπτώσεις, η ανάλυση ενός M-bit πίνακα αναζήτησης μπορεί να επεκταθεί χρησιμοποιώντας γραμμική παρεμβολή. Υποθέστε ότι η έξοδος του συσσωρευτή φάσης είναι μια τιμή x_0 (με N-bits) που βρίσκεται μεταξύ δύο αριθμών των

M-bit, x_{low} και x_{high} ($x_{\text{low}} \leq x_0 \leq x_{\text{high}}$), $M < N$. Αν η τιμή από τον πίνακα αναζήτησης για την M-bit διεύθυνση x_{low} είναι $\varphi(x_{\text{low}})$ και για *το* x_{high}, $\varphi(x_{\text{high}})$, τότε η τιμή του $\varphi(x_0)$ που προκύπτει από τη γραμμική παρεμβολή δίνεται από τη σχέση:

$$\phi(x_0) = \frac{\left(\phi(x_{high}) - \phi(x_{low})\right)}{\left(x_{high} - x_{low}\right)}\left(x_0 - x_{low}\right) + \phi\left(x_{high}\right) \tag{3.40}$$

3.4.3.1.2 CORDIC

Η μέθοδος LUT που παρουσιάστηκε χρησιμοποιεί πίνακες για να αποθηκεύει προϋπολογισμένες τιμές των sin(θ) και cos(θ). Μια εναλλακτική λύση αντί της χρησιμοποίησης των πινάκων είναι να υπολογίζονται οι τιμές sin(θ) και cos(θ) όταν αυτό ζητηθεί και σε πραγματικό χρόνο. Μια δημοφιλής μέθοδος υπολογισμού τριγωνομετρικών συναρτήσεων είναι ο αλγόριθμος *Coordinate Rotation DIgital Computer*, ή CORDIC. Ο CORDIC είναι ένας επαναληπτικός αλγόριθμος που αναπτύχθηκε πρώτα από τον J. Volder το 1959 και επεκτάθηκε στη συνέχεια από τον J. Walther το 1972. Ο συνήθεις εφαρμογές του περιλαμβάνουν:

- Τριγωνομετρικές συναρτήσεις (π.χ., ημίτονο, συνημίτονο)
- Πολλαπλασιασμούς και Διαιρέσεις
- Υπερβολικές τριγωνομετρικές συναρτήσεις (π.χ., sinh, cosh)
- Εκθετικές συναρτήσεις, φυσικό λογάριθμο, τετραγωνική ρίζα, και περιστροφή Givens

Οι τεχνικές CORDIC παρουσιάζουν ενδιαφέρον επειδή βασίζονται σε χαμηλής πολυπλοκότητας λειτουργίες hardware (ολισθήσεις και προσθέσεις). Το μειονέκτημα είναι ότι ο CORDIC αλγόριθμος είναι επαναληπτικός και επομένως μπορεί να έχει υπερβολικά μακροχρόνιο ή απροσδιόριστο χρόνο εκτέλεσης.

Ο CORDIC αλγόριθμος είναι βασισμένος στην περιστροφή διανυσματικού σημείου (x, y) κατά μια γωνία θ βάσει του γραμμικού μετασχηματισμού:

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \tag{3.41}$$

Η περιστροφή μπορεί να πραγματοποιηθεί σταδιακά (incrementally) χρησιμοποιώντας ένα σύνολο μικρότερων περιστροφών θ_k, όπου:

$$\theta = \sum_k \theta_k \tag{3.42}$$

Αντικαθιστώντας στην εξίσωση (3.41) έχουμε:

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \prod_k \begin{bmatrix} \cos\theta_k & -\sin\theta_k \\ \sin\theta_k & \cos\theta_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \left(\left(\prod_j \cos\theta_j \right) \prod_i \begin{bmatrix} 1 & -\tan\theta_i \\ \tan\theta_i & 1 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \tag{3.43}$$

Η καινοτομία που καθιστά αποδοτικό το hardware του αλγορίθμου CORDIC είναι η επιλογή σταδιακών περιστροφών που μπορούν να εκφραστούν ως $\tan(\theta_i) = \pm 2^{-i}$, όπου το κάθε σημείο καθορίζεται έτσι ώστε η ακολουθία $\sum\theta_k$ μερικών αθροισμάτων να τείνει στο θ. Παραδείγματα περιστροφών με μια στοιχειώδη γωνία θ_k, έτσι ώστε $\tan(\theta_k) = 2^{-k}$, παρουσιάζονται στον πίνακα 3.8.

Πίνακας 3.8: Example Elementary Angle Mappings

k	2^{-k}	θ_k	k	2^{-k}	θ_k	k	2^{-k}	θ_k
0	1.000000	45.000000°	4	0.062500	3.576334°	8	0.0039062	0.223811°
1	0.500000	26.565051°	5	0.031250	1.789911°	9	0.0019531	0.111906°
2	0.250000	14.036243°	6	0.0156250	0.895174°	10	0.0009766	0.055953°
3	0.125000	7.125016°	7	0.0078125	0.447614°	11	0.0004883	0.027976°

Έτσι, το συνημίτονο της σχέσης (3.43) απλοποιείται:

$$\prod_j \cos\theta_j = \prod_j \frac{1}{\sqrt{1+2^{-2j}}} \tag{3.44}$$

το οποίο, καθώς $j \to \infty$, γίνεται:

$$\prod_{j=0}^{\infty} 2^j \Big/ \sqrt{1+2^{2j}} = 0.607253 \tag{3.45}$$

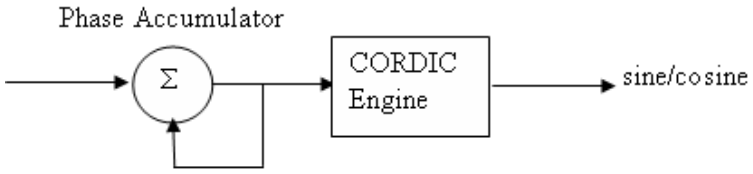
Κατά συνέπεια η εξίσωση (3.43) απλοποιείται:

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \prod_j \frac{1}{\sqrt{1+2^{-2j}}} \prod_i \begin{bmatrix} 1 & (-/+)2^{-i} \\ (+/-)2^{-i} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \tag{3.46}$$

Γενικά, η (K + 1)-οστή επανάληψη δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\begin{bmatrix} x_{k+1} \\ y_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_k & -\sin\theta_k \\ \sin\theta_k & \cos\theta_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k \\ y_k \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1+2^{-2k}}} \begin{bmatrix} 1 & (-/+)2^{-k} \\ (+/-)2^{-k} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k \\ y_k \end{bmatrix} \tag{3.47}$$

Ο αριθμός επαναλήψεων που απαιτείται για να ικανοποιηθούν τα κριτήρια σύγκλισης εξαρτάται από το αρχικό σημείο (x_0, y_0). Χρησιμοποιώντας αυτόν τον αλγόριθμο, οι γωνιακές περιστροφές μπορούν να υπολογιστούν όταν ζητηθούν. Η γεννήτρια σήματος CORDIC που παρουσιάζεται στο σχήμα 3.25, είναι μια εναλλακτική αντικατάσταση της αντίστοιχης LUT του σχήματος 3.24.



Σχήμα 3.25: Γεννήτρια σήματος CORDIC.

3.4.4 Ψηφιακοί Μίκτες

Οι ψηφιακοί μίκτες εκτελούν την ίδια λειτουργία με τους αντίστοιχους αναλογικούς. Συχνότητες αθροίσματος και διαφοράς παράγονται με τον πολλαπλασιασμό του σήματος ενός ψηφιακού NCO με το ψηφιοποιημένο σήμα που εισέρχεται στο μίκτη. Στις περισσότερες περιπτώσεις, για έναν upconverter, η είσοδος στον μίκτη αποτελείται από δύο ορθογώνιες συνιστώσες, κάτι που πρέπει να συμβαίνει και στην έξοδο, δεδομένου ότι ο μίκτης ακολουθείται από διάφορα στάδια φιλτραρίσματος για κάθε μια από αυτές τις συνιστώσες. Αντίθετα σε έναν downconverter η είσοδος του μίκτη δεν αποτελείται από ορθογώνιες συνιστώσες, αφού συνήθως τροφοδοτείται από τον ADC. Εντούτοις, η έξοδος θα είναι ορθογώνια, δεδομένου ότι ο μίκτης ακολουθείται από διάφορα στάδια φιλτραρίσματος όπου υπάρχει διάκριση μεταξύ ορθογώνιας και συμφασικής συνιστώσας. Το απαιτούμενο σήμα εξόδου θα είναι η

διαφορά του εισερχόμενου σήματος με το σήμα του NCO για το downconversion και αντίστοιχα το άθροισμα για το upconversion. Το υπόλοιπο περιεχόμενο που δεν χρειάζεται θα απομακρυνθεί από τα στάδια του ψηφιακού φιλτραρίσματος που ακολουθούν.

3.4.5 Ψηφιακά Φίλτρα

Φίλτρα ονομάζονται τα συστήματα που επιτρέπουν την διέλευση σημάτων των οποίων η συχνότητα είναι εντός της "φασματικής ζώνης" τους, ενώ σταματούν σήματα με συχνοτικά χαρακτηριστικά έξω από την φασματική ζώνη τους. Με τον όρο ψηφιακά φίλτρα εννοούμε τα συστήματα των οποίων η έξοδος είναι μία ακολουθία αριθμών προκύπτουσα από την διέλευση του σήματος εισόδου, που είναι επίσης μία ακολουθία αριθμών. Οι υπολογισμοί στο σήμα εισόδου μπορούν να οδηγήσουν σε βαθυπερατό, ζωνοπερατό, ζωνοφρακτικό ή υψιπερατό φιλτράρισμα του.

Η γενική εξίσωση που συνδέει την έξοδο την χρονική στιγμή n με τα προηγούμενα δείγματα εισόδου και εξόδου του ψηφιακού φίλτρου είναι η γνωστή εξίσωση διαφορών που έχει τη μορφή:

$$y(n) = \frac{1}{a_0}\left\{\sum_{k=0}^{q} b_k x(n-k) - \sum_{k=1}^{p} a_k y(n-k)\right\} \tag{3.48}$$

Η σχέση αυτή μπορεί να γραφεί και ως εξής :

$$y(nT) = \sum_{k=0}^{q} b_k x(nT-kT) - \sum_{k=1}^{p} a_k y(nT-kT) \tag{3.49}$$

όπου y(nT) είναι το διακριτό σήμα που προέρχεται από το σήμα συνεχούς χρόνου y(n) με δειγματοληψία και $a_0 = 1$ για λόγους απλοποίησης. Οι μορφές αυτής της εξίσωσης αποτελούν και την γενική έκφραση των ψηφιακών φίλτρων.

Η αναλυτική σχέση για την απόκριση μοναδιαίου δείγματος (ή κρουστική απόκριση) των ψηφιακών φίλτρων είναι:

$$H(e^{j\Omega}) = H(\Omega) = \frac{b_0 + b_1 e^{-j\Omega} + \ldots + b_q e^{-j\Omega q}}{1 + a_1 e^{-j\Omega} + \ldots + a_p e^{-j\Omega p}} \tag{3.50}$$

Αν a_k=0 για p και q πεπερασμένα, το φίλτρο καλείται μη αναδρομικό (non-recursive), και η έξοδος στην παρούσα χρονική στιγμή δεν εξαρτάται από την τιμή της στις προηγούμενες χρονικές στιγμές. Τα μη αναδρομικά φίλτρα είναι αιτιατά συστήματα που περιγράφονται από την απλοποιημένη μορφή της εξίσωσης διαφορών :

$$y(n) = \sum_{k=0}^{q} b_k x(n-k) \tag{3.51}$$

Σε διαφορετική περίπτωση, που είναι και η γενικότερη, το φίλτρο καλείται αναδρομικό (recursive). Στην βιβλιογραφία, τα μη αναδρομικά φίλτρα συχνά αναφέρονται ως Περιορισμένης Κρουστικής Απόκρισης (Finite Impulse Response-FIR), όταν το q είναι πεπερασμένο, ή ως συστήματα μετακινούμενου μέσου. Αν το *q* είναι άπειρο, τα συστήματα είναι Άπειρης Κρουστικής Απόκρισης (Infinite Impulse Response IIR). Όπως δείχνει και η ονομασία τους, τα φίλτρα FIR έχουν πεπερασμένες αποκρίσεις αντίθετα με τα IIR φίλτρα που έχουν μη πεπερασμένες.

Τα ψηφιακά φίλτρα FIR είναι γραμμικά συστήματα. Τα γραμμικά συστήματα ακολουθούν την αρχή της επαλληλίας. Αυτό σημαίνει ότι αν η εφαρμογή των εισόδων $x_1(n)$ και $x_2(n)$ στο σύστημα δημιουργεί εξόδους $y_1(n)$ και $y_2(n)$ αντίστοιχα, τότε η είσοδος

$$x(n) = \alpha_1 x_1(n) + \alpha_2 x_2(n) \tag{3.52}$$

όπου *το* α_1 και a_2 σταθερές, θα έχει σαν έξοδο :

$$y(n) = \alpha_1 y_1(n) + \alpha_2 y_2(n) \tag{3.53}$$

Η αρχή της επαλληλίας είναι πολύ χρήσιμη για την ανάλυση γραμμικών συστημάτων. Εάν μπορούμε να καθορίσουμε την απόκριση ενός συστήματος για μια βασική κυματομορφή (π.χ. βηματική ή κρουστική) και επιθυμούμε έπειτα να βρούμε την απόκριση για περισσότερο σύνθετες (π.χ., για ένα σήμα που μεταφέρει πληροφορίες), όταν η μορφή του σύνθετου σήματος μπορεί να εκφραστεί σε όρους γνωστών απλών κυματομορφών, η απόκριση μπορεί υπολογιστεί από επαλληλία των αποκρίσεων των απλών κυματομορφών.

Συχνά αντικείμενο μελέτης γίνεται η σχεδίαση των φίλτρων ώστε να έχουν μία δεδομένη απόκριση συχνότητας. Πιο εύκολα αντιμετωπίζεται η ανάλυση κάποιων φίλτρων για να βρεθεί η απόκριση τους σε ένα φάσμα συχνοτήτων. Στα αναδρομικά

φίλτρα, το ζητούμενο στην σχεδίαση είναι ο προσδιορισμός των συντελεστών της εξίσωσης διαφορών b_k, k=0,…q.

3.4.5.1 IIR Filters

Το σημαντικότερο πλεονέκτημα των φίλτρων IIR είναι ότι μπορούν γενικά να επιτύχουν την ίδια απόκριση με τα FIR φίλτρα χρησιμοποιώντας διατάξεις χαμηλότερης τάξης (π.χ. ένα πέμπτης τάξης FIR θα μπορούσε να ισοδυναμεί με ένα τρίτης τάξης IIR). Χαμηλότερη τάξη σημάνει λιγότεροι υπολογισμοί (πολλαπλασιασμοί και προσθέσεις) και μικρότερο υπολογιστικό φορτίο κατά την επεξεργασίας σήματος .

Όμως, είναι αδύνατο με ένα IIR να επιτευχθεί γραμμική απόκριση φάσης, και έτσι η υλοποίηση των φίλτρων δεν είναι κάτω από οποιεσδήποτε συνθήκες σταθερή. Εάν η παραμόρφωση στην απόκριση φάσης του συστήματος είναι ανεκτή και πραγματοποιείται προσεκτικός σχεδιασμός, ένα IIR μπορεί να θεωρηθεί ως λογική επιλογή, ιδιαίτερα για τις χαμηλού κόστους καταναλωτικές συσκευές, δεδομένου ότι το αποτέλεσμα μπορεί να επιτρέψει τη χρήση μικρότερου και φθηνότερου DSP. Ένα μικρότερο (στην ικανότητα επεξεργασίας) DSP συνήθως καταναλώνει λιγότερη ισχύ, γεγονός πολύ σημαντικό για τη διάρκεια των μπαταριών όταν πρόκειται για φορητές συσκευές.

Δεδομένου ότι οι πληροφορίες μεταφέρονται και από το πλάτος και από τη φάση στα ψηφιακά συστήματα κινητών επικοινωνιών, τα IIR φίλτρα γενικά δεν χρησιμοποιούνται.

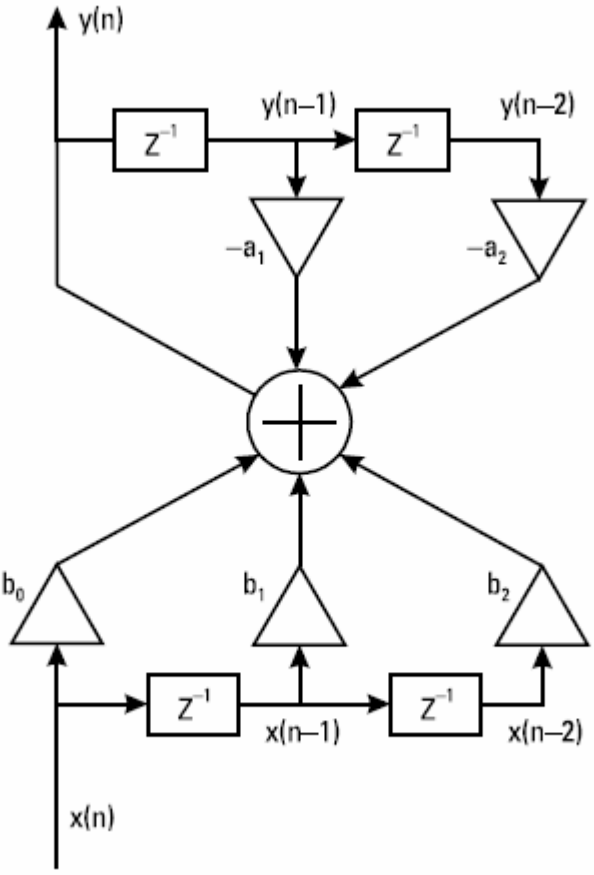
Η *συνάρτηση μεταφοράς* $H(z)$ ενός N-1 τάξης φίλτρου IIR μπορεί να γραφτεί ως λόγος ενός πολυωνύμου $B(z)$ προς ένα πολυώνυμο $A(z)$ ως εξής:

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} \ldots b_{N-1} z^{-(N-1)}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} \ldots a_{N-1} z^{-(N-1)}} \tag{3.54}$$

Ο σχεδιασμός απαιτεί 2N - 1 συντελεστές φίλτρου για τα δείγματα εισόδου $x(n)$ και δείγματα εξόδου $y(n)$ που μπορούν να γραφτούν με την ακόλουθη μορφή:

$$y(n) = -a_1 y(n-1) - a_2 y(n-2) \ldots - a_{N-1} y\left(n-(N-1)\right) + b_0 x(n) + b_1 x(n-1) + b_2 x(n-2) \ldots + b_{N-1} x\left(n-(N-1)\right) \quad (3.55)$$

Ένα παράδειγμα φίλτρου δεύτερης τάξης παρουσιάζεται στο σχήμα 3.26. Στην πράξη οι καθυστερήσεις (z^{-1}) υλοποιούνται χρησιμοποιώντας RAM για έναν γενικής χρήσης επεξεργαστή σήματος ή έναν καταχωρητή ολίσθησης εάν ο σχεδιαστής έχει επιλέξει τσιπ DUC ή DDC.



Σχήμα 3.26: Παράδειγμα IIR φίλτρου δεύτερης τάξης

3.4.5.2 FIR Filters

Το σημαντικότερο πλεονέκτημα των FIR φίλτρων είναι ότι είναι έχουν τη δυνατότητα να επιτύχουν μια ακριβή γραμμική απόκριση φάσης με σταθερότητα κάτω από οποιεσδήποτε συνθήκες. Για αυτόν το λόγο είναι η δημοφιλέστερη επιλογή φίλτρου στις ψηφιακές επικοινωνίες.

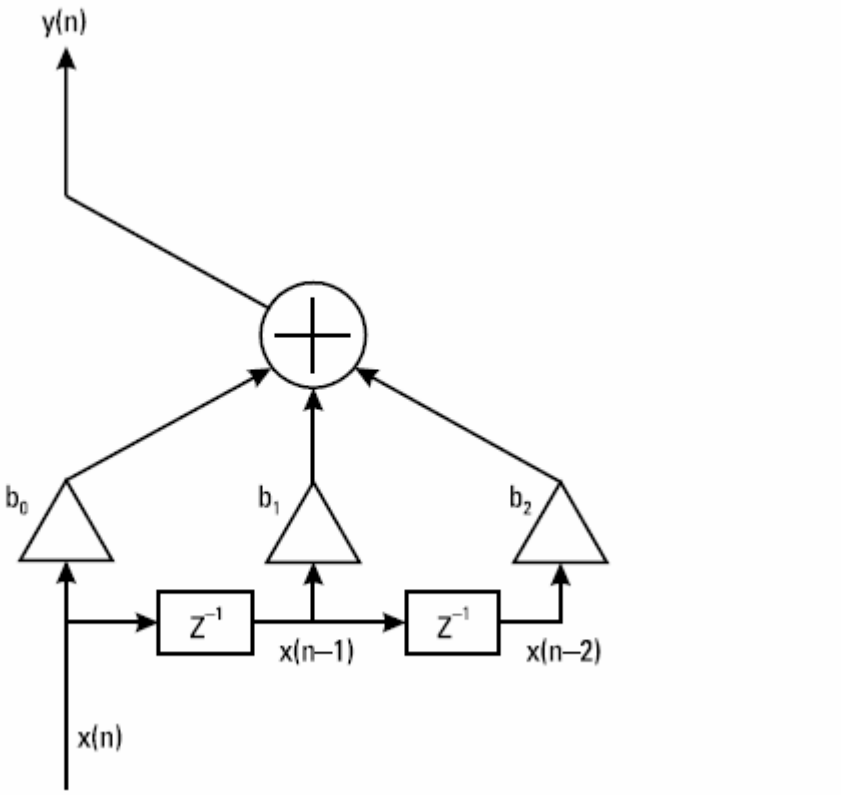
Για ένα φίλτρο FIR το πολυώνυμο του παρονομαστή $A(z)$ είναι ίσο με 1 και η συνάρτηση μεταφοράς είναι:

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} \ldots b_{N-1} z^{-(N-1)}}{1} \tag{3.56}$$

ενώ τα δείγματα εισόδου $x(n)$ και τα δείγματα εξόδου $y(n)$ έχουν τη μορφή:

$$y(n) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1) + b_2 x(n-2) \ldots b_{N-1} x\left(n-(N-1)\right) \tag{3.57}$$

Το σχήμα 3.27 αναπαριστά την μορφή ενός FIR φίλτρου δεύτερης τάξης (second-order). Η προαναφερθείσα ευστάθεια είναι προφανής από την έλλειψη οποιασδήποτε ανατροφοδότησης, σε σύγκριση με το IIR του σχήματος 3.26.



Σχήμα 3.27: Μορφή ενός FIR φίλτρου δεύτερης τάξης

3.4.5.3 Halfband Filters

Τα φίλτρα Halfband αποτελούν ειδική περίπτωση των FIR φίλτρων που βρίσκουν εφαρμογή σε περιπτώσεις που απαιτείται multirate επεξεργασία. Χαρακτηρίζονται από έναν περιττό αριθμό συντελεστών (*N*), όπου κάθε συντελεστής είναι μηδέν εκτός από τον $b_{(N-1)/2}$. Η ζώνη διέλευσης επεκτείνεται από το μηδέν ως το ένα τέταρτο της Nyquist συχνότητας (δηλαδή το μισό από το διαθέσιμο εύρος ζώνης χρησιμοποιήται και το άλλο μισό όχι, όνομα "halfband").

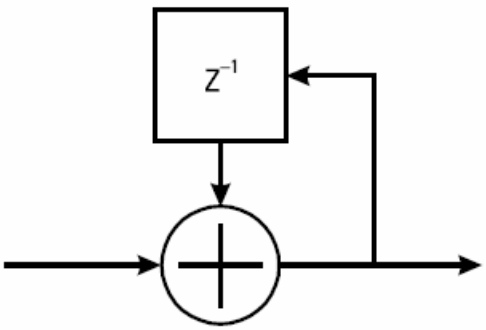
Τα φίλτρα Halfband είναι δημοφιλή στους ψηφιακούς μετατροπείς συχνότητας επειδή απαιτούν μόνο τους μισούς από τους συντελεστές ενός τυποποιημένου φίλτρου FIR και επειδή αγνοούν κάθε δεύτερο δείγμα μειώνοντας στο μισό το ρυθμό δεδομένων εξόδου.

3.4.5.4 Cascaded Integrator Comb filters

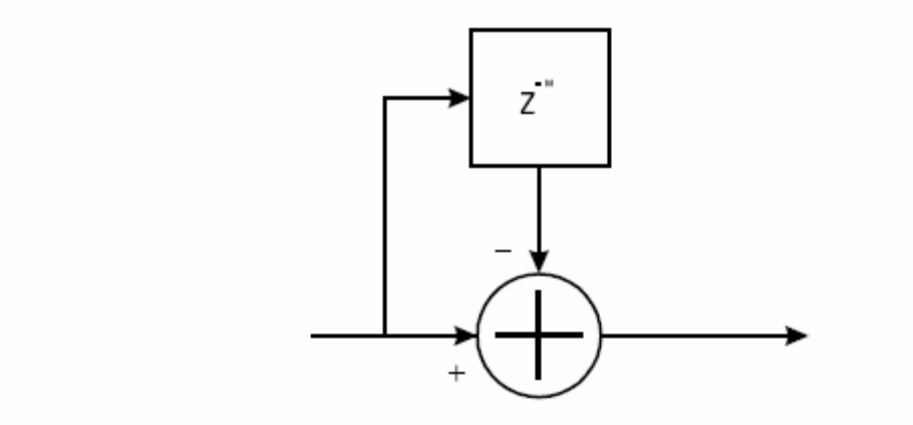
Η ουσιαστική λειτουργία ενός φίλτρου decimation ή interpolation είναι να μειώσει ή να αυξήσει το ρυθμό δειγματοληψίας προκειμένου να κρατηθεί το ζωνοπερατό aliasing/imaging μέσα σε καθορισμένα όρια. Αυτήν την βασική προϋπόθεση ικανοποιεί μια κατηγορία FIR φίλτρων γραμμικής φάσης για decimation και interpolation, τα οποία δεν χρησιμοποιούν κανέναν πολλαπλασιαστή και έχουν περιορισμένες απαιτήσεις σε χώρο αποθήκευσης, οδηγώντας με αυτόν τον τρόπο σε πιο οικονομικές υλοποιήσεις hardware. Ονομάζονται Cascaded Integrator Comb (CIC) επειδή η δομή τους αποτελείται από ένα τμήμα ολοκληρωτή που λειτουργεί σε υψηλό ρυθμό δειγματοληψίας και ένα τμήμα comb (στα ελληνικά ονομάζεται χτένα λόγω μορφής) που λειτουργεί σε χαμηλό.

Χρησιμοποιώντας CIC φίλτρα, το aliasing ή imaging μπορεί να περιοριστεί μέσα σε προκαθορισμένα όρια με την αύξηση του αριθμού των τμημάτων του φίλτρου ενώ παράλληλα μπορούν να ξεπεραστούν περιορισμοί που σχετίζονται με το πλάτος του σήματος μέσα στη ζώνη διέλευσης, καθώς και τα φασματικά χαρακτηριστικά εκτός αυτής. Βοηθούν τη μετάβαση μεταξύ υψηλών και χαμηλών ρυθμών δειγματοληψίας, επιτρέποντας τη χρησιμοποίηση συμβατικών φίλτρων στους χαμηλούς ρυθμούς δειγματοληψίας. Με αυτόν τον τρόπο, τα CIC φίλτρα χρησιμοποιούνται στους υψηλούς ρυθμούς δειγματοληψίας, και τα συμβατικά φίλτρα χρησιμοποιούνται στους χαμηλούς όπου ο αριθμός πολλαπλασιασμών ανά δευτερόλεπτο είναι μικρός με αποτέλεσμα να καταλήγουμε σε οικονομικότερες υλοποιήσεις.

Οι βασικές δομικές μονάδες ολοκληρωτών και comb εμφανίζονται στα σχήματα 3.28 και 3.29, αντίστοιχα.



Σχήμα 3.28: Βασική δομική μονάδα ολοκληρωτή



Σχήμα 3.29: Βασική δομική μονάδα comb

Ακολουθεί μια περιγραφή των CIC φίλτρων από την άποψη των δομικών και λειτουργικών μονάδων τους ενώ επιπλέον δίνονται χαρακτηριστικά της απόκρισης συχνότητας τους, στοιχεία χρήσιμα για ένα ευρύ φάσμα προβλημάτων σχεδιασμού. Επίσης δίνονται πίνακες για τον καθορισμό των παραμέτρων των φίλτρων συναρτήσει του επιθυμητού εύρους ζώνης και του aliasing.

3.4.5.4.1 Περιγραφή των CIC φίλτρων

Το σχήμα 3.30 παρουσιάζει τη βασική δομή του CIC decimation φίλτρου. Μια ανάλογη δομή για το CIC interpolation φίλτρο παρουσιάζεται στο σχήμα 3.31.

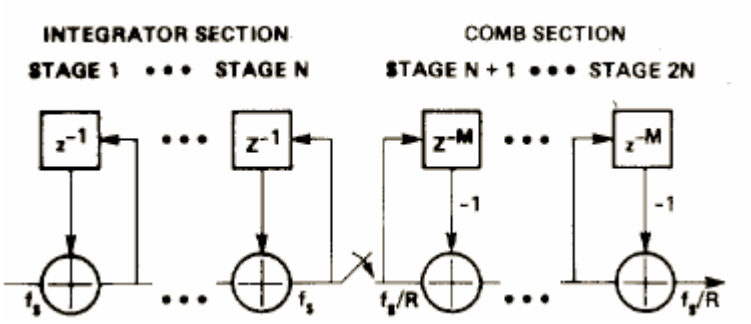
Το τμήμα ολοκληρωτών των CIC φίλτρων αποτελείται από N ιδανικά ψηφιακά στάδια ολοκληρωτών που λειτουργούν στον υψηλό ρυθμό δειγματοληψίας, fs. Κάθε στάδιο υλοποιείται ως φίλτρο ενός πόλου με μια μονάδα ανατροφοδότησης. Η συνάρτηση μεταφοράς για έναν μονό ολοκληρωτή είναι:

$$H_I(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}}. \tag{3.58}$$

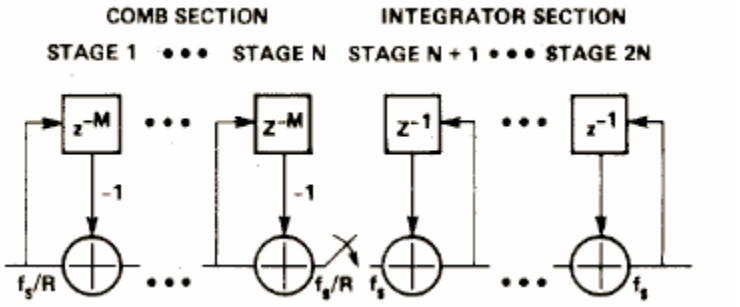
Το comb τμήμα λειτουργεί στο χαμηλό ρυθμό δειγματοληψίας fs/R όπου το R είναι ο ακέραιος παράγοντας αλλαγής ρυθμού. Αυτό το τμήμα αποτελείται από N στάδια comb με μια διαφορική καθυστέρηση M δειγμάτων ανά στάδιο. Η διαφορική καθυστέρηση είναι μια παράμετρος σχεδιασμού που χρησιμοποιείται για να ελέγξει την

απόκριση συχνότητας του φίλτρου. Στην πράξη, η διαφορική καθυστέρηση διατηρείται συνήθως στο M = 1 ή 2. Η συνάρτηση μεταφοράς για ένα μόνο στάδιο comb με αναφορά στον υψηλό ρυθμό δειγματοληψίας είναι:

$$H_C(z) = 1 - z^{-RM}. \tag{3.59}$$



Σχήμα 3.30: Βασική δομή του CIC decimation φίλτρου



Σχήμα 3.31: Βασική δομή για το CIC interpolation φίλτρο

Υπάρχει ένας διακόπτης αλλαγής ρυθμού μεταξύ των δύο τμημάτων του φίλτρου. Για το decimation, ο διακόπτης ξαναδειγματοληπτεί την έξοδο του τελευταίου σταδίου ολοκληρωτών, μειώνοντας το ρυθμό δειγματοληψίας από *fs*, σε *fs/R*. Για την παρεμβολή (interpolation), ο διακόπτης προκαλεί μια αύξηση ρυθμού κατά έναν παράγοντα *R* με την παρεμβολή *R - 1* δειγμάτων μηδενικών τιμών μεταξύ διαδοχικών δειγμάτων της εξόδου του τμήματος comb. Από τις (3.58) και (3.59) προκύπτει ότι η συνάρτηση μεταφοράς για το σύνθετο CIC φίλτρο με αναφορά τον υψηλό ρυθμό δειγματοληψίας, fs, είναι:

$$H(z) = H_I^N(z)H_C^N(z) = \frac{(1 - z^{-RM})^N}{(1 - z^{-1})^N} = \left[\sum_{k=0}^{RM-1} z^{-k}\right]^N. \quad (3.60)$$

Είναι σαφές από την τελευταία μορφή της συνάρτησης μεταφοράς ότι το CIC φίλτρο είναι λειτουργικά ισοδύναμο με μια σειρά από N όμοια στάδια FIR φίλτρων. Μια συνηθισμένη υλοποίηση αποτελείται από μια σειρά N σταδίων απαιτώντας στο καθένα την ύπαρξη *RM* καταχωρητών αποθήκευσης και έναν συσσωρευτή.

Πρέπει να τονιστεί ότι κάθε ολοκληρωτής έχει μια μονάδα ανατροφοδότησης. Για CIC decimators αυτό οδηγεί στην υπερχείλιση των καταχωρητών σε όλα τα στάδια ολοκληρωτών όμως δεν έχει κανέναν αντίκτυπο όταν ικανοποιούνται οι ακόλουθες δύο προϋποθέσεις:

1) Το φίλτρο υλοποιείται με αριθμητική συμπληρώματος δύο ή άλλο αριθμητικό σύστημα το οποίο να επιτρέπει "wrap-around " μεταξύ του θετικότερου και του αρνητικότερου αριθμού.

2) Η τάξη του συστήματος αρίθμησης είναι μεγαλύτερη ή ίση της τάξης της μέγιστης ποσότητας που αναμένεται στην έξοδο του σύνθετου φίλτρου.

Για CIC interpolators, τα δεδομένα προετοιμάζονται από το τμήμα comb έτσι ώστε να μην εμφανιστεί υπερχείλιση στα στάδια ολοκληρωτών.

Ανακεφαλαιώνοντας, η χρήση CIC φίλτρων οδηγεί σε οικονομικότερες υλοποιήσεις διότι:

1) δεν απαιτούν κανέναν πολλαπλασιαστή

2) δεν απαιτείται αποθήκευση των συντελεστών των φίλτρων

3) η ενδιάμεση αποθήκευση μειώνεται με την ολοκλήρωση στον υψηλό ρυθμό δειγματοληψίας και το comb φιλτράρισμα στον χαμηλό ρυθμό δειγματοληψίας, σε σύγκριση με την ισοδύναμη υλοποίηση κάνοντας χρήση σειρών όμοιων FIR φίλτρων

4) απαιτείται λίγος εξωτερικός έλεγχος ενώ δεν απαιτείται περίπλοκος τοπικός συγχρονισμός

5) το ίδιο σχέδιο φίλτρων μπορεί εύκολα να χρησιμοποιηθεί σε μια ευρεία σειρά παραγόντων αλλαγής ρυθμού, *R,* με την προσθήκη ενός scaling circuit και ελάχιστες αλλαγές στο συγχρονισμό των φίλτρων.

Μερικά προβλήματα που εμφανίζονται με τα CIC φίλτρα είναι τα ακόλουθα:

1) Τα μεγέθη των καταχωρητών μπορούν να γίνουν μεγάλα για μεγάλους παράγοντες αλλαγής ρυθμού *R*.

2) Η απόκριση συχνότητας καθορίζεται πλήρως από μόνο τρεις παραμέτρους ακέραιων αριθμών (R, M και N), δηλαδή έναν περιορισμένο αριθμό χαρακτηριστικών των φίλτρων.

Τα CIC φίλτρα βρίσκουν κυρίως εφαρμογή σε περιπτώσεις που οι υψηλοί ρυθμοί δειγματοληψίας κάνουν τους πολλαπλασιαστές μια αντιοικονομική επιλογή και σε περιπτώσεις όπου οι μεγάλοι παράγοντες αλλαγής ρυθμού θα απαιτούσαν μεγάλο όγκο αποθήκευσης συντελεστών ή παραγωγής γρήγορης κρουστικής απόκρισης (fast impulse response).

3.4.5.4.1 Φασματικά χαρακτηριστικά των CIC φίλτρων

Τα CIC φίλτρα έχουν βαθυπερατή φασματική συμπεριφορά. Η απόκριση συχνότητας δίνεται από την (3.60) με αντικατάσταση:

$$z = e^{j(2\pi f/R)} \tag{3.61}$$

όπου *f* είναι η συχνότητα που αναφέρεται στο χαμηλό ρυθμό δειγματοληψίας *fs/R*. Κατά τη διαδικασία σχεδιασμού, *τα R, M,* και *N* επιλέγονται έτσι ώστε να παρέχουν τα αποδεκτά χαρακτηριστικά συχνότητας από μηδέν ως μια προκαθορισμένη συχνότητα αποκοπής *fc,* εκφρασμένη σε σχέση με το χαμηλό ρυθμό δειγματοληψίας. Η απόκριση ισχύος είναι:

$$P(f) = \left[\frac{\sin \pi Mf}{\sin \frac{\pi f}{R}}\right]^{2N}. \tag{3.62}$$

Για τους μεγάλους παράγοντες αλλαγής ρυθμού *R,* η απόκριση ισχύος μπορεί να προσεγγιστεί για ένα περιορισμένο φάσμα συχνότητας με τη σχέση:

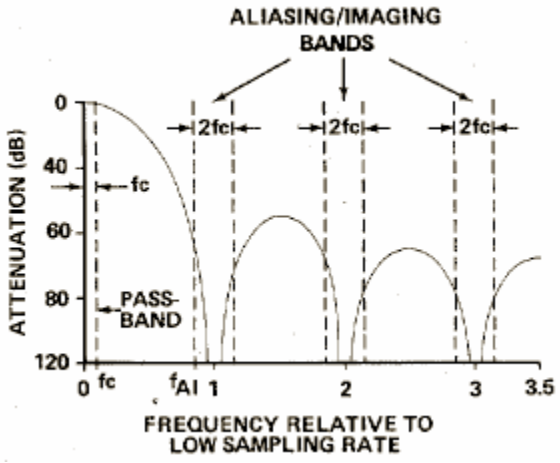
$$\hat{P}(f) = \left[RM \frac{\sin \pi Mf}{\pi Mf}\right]^{2N} \qquad \text{for } 0 \leqslant f < \frac{1}{M}. \tag{3.63}$$

Αυτή η προσέγγιση μπορεί να χρησιμοποιηθεί για πολλά πρακτικά προβλήματα σχεδιασμού. Ενδεικτικά, το σφάλμα μεταξύ *του P* και *του* $\hat{P}$ είναι λιγότερο από 1 dB για *RM*>10, 1<=*N*<= 7 και 0 <= *f* < =*255/ (256M).*

Για την απόκριση ισχύος των (3.62) και (3.63), υπάρχει μηδενισμός στα πολλαπλάσια *f* = l/M. Κατά συνέπεια, η διαφορική καθυστέρηση *M* μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως παράμετρος σχεδιασμού για να καθοριστεί η θέση των μηδενισμών. Για CIC decimation φίλτρα, η περιοχή γύρω από κάθε M-οστό μηδενισμό που βρίσκεται μέσα στη ζώνη διέλευσης προκαλεί σφάλματα λόγω aliasing. Για CIC φίλτρα παρεμβολής (interpolation filters), το imaging βρίσκεται στις περιοχές γύρω από του ίδιους μηδενισμούς. Συγκεκριμένα, αυτές οι aliasing/imaging ζώνες είναι για:

$$(i - f_c) \leqslant f \leqslant (i + f_c) \tag{3.64}$$

για *f* < 3 και *i = 1.2, ...,* ⌊*R/2*⌋ όπου ⌊X⌋ είναι ο μεγαλύτερος ακέραιος αριθμός, όχι μεγαλύτερος από το X.



Σχήμα 3.32: Παράδειγμα απόκρισης ισχύος για ένα CIC φίλτρο *N* = 4 σταδίων με διαφορική καθυστέρηση *M* = 1 και παράγοντα αλλαγής ρυθμού *R* = 7. Η passband αποκοπή είναι fc=1/8.

PASSBAND ATTENUATION FOR LARGE RATE CHANGE FACTORS

Relative Bandwidth-Differential Delay Product (Mf_c)	Passband Attenuation at f_c (dB) As a Function of Number of Stages (N)					
	1	2	3	4	5	6
1/128	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.01
1/64	0.00	0.01	0.01	0.01	0.02	0.02
1/32	0.01	0.03	0.04	0.06	0.07	0.08
1/16	0.06	0.11	0.17	0.22	0.28	0.34
1/8	0.22	0.45	0.67	0.90	1.12	1.35
1/4	0.91	1.82	2.74	3.65	4.56	5.47

Πίνακας 3.9

ALIASING/IMAGING ATTENUATION FOR LARGE RATE CHANGE FACTORS

Differential Delay (M)	Relative Bandwidth (f_c)	Aliasing/Imaging Attenuation at f_{IA} (dB) As a Function of Number of Stages (N)					
		1	2	3	4	5	6
1	1/128	42.1	84.2	126.2	168.3	210.4	252.5
1	1/64	36.0	72.0	108.0	144.0	180.0	215.9
1	1/32	29.8	59.7	89.5	119.4	149.2	179.0
1	1/16	23.6	47.2	70.7	94.3	117.9	141.5
1	1/8	17.1	34.3	51.4	68.5	85.6	102.8
1	1/4	10.5	20.9	31.4	41.8	52.3	62.7
2	1/256	48.1	96.3	144.4	192.5	240.7	288.8
2	1/128	42.1	84.2	126.2	168.3	210.4	252.5
2	1/64	36.0	72.0	108.0	144.0	180.0	216.0
2	1/32	29.9	59.8	89.6	119.5	149.4	179.3
2	1/16	23.7	47.5	71.2	95.0	118.7	142.5
2	1/8	17.8	35.6	53.4	71.3	89.1	106.9

Πίνακας 3.10

Στο σχήμα 3.32 δίνεται ένα παράδειγμα απόκρισης ισχύος για ένα CIC φίλτρο N = 4 σταδίων με διαφορική καθυστέρηση M = 1 και παράγοντας αλλαγής ρυθμού R = 7. Η συχνότητα αποκοπής 3dB είναι fc=1/8 με τις aliasing/imaging ζώνες να έχουν κέντρο γύρω από τους μηδενισμούς στις συχνότητες 1, 2, και 3 σχετικά με το χαμηλό ρυθμό δειγματοληψίας.

Για τα πρακτικά προβλήματα σχεδιασμού, τα aliasing/imaging μπορούν να χαρακτηριστούν από το μέγιστο σφάλμα σε όλες τις aliasing/ imaging ζώνες. Για μια μεγάλη κατηγορία προβλημάτων σχεδιασμού φίλτρων όπου $fc \leq 1/2M$, αυτό το μέγιστο εμφανίζεται στη χαμηλότερη άκρη της πρώτης aliasing/imaging ζώνης για:

$$f_{AI} = 1 - f_c. \tag{3.65}$$

Οι πίνακες 3.7 και 3.8 παρουσιάζουν τη σχέση μεταξύ διαφόρων τιμών του εύρους ζώνης, της passband εξασθένισης, της διαφορικής καθυστέρησης και του σφάλματος λόγω aliasing/imaging. Υποτίθεται ότι ο παράγοντας αλλαγής ρυθμού είναι μεγάλος, έτσι ώστε η προσέγγιση απόκρισης ισχύος (3.63) να μπορεί να χρησιμοποιηθεί. Σε αυτούς τους πίνακες οι εξασθενίσεις υπολογίζονται σε σχέση με τη μέγιστη απόκριση για f = 0.

3.5 Βασική Ζώνη (Base Band)

Το τμήμα της βασικής ζώνης, είναι αυτό που διαμορφώνει το σήμα, στο πρώτο επίπεδο του πομπού και αντιστρόφως αποδιαμορφώνει το σήμα, στο τελικό επίπεδο του δέκτη. Αυτές οι λειτουργίες υλοποιούνται στο λογισμικό των διαποδιαμορφωτών.

3.5.1 Πολυπλοκότητα διαμορφωτών/αποδιαμορφωτών

Στην επεξεργασία των διαποδιαμορφωτών της βασικής ζώνης συμπεριλαμβάνονται η προ-παραμόρφωση (predistortion) ώστε να εξαλειφθεί η επίδραση των μη γραμμικών καναλιών και η trellis κωδικοποίηση. Η εκτίμηση κάποιας παραμέτρου με Soft-decision (βλέπε παρακάτω) μπορεί επίσης να γίνεται στο τμήμα επεξεργασίας βασικής ζώνης. Η πολυπλοκότητα αυτού του τμήματος εξαρτάται από το εύρος ζώνης στη βασική ζώνη Wb, την πολυπλοκότητα της κυματομορφής του καναλιού και την σχετική επεξεργασία (π.χ. υποστήριξη soft απόφασης). Για τις κυματομορφές που είναι ψηφιακά κωδικοποιημένες στη βασική ζώνη όπως η δυαδική διαμόρφωση ολίσθησης φάσης binary phase shift keying (BPSK), η διαμόρφωση ολίσθησης 4-φάσεων (ορθογώνιας) φάσης quadrature phase shift keying (QPSK), η γκαουσσιανή ελάχιστη διαμόρφωση μετατόπισης Gaussian minimal shift keying (GMSK) και η 8-φάσεων PSK με ρυθμούς συμβόλων καναλιού (baud) Rb, ισχύει:

$Rb/3<Wb<2*Rb$

Ουσιαστικά για 8- PSK : $Wb = Rb/3$, ενώ για BPSK : $Wb \geq Rb$.

Καλύτερη υπερδειγματοληψία μειώνει τη εκπεμπόμενη ισχύ των φασματικών συνιστωσών, αλλά και αυξάνει γραμμικά τις απαιτήσεις σε επεξεργασία. Οι αναλογικές βασικές ζώνες όπως η φωνή FM (π.χ. σε AMPS) μπορούν επίσης να διαμορφωθούν και να αποδιαμορφωθούν στο τμήμα βασικής ζώνης, με απαίτηση επεξεργασίας λιγότερο από 1 MIPS ανά χρήστη.

3.5.2 Τεχνικές διαμόρφωσης/αποδιαμόρφωσης

Η διαμόρφωση έχει σημαντική επίδραση στην ποιότητα της μεταφοράς πληροφοριών, που μπορεί να μετρηθεί σε BER, καθώς και στην πολυπλοκότητα του δέκτη. Η πολυπλοκότητα δεκτών έχει ιδιαίτερη σημασία στην πολυπλοκότητα, γενικά ολόκληρου του SDR συστήματος. Ένας δέκτης είναι τυπικά τέσσερις φορές πιό σύνθετος από έναν πομπό από την άποψη των MIPS που απαιτούνται για να υλοποιήσουν τις λειτουργίες επεξεργασίας της βασικής ζώνης και της IF βαθμίδας σε λογισμικό. Οι διαποδιαμορφωτές για το μεγαλύτερο μέρος της επεξεργασίας απαιτούν εισροή δεδομένων με σταθερό ρυθμό, μετά την IF επεξεργασία. Οι αλγόριθμοι των διαποδιαμορφωτών περιλαμβάνουν το AGC, το είδος της διαμόρφωσης, την κωδικοποίηση και το spread spectrum.

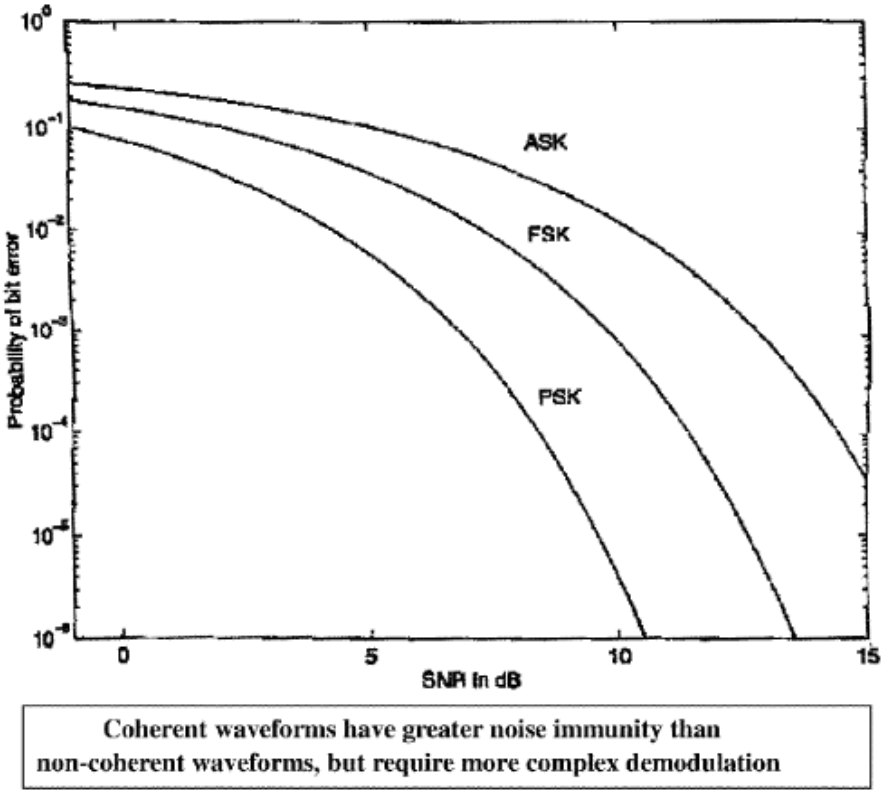
3.5.2.1 Το AGC

Ο αλγόριθμος AGC μπορεί να καταναλώσει ουσιαστικούς υπολογιστικούς πόρους επειδή επεξεργάζεται κάθε δείγμα σε ισόχρονες ακολουθίες από bits ή «ρεύματα» (stream) όπως συνήθως λέγονται. Το AGC μπορεί να εφαρμοστεί σε ευρείας ζώνης τέτοια «ρεύματα» (π.χ. που υλοποιούνται σε ένα ASIC). Μπορεί να εφαρμοστεί σε «ρεύματα» δειγμάτων ενός καναλιού ευρείας ζώνης από ένα DSP ή μπορεί να εφαρμοστεί στο κανάλι φωνής.

3.5.2.2 Συνοχή της κυματομορφής του καναλιού

Όπως φαίνεται στο σχ. 3.33, η πιθανότητα του bit error είναι μια συνάρτηση και της διαμόρφωσης του σήματος. Η Amplitude shift keying διαμόρφωση (ASK) παρέχει τη χαμηλότερη ποιότητα λαμβανόμενου σήματος για δεδομένο λαμβανόμενο σηματοθορυβικό λόγο SNR. Για αυτή την διαμόρφωση ο δέκτης δεν προσπαθεί να κλειδώσει στη συχνότητα του φέροντος με οποιοδήποτε τρόπο και το μόνο που ουσιαστικά πραγματοποιείται είναι ένα στενής ζώνης φιλτράρισμα σε κανάλι λευκού

θορύβου. Αφ' ετέρου, ο δέκτης είναι υπερβολικά απλός, αποτελούμενος από ένα στενής ζώνης φίλτρο και ένα κύκλωμα κατωφλίου.



Σχήμα 3.33: Το Bit Error Rate συναρτήσει SNR.

Η κωδικοποίηση FSK συνίσταται στην αντιστοίχιση των ψηφίων 0 και 1 με δύο συχνότητες ω_0 και ω_1, σύμφωνα με τη σχέση

$$c_{FSK} = \begin{cases} A\cos(\omega_0 t + \psi_0) & \text{αποστολή ψηφίου 0} \quad (3.66) \\ A\cos(\omega_1 t + \psi_1) & \text{αποστολή ψηφίου 1} \quad (3.67) \end{cases}$$

Όπου ψ_0 και ψ_1 είναι οι τυχαίες φάσεις των ταλαντωτών που παράγουν τις δύο συχνότητες του FSK σχήματος. Δύο εναλλακτικές γραφές του FSK σήματος, στις οποίες εμφανίζεται το σήμα βασικής ζώνης m(t), είναι οι ακόλουθες

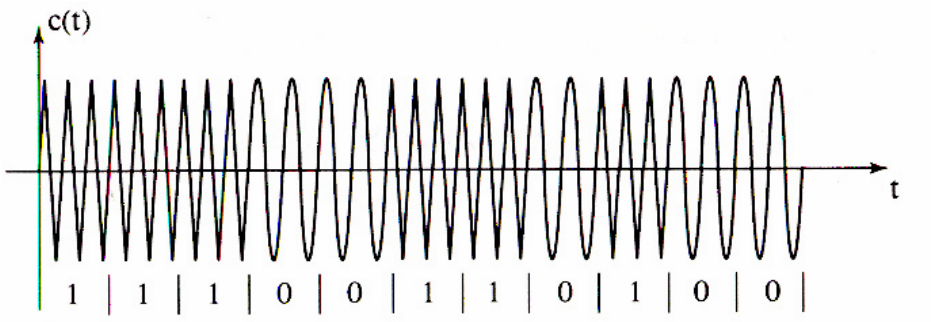
$$c_{FSK}(t) = \frac{A}{2}[1+m(t)]\cos(\omega_1 t + \psi_1) + \frac{A}{2}[1-m(t)]\cos(\omega_0 t + \psi_0) \quad (3.68)$$

και

$$c_{FSK}(t) = A\cos(\omega_c t + \psi + \Delta\omega \int_{-\infty}^{t} m(x)dx) \quad (3.69)$$

Οι σχέσεις (3.68) και (3.69) έχουν γραφεί με βάση την παραδοχή ότι το σήμα βασικής ζώνης m(t) λαμβάνει τις τιμές +1 ή -1, όταν το ψηφίο που αποστέλλεται είναι 1 ή 0, αντίστοιχα. Η σχέση (3.68) είναι χρήσιμη για τον προσδιορισμό του φάσματος του FSK σήματος, αφού μέσω αυτής προσδιορίζεται κατά άμεσο τρόπο η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης του $c_{FSK}(t)$· Υποθέτοντας ότι οι φάσεις ψ_0 και ψ_1 είναι ανεξάρτητες τυχαίες μεταβλητές ομοιόμορφα κατανεμημένες στο $(0,2\pi)$ και ότι χρησιμοποιούνται φίλτρα μορφοποίησης παλμών (Pulse Shape Filters), το φάσμα των FSK σημάτων προκύπτει

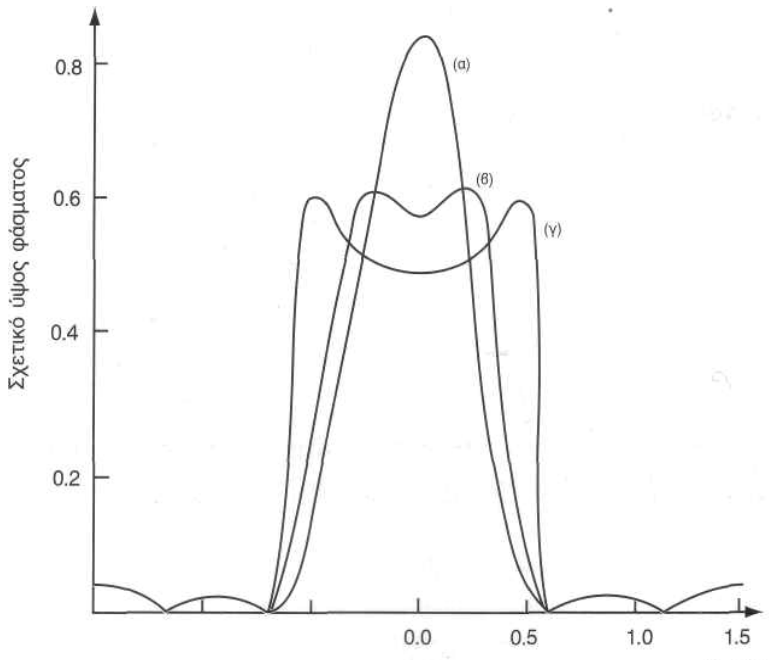
$$S_{FSK}(t) = \frac{\pi A^2}{8}[\delta(\omega-\omega_1) + \delta(\omega-\omega_0) + \delta(\omega+\omega_1) + \delta(\omega+\omega_0)] + \frac{\pi A^2 T_b}{16}\{Sa^2[(\omega-\omega_1) T_b/2] + Sa^2[(\omega-\omega_0) T_b/2] + Sa^2[(\omega+\omega_1) T_b/2] + Sa^2[(\omega+\omega_0) T_b/2]\} \quad (3.70)$$



Σχήμα 3.34: Μορφή του σήματος FSK.

Στο σχ. 3.34 φαίνεται η μορφή ενός FSK σήματος, ενώ στο σχ. 3.35 έχει σχεδιασθεί το φάσμα FSK σημάτων για διάφορες τιμές διαχωρισμού των δύο συχνοτήτων $\Delta f = f_1 - f_0$, όπου $f_i = \omega_i/2\pi$, $i = 0,1$.

Η κωδικοποίηση FSK υλοποιείται εύκολα, είτε με την υλοποίηση σε λογισμικό ενός «διακόπτη», ο οποίος συνδέει επί διάστημα T_b τον κατάλληλο από δύο NCO που ταλαντώνονται στις συχνότητες ω_1 και ω_0 (Hard-decision), είτε με ταυτόχρονη λειτουργία των δύο ταλαντωτών και υπέρθεση των εξόδων τους σύμφωνα με την (3.68) (Soft-decision).



Σχήμα 3.35: Φάσμα FSK σημάτων. (α) $\Delta fT_b = 0.5$ (ο) $\Delta fT_b = 0.6$ (γ) $\Delta fT_b = 0.7$.

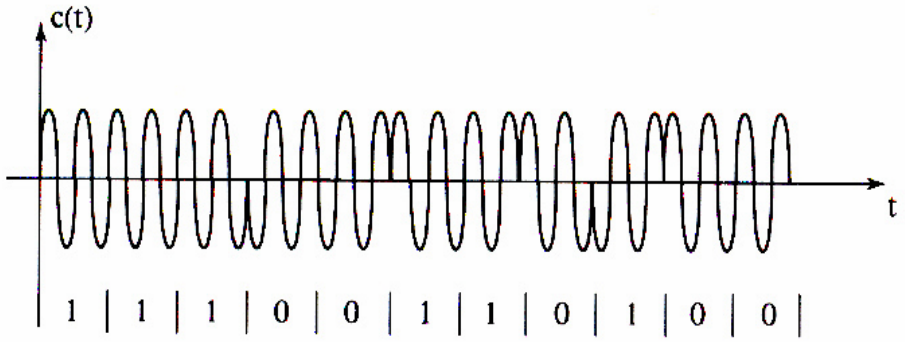
Κατά τη διαμόρφωση PSK η φάση του φέροντος εναλλάσσεται μεταξύ δύο τιμών που απέχουν κατά 180° σε αντιστοιχία με το είδος του ψηφίου που μεταδίδεται. Το σήμα PSK μπορεί να γραφεί κατά τους ακόλουθους τρόπους

$$c_{PSK} = \text{Am(t)cos}(\omega_c t + \psi) \tag{3.71}$$

Και

$$c_{PSK} = \text{Acos}(\omega_c t + \frac{\pi}{2}\,[1 - \text{m(t)}] + \psi) \tag{3.72}$$

όπου ψ η τυχαία φάση του τοπικού ταλαντωτή του πομπού και m(t) = ±1.



Σχήμα 3.36: Μορφή του σήματος PSK.

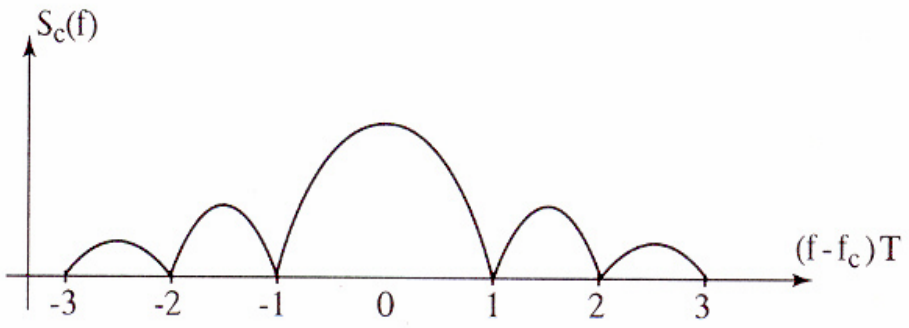
Το φάσμα των PSK σημάτων προσδιορίζεται κατά άμεσο τρόπο από την (3.71) και είναι

$$S_{PSK}(\omega) = \frac{A^2}{4}[\, S_m(\omega+\omega_c) + S_m(\omega-\omega_c)] \qquad (3.73)$$

Συνήθως, ως εύρος ζώνης των PSK σημάτων θεωρείται η φασματική απόσταση μεταξύ των πρώτων μηδενισμών του φάσματος εκατέρωθεν της φέρουσας συχνότητας ω_c. Αυτό είναι

$$B_{RF,\,PSK} = 2/T_b \qquad (3.74)$$

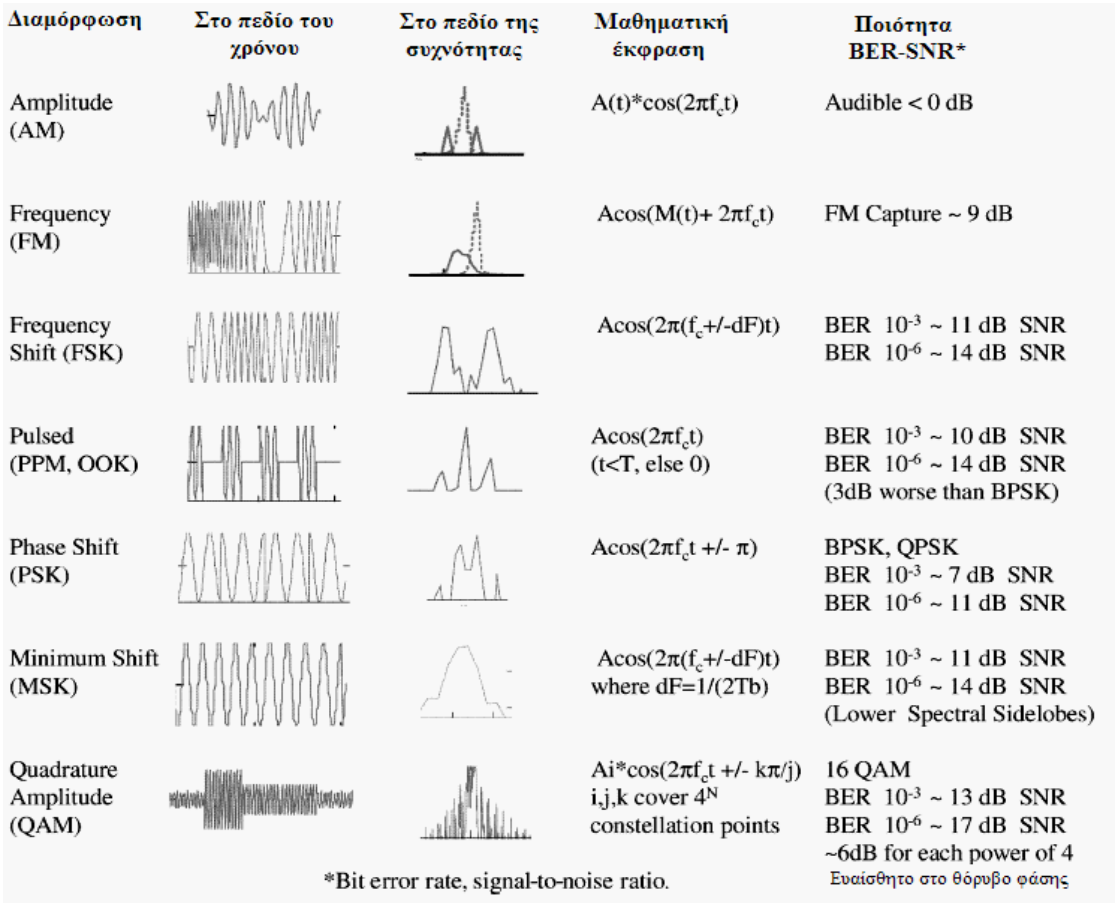
Στην πράξη, οι τιμές της παραμέτρου $B_{RF,\,PSK}\, T_b$ λαμβάνονται στο διάστημα 0.6 έως 1.0. Στο σχ. 3.36 φαίνεται η μορφή ενός PSK σήματος, ενώ στο σχ. 3.37 έχει σχεδιασθεί το φάσμα αυτού.



Σχήμα 3.37: Φάσμα των PSK σημάτων.

3.5.2.3 BER, SNR και πολυπλοκότητα αλγορίθμου

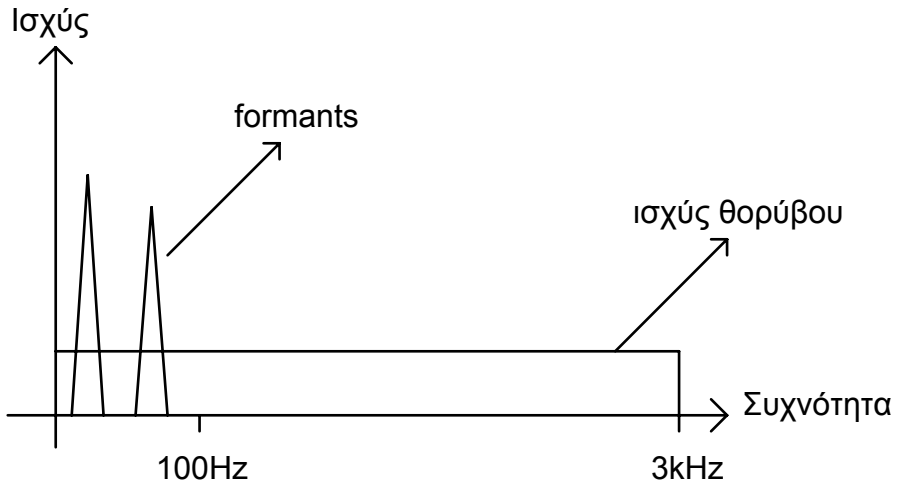
Επτά τεχνικές διαμόρφωσης που είναι γνωστές στην τρέχουσα τεχνολογία των τηλεπικοινωνιών παριστάνονται στο σχ. 3.38. Αυτοί είναι η διαμόρφωση πλάτους, amplitude modulation (AM), η διαμόρφωση συχνότητας, frequency modulation (FM), η FSK, η διαμόρφωση παλμών, η διαμόρφωση ολίσθησης φάσης συμπεριλαμβανομένου της PSK, η διαμόρφωση ελάχιστης ολίσθησης, minimum shift keying (MSK) και η διαμόρφωση τετραγωνικού πλάτους, quadrature amplitude modulation (QAM).



Σχήμα 3.38: Παράμετροι ποιότητας για διάφορα είδη διαμόρφωσης.

Η AM μεταδίδει την πληροφορία σε ένα σήμα με τη ρύθμιση του πλάτους RF αναλογικά με την πληροφορία που μεταδίδεται. Η διαμορφωμένη φωνή AM είναι ευδιάκριτη ακόμη και σε αρνητικό SNR λόγω της τονικής δομής της φωνής. Η φωνή έχει ένα ονομαστικό εύρος ζώνης πληροφορίας περίπου 3 kHz. Δηλαδή αν και το λεκτικό φάσμα επεκτείνεται σε περίπου 20 kHz, οι λέξεις μπορούν να γίνουν κατανοητές με

υψηλή πιθανότητα (>0,99) εάν η ομιλία φιλτράρεται σε 3 kHz. Επιπλέον, η ομιλία περιλαμβάνει διάφορες χρονικο-φασματικές δομές, μερικές από τις οποίες μοιάζουν με θόρυβο και άλλες που είναι τονικές. Η ενέργεια στα τονικά τμήματα είναι απομονωμένη σε μερικούς (1 ή 2, γενικά) ισχυρούς τόνους αποκαλούμενους formants. Αυτά τα formants καταλαμβάνουν μόνο μερικές δεκάδες Hz, ίσως 100 Hz, συγκεντρώνοντας έτσι τη διαθέσιμη λεκτική ενέργεια σε στενές φασματικές ζώνες. Οι ερευνητές που ασχολούνται με τον λόγο έχουν δείξει ότι τα δύο πρώτα formants φέρνουν το μεγαλύτερο μέρος της πληροφορίας. Κατά συνέπεια, ένα AM, με SNR 0dB, δηλαδή Ρσήματος = Ρθορύβου, αντιστοιχεί σε ένα θετικό SNR της αναλογίας της λεκτικής ενέργειας που είναι συγκεντρωμένη στα formants. Ένα παράδειγμα φαίνεται στο σχήμα που ακολουθεί (σχ. 3.39).



Σχήμα 3.39: Τα formants ξεχωρίζουν από το θόρυβο, αν και έχουν την ίδια ισχύ ολοκληρώνοντας στα 3kHz.

Δεδομένου ότι το στενής ζώνης φίλτρο του δέκτη AM ακολουθεί απλά το φέρον, τα ημίτονα που συνδέονται με τα πρώτα ένα ή δύο formants ακολουθούνται ακόμη και από τον απλούστερο αλγόριθμο AM, που παράγει μια καλή σαφήνεια στην ομιλία ακόμη και αν το κανάλι ομιλίας έχει αρνητικό SNR.

Η διαμόρφωσης συχνότητας μεταδίδει τις πληροφορίες με συνεχή μεταβολή της εκπεμπόμενης συχνότητας. Το βασικό τμήμα ενός δέκτη FM είναι ο FM διαφοριστής (discriminator διευκρινιστής), ουσιαστικά ένα κύκλωμα που παραγωγίζει την είσοδό του (derivative function). Η έξοδος του διευκρινιστή μοιάζει με θόρυβο έως ότου το SNR της

εισόδου υπερβεί μια κρίσιμη τιμή επάνω από την οποία η έξοδος γίνεται ένα συνεχές ημίτονο. Το κατώφλι αυτό είναι περίπου 9 dB, ανάλογα με την ποιότητα του φιλτραρίσματος πριν από το διευκρινιστή FM. Κατά συνέπεια, δεν υπάρχει κανένα ουσιαστικά λαμβανόμενο σήμα για SNR κάτω από 7 dB. Η ποιότητα σημάτων επάνω από 7 dB είναι γενικά απαλλαγμένη από θόρυβο σύμφωνα με την ποιότητα καταστολής θόρυβου του διευκρινιστή. Η εξέταση της στατιστικής δομής της εξόδου ενός διευκρινιστή FM είναι αποκαλυπτική. Όταν δεν παρουσιάζεται κάποιο φέρον, η διασπορά (variance) της ενέργειας είναι μεγάλη. Όταν παρουσιαστεί κάποιο φέρον, όμως, η διασπορά μειώνεται σημαντικά, ένα φαινόμενο που καλείται FM quieting. Αυτή η διασπορά φθάνει σε ένα κρίσιμο σημείο μεταξύ 7 και 9 dB στην αρχή της λήψης FM. Ένας αλγόριθμος που αναγνωρίζει το FM quieting μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να αναγνωρίσει την παρουσία κάποιας τεχνητής παρεμβολής προκαλούμενης σε ένα κανάλι με χαμηλό SNR.

3.5.2.4 Ένας FSK αλγόριθμος αποδιαμόρφωσης

Οι FSK, PSK και οι παλμικές διαμορφώσεις (PAM) είναι διακριτές ή ψηφιακές διαμορφώσεις που έχουν τα χαρακτηριστικά που είδαμε παραπάνω. Επιπλέον, το σχ.3.38 δείχνει πώς το BER ποικίλει ως συνάρτηση του SNR για κάθε μια από αυτές τις διαμορφώσεις καναλιών. Το φάσμα που παρουσιάζεται στο σχήμα επεξηγεί επίσης τον τρόπο με τον οποίο κάθε μια από αυτές τις διαμορφώσεις διανέμει την ενέργεια του σήματος στο πεδίο της συχνότητας. Ένας επεξηγηματικός αλγόριθμος FSK παρουσιάζεται στο σχ. 3.40. Αυτός ο αλγόριθμος είναι βασισμένος στην εκτίμηση του εάν η φάση είναι μεγαλύτερη ή μικρότερη από ένα κατώφλι απόφασης. Αυτό που δεν περιλαμβάνεται είναι ο συγχρονισμός των bits που καθορίζει πότε να ληφθεί απόφαση για το bit.

```
function Perform_FSK_Demodulation (I : Integer16; Q : Integer16) return Float is
        Y: Float;  Phi : Float;
      begin
        Phi := ML.Atan2(Float(Q), Float(I));     Y := Phi - Previous_Phi;
        Previous_Phi := Phi;
        if Y > FSK_Demod_Threshold then
          Y := Y - 2.0 * NC.Pi;
        elsif Y < -FSK_Demod_Threshold then
          Y := Y + 2.0 * NC.Pi;
        end if;
        return (Y * float(GDP.Sample_Rate));
      exception
        when Numeric_Error =>              handleNUMERIC ERROR;
        when Constraint_Error =>           handleCONSTRAINT ERROR;
        when others =>          handleOtherEXCEPTION");
      end Perform_FSK_Demodulation;
```

Σχήμα 3.40: Ένας αλγόριθμος για FSK αποδιαμόρφωση.

Αυτοί οι τύποι διαμόρφωσης έχουν στο πεδίο της συχνότητας πλευρικούς λοβούς που οδηγούν την ενέργεια σε γειτονικά κανάλια, δημιουργόντας επίπεδα παρεμβολής και περιορίζουν την πυκνότητα των χρηστών στο φάσμα. Η MSK υπερνικά κάπως αυτόν τον περιορισμό των διακριτών διαμορφώσεων με τη μετατόπιση της φάσης όσο το δυνατόν λιγότερο ώστε να μπορεί να υποστηρίξει τον εκάστοτε ρυθμό των δεδομένων (data rate). Αυτό το συνταίριασμα ουσιαστικά του εύρους ζώνης της πληροφορίας με τη φασματική διανομή μιας κυματομορφής FSK οδηγεί σε μια συμπαγή φασματική μορφή στην οποία πολύ μεγαλύτερο μέρος της ενέργειας του φάσματος συγκεντρώνεται στον κεντρικό λοβό, μειώνοντας έτσι την περεμβολή στα γειτονικά κανάλια. Η υπολογιστική πολυπλοκότητα του δέκτη MSK είναι ελαφρώς μεγαλύτερη από αυτή του τυπικού δέκτη PSK λόγω των πρόσθετων απαιτήσεων φιλτραρίσματος.

3.5.2.5 QAM

Αναλύοντας το BER σε σχέση με το SNR, παρατηρούμε ότι ο ρυθμός λάθους συμβόλου (symbol error rate, SER) διαφοροποιείται πολλές φορές από το BER. Στη διαμόρφωση FSK που είδαμε πριν, στον αντίποδα, υπάρχουν δύο καταστάσεις καναλιών (1 και 0). Κάθε σύμβολο καναλιού καλείται επίσης και "baud", ένας όρος που προέρχεται από τον τηλέγραφο. Δεδομένου ότι ο αριθμός των συμβόλων του καναλιού αυξάνεται, ο αριθμός των bits που αναπαριστόνται ανά σύμβολο καναλιού αυξάνεται επίσης. Κατά συνέπεια, ένα QPSK σύμβολο με τέσσερις καταστάσεις μεταβιβάζει δύο bits πληροφορίας. Το SNR που αντιπροσωπεύεται από τον λόγο Eb/No, τότε, μειώνεται κατά έναν παράγοντα δύο (6 dB) για σταθερή συνολική ισχύ φέροντος ή ισοδύναμα για ένα δεδομένο Eb/No, η συνολική ισχύ φέροντος έχει αυξηθεί κατά 6 dB στην QPSK έναντι της BPSK. Αυτή η σχέση μπορεί να εκφραστεί ως σχέση μεταξύ του Es/No και του Eb/No:

$$Eb/No = Es/No - 10 * \log_2(B), \quad (3.75)$$

όπου B είναι ο αριθμός των bits ανά σύμβολο.

Παραδείγματα: BPSK με Es/No = 10 dB,

$Eb/No = 10\ dB - 10 * \log_2(1) = 10 + 0 = 10\ dB$;

Αλλά για QPSK με Es/No = 10 dB,

$Eb/No = 10\ dB - 10 * \log_2(2) = 10 - 6\ dB = 4\ dB$

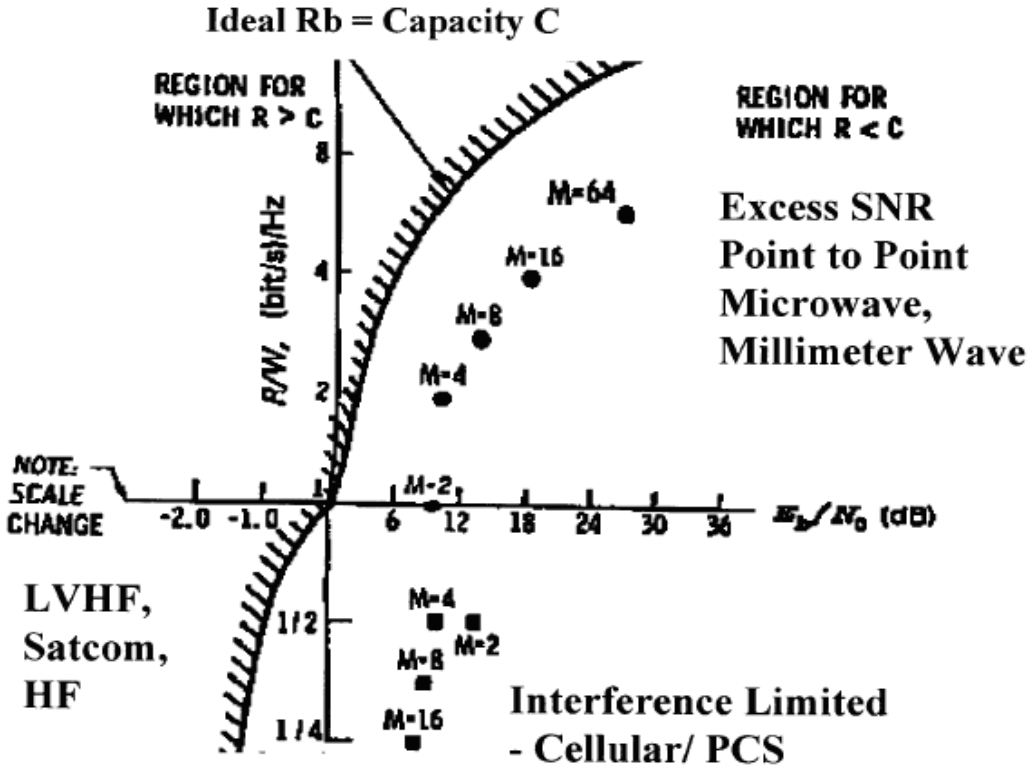
Αυτά τα σύμβολα καναλιού που έχουν ένα ή δύο bits ανά baud ή λιγότερα, λειτουργούν καλά σε μέτριο και χαμηλό SNR, αλλά δεν εκμεταλλεύονται τις δυνατότητες του υψηλού SNR. Τα σύμβολα QAM, από την άλλη, σχεδιάζονται ειδικά για να χρησιμοποιήσουν υψηλό SNR προκειμένου να βελτιώσουν το data rate. Δηλαδή υπάρχει ένα ισοζύγιο μεταξύ του BER και του data rate. Σε ένα θετικό SNR 45 dB, επιτεύξιμο σε μερικές περιστάσεις, το BER είναι ουσιαστικά μηδέν, αλλά εάν ο τύπος διαμόρφωσης είναι MSK, δεν υπάρχει καμία ευελιξία στη δομή των σημάτων ώστε να εκπεμφθεί περισσότερη πληροφορία χρησιμοποιώντας περισσότερα bits ανά σύμβολο. Η QAM διαμορφώνει τη φάση και το πλάτος ταυτόχρονα, δημιουργώντας συνδυασμούς φάσης-πλάτους που ονομάζονται καταστάσεις καναλιού (channel states). Μπορεί, παραδείγματος χάριν, το πλάτος να διαμορφωθεί και να περιπλέξει τον αστερισμό των

τεσσάρων φάσεων (constellations) QPSK, για να δημιουργήσει 16 ευδιάκριτες καταστάσεις καναλιού. Η διαμόρφωση είναι πολύ πιό σύνθετη και οι ενισχυτές ισχύος της RF βαθμίδας πρέπει να είναι γραμμικοί προκειμένου να μην αλλοιωθεί η διαμόρφωση πλάτους. Επιπλέον, ο δέκτης πρέπει να ισοσταθμίζει (equalize) τα χαρακτηριστικά του εκπεμπόμενου πλάτους και της εκπεμπόμενης φάσης του καναλιού διάδοσης προκειμένου να ανακτηθεί ο αστερισμός που εκπέμφθηκε. Αυτή η ισοστάθμιση ολοκληρώνεται μέσα από μια συνεχή διαδικασία στην οποία διάφορα διαστήματα από bits (από 2 το ελάχιστο έως 20 το μέγιστο) αποθηκεύονται σε μια γραμμή καθυστέρησης, πολλαπλασιάζονται με ένα σύνολο βαρών και συνενώνονται για να παραγάγουν μια ισοσταθμισμένη εκτίμηση της εισόδου του καναλιού.

Η υπολογιστική πολυπλοκότητα του QAM ισοσταθμιστή (equalizer) είναι τουλάχιστον μία έως δύο φορές μεγαλύτερη απ' ότι σ' έναν απλό δέκτη PSK. Γενικά απαιτείται μια χρονική περίοδος κατά την οποία ο ισοσταθμιστής δεν έχει αρχικοποιηθεί. Στη φάση αυτή της (blind) εξισορρόπησης αρχικοποιείται ο equalizer σε λογικές τιμές βασισμένες στη γνωστή δομή που περιβάλλει την κυματομορφή. Μία ανατροφοδότηση που διακρίνεται από ευστάθεια μπορεί τότε να καθορίσει με ακρίβεια τα βάρη για να οδηγήσει τις τιμές πλάτους-φάσης προς τα σημεία αστερισμού που είναι γνωστά α-priori. Το όφελος μιας τέτοιας διαμόρφωσης είναι μια αύξηση του ρυθμού δεδομένων ανάλογη προς το log (με βάση το 2) του αριθμού των αστερισμών. Η QPSK εκπέμπει 2 bits ανά σύμβολο και ως εκ τούτου 2b bits ανά δευτερόλεπτο. Στον ίδιο ρυθμό baud (και ως εκ τούτου στο ίδιο εύρος ζώνης RF), 16 QAM εκπέμπουν $\log_2(16) = \log_2(2^4)$ ή 4 bits ανά σύμβολο.

3.5.2.6 Προσαρμοστική κωδικοποίηση καναλιού

Καθώς ο αριθμός των bits ανά σύμβολο αυξάνεται, αυξάνει και η αποδοτικότητα του εύρους ζώνης, Rb/W, ο λόγος δηλαδή του ρυθμού των δεδομένων Rb προς το κατειλημμένο εύρος ζώνης W. Το αντίτιμο που πρέπει να πληρωθεί προκειμένου να επιτευχθεί αυτή η αύξηση του αριθμού των bits είναι μια αύξηση στο SNR. Στο σχ. 3.41 φαίνεται πώς συσχετίζονται οι λόγοι Rb/W και Eb/No. Αν σκεφτούμε αντίστροφα, προκύπτει ότι αν περισσότερα από ένα σύμβολα καναλιού χρησιμοποιηθούν για την κωδικοποίηση ενός μόνο bit (για αμελητέο Rb/W), μπορεί να μεταφερθεί η πληροφορία αξιόπιστα (π.χ. BER = 10^{-5}) ακόμη και με αρνητικό SNR. Η περιοχή των αρνητικών per-baud SNR είναι γνωστή ως περιοχή περιορισμένης ισχύος (power-limited region). Υπάρχει, όμως, ένα ακόμη υπολογιστικό κόστος σε αυτή τη λειτουργία που σχετίζεται με την αυξανόμενη πολυπλοκότητα του FEC (βλέπε παράγραφο 3.5.6) τόσο στη κωδικοποίηση όσο και στην αποκωδικοποίηση.



Σχήμα 3.41: Η επίδραση του είδους διαμόρφωσης στον λόγο bits/Hz συναρτήσει του SNR.

Συνεπώς, υπάρχει μια σειρά ψηφιακών τεχνικών διαμόρφωσης από την BPSK έως και την QAM, με κωδικοποίηση FEC ή όχι. Η λειτουργία σε ένα κανάλι με 10 έως 15 dB SNR ολοκληρώνεται εύκολα χρησιμοποιώντας τις απλές τεχνικές διαμόρφωσης καναλιών, απλούς πομπούς και απλούς δέκτες. Αυτοί είναι τυπικοί τρόποι διαμόρφωσης για το SDR. Επιπλέον, όμως, λόγω της γενικής απαίτησης για περιορισμό στην κατανάλωση ισχύος, παρατηρείται μία τυπικά αυξανόμενη πολυπλοκότητα εκπομπών όπως υποδεικνύεται μέσα από τον FEC κωδικοποιητή ή από κάποιο υψηλότερου επιπέδου πρωτόκολλο αναμετάδοσης όπως η αυτόματη επανάληψη αίτησης (automatic repeat request, ARQ), που υβριδοποιείται ενδεχομένως και με FEC. Στο SDR, μια σειρά από μεγέθη όπως είναι οι πόροι επεξεργασίας, απαιτείται να δεσμευτούν για την κωδικοποίηση και την αποκωδικοποίηση έναντι της μη κωδικοποιημένης διαμόρφωσης. Όταν διατίθεται στο κανάλι μεγάλο SNR μέσω της διαμόρφωσης QAM μπορεί να αυξηθεί το Rb για ένα δεδομένο εύρος ζώνης καναλιού. Πρόσθετα δύο ή τρεις τάξεις μεγέθους ισοδύναμων πόρων επεξεργασίας απαιτούνται για εφαρμογές λογισμικού των προβλεπόμενων equalizers. Επιπλέον, το σύστημα διαμόρφωσης των πομπών πρέπει να είναι πολύ γραμμικό προκειμένου να συντηρηθεί η συνιστώσα του πλάτους της διαμόρφωσης QAM. Ο πομπός και ο δέκτης πρέπει επίσης να έχουν χαμηλό συνολικό θόρυβο φάσης που προκαλεί πρόκληση των λαθών bit λόγω διάστασης της φάσης των αστερισμών QAM.

3.5.2.7 Spread Spectrum

Με τον όρο επικοινωνίες διάχυτου φάσματος (spread spectrum communications) εννοούμε τις τηλεπικοινωνιακές τεχνικές, κατά τις οποίες το προς μετάδοση σήμα πληροφορίας (ή σήμα βασικής ζώνης), διαμορφώνεται κατά τέτοιο τρόπο, ώστε να καταλαμβάνει ένα πολύ μεγαλύτερο εύρος ζώνης κατά τη διάδοσή του. Η αντίστροφη διαδικασία λαμβάνει χώρα στον δέκτη, όπου το σήμα που έχει μεταδοθεί συμπτύσσεται ξανά στο πεδίο της συχνότητας, ώστε να ανακτήσει την αρχική του μορφή.

Η τεχνική διεύρυνσης της ενέργειας του αρχικού σήματος σε ένα πολύ μεγαλύτερο πεδίο συχνοτήτων καθιστά το σήμα δυσδιάκριτο από τον θόρυβο του περιβάλλοντος και επιτρέπει την συνύπαρξη πολλών χρηστών στο ίδιο φάσμα, ενώ

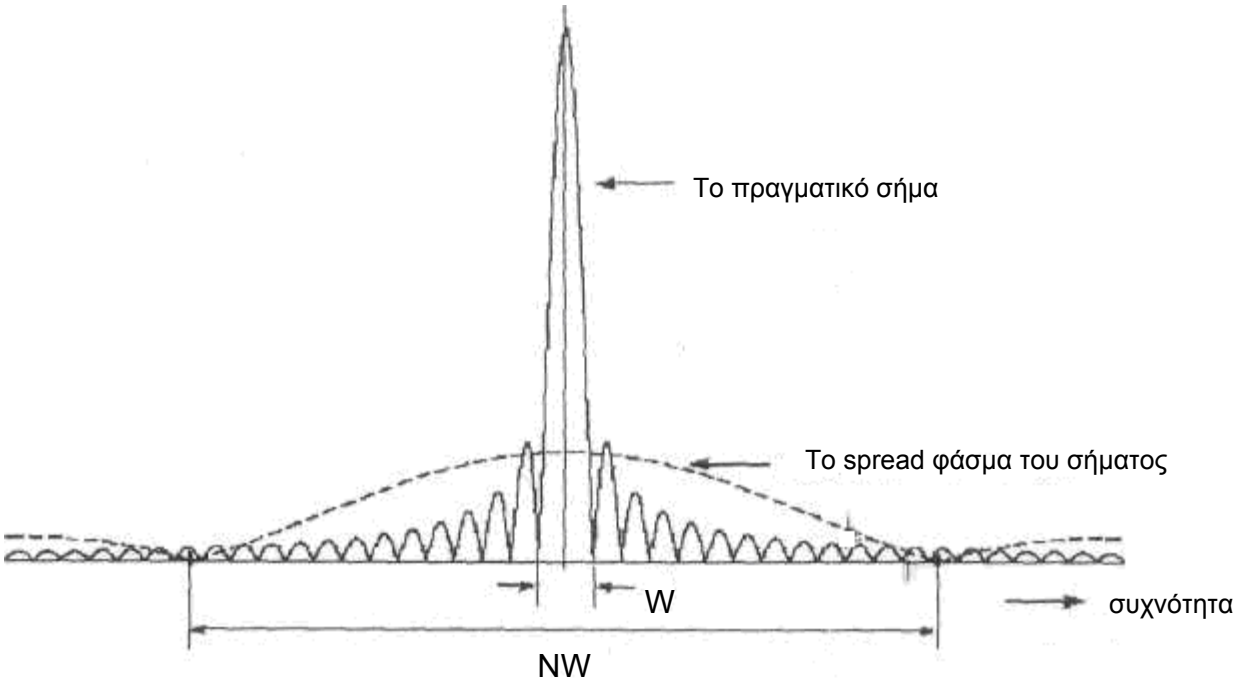
ταυτόχρονα καθιστά το σήμα περισσότερο ανθεκτικό στην επίδραση των παρεμβολών, της πολυόδου (multipath) διαδόσεως και του θορύβου.

3.5.2.7.1 Αρχή Λειτουργίας των Τεχνικών Διάχυτου Φάσματος

Γενικά ένα σήμα spread spectrum (SS) δημιουργείται με κατάλληλη διαμόρφωση του αρχικού σήματος πληροφορίας, ώστε η ενέργεια του να απλωθεί σε ένα πολύ μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Το διαμορφωμένο σήμα εμφανίζεται τυχαίο και ασυσχέτιστο προς το αρχικό σήμα, παρόλο που προέρχεται από αυτό. Μία χαρακτηριστική παράμετρος ενός spread spectrum (SS) συστήματος είναι ο παράγοντας διεύρυνσης του φάσματος (bandwidth expansion factor) ή αλλιώς το ονομαζόμενο κέρδος επεξεργασίας (processing gain) N:

$$\mathrm{N} = \frac{W}{W_t}, \tag{3.76}$$

όπου W το αρχικό εύρος ζώνης και W_t το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος. Συνήθως το 10logN λαμβάνει τιμές από 10 έως 30dB.



Σχήμα 3.42: Τυπική εικόνα φάσματος σήματος πριν και μετά τη διαδικασία διάχυσης φάσματος.

Προκειμένου να διευρυνθεί το φάσμα του προς μετάδοση σήματος χρησιμοποιείται μία πολύ υψηλότερης ταχύτητας δυαδική ακολουθία η οποία με κατάλληλο τρόπο διαμορφώνει το σήμα πληροφορίας. Μετά τη διαδικασία αυτή ακολουθούν οι διαδικασίες αναβίβασης στη συχνότητα (up-conversion) που απαιτούνται για την εκπομπή του σήματος στην επιθυμητή RF ζώνη. Ο δυαδικός κώδικας που χρησιμοποιείται στη διαδικασία διάχυσης του φάσματος ονομάζεται ακολουθία διάχυσης (spreading pattern ή spreading code). Η ακολουθία αυτή είναι μεν ντετερμινιστική, αλλά παρουσιάζει ιδιότητες θορύβου (noise-like). Ανάλογα με το σύστημα spread spectrum (SS), η ακολουθία διάχυσης οφείλει να έχει κάποιες ιδιότητες. Για παράδειγμα σε κάθε περίπτωση πρέπει να εμφανίζει συνάρτηση αυτοσυσχέτισης με συμπεριφορά κρουστικής δ για ένα μόνο σημείο. Επίσης στην περίπτωση συστήματος CDMA που υλοποιείται με SS θα πρέπει όπως θα δούμε οι ακολουθίες διάχυσης να έχουν πολύ χαμηλές τιμές ετεροσυσχέτισης, ώστε κάθε χρήστης να μην αναγνωρίζει άλλο σήμα παρά μόνο αυτό που τον αφορά.

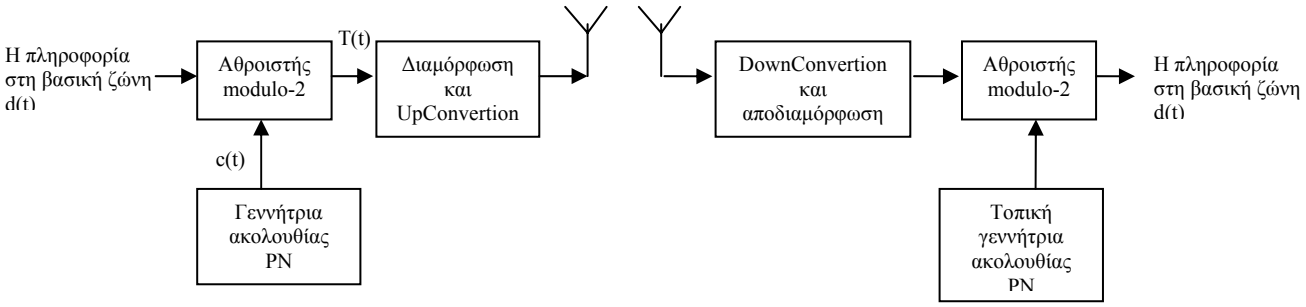
Υπάρχουν διάφορες κατηγορίες συστημάτων spread spectrum. Αυτό που ενδιαφέρει ιδιαίτερα στην τεχνολογία του SDR είναι τα Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS), με τα οποία θα ασχοληθούμε στη συνέχεια. Σε ένα σύστημα Direct Sequence (σχήμα 3.43) το σήμα πληροφορίας διαμορφώνεται απευθείας με την ταχύρυθμη δυαδική ακολουθία διάχυσης, συνήθως με modulo-2 άθροιση. Στην τεχνική DSSS τα χαρακτηριστικά μεγέθη είναι τα εξής:

f_c : ο ρυθμός των ψηφίων της ακολουθίας διάχυσης.

$T_c = \frac{1}{f_c}$: Η διάρκεια των ψηφίων της ακολουθίας διάχυσης.

T_b : Η διάρκεια του bit του σήματος πληροφορίας.

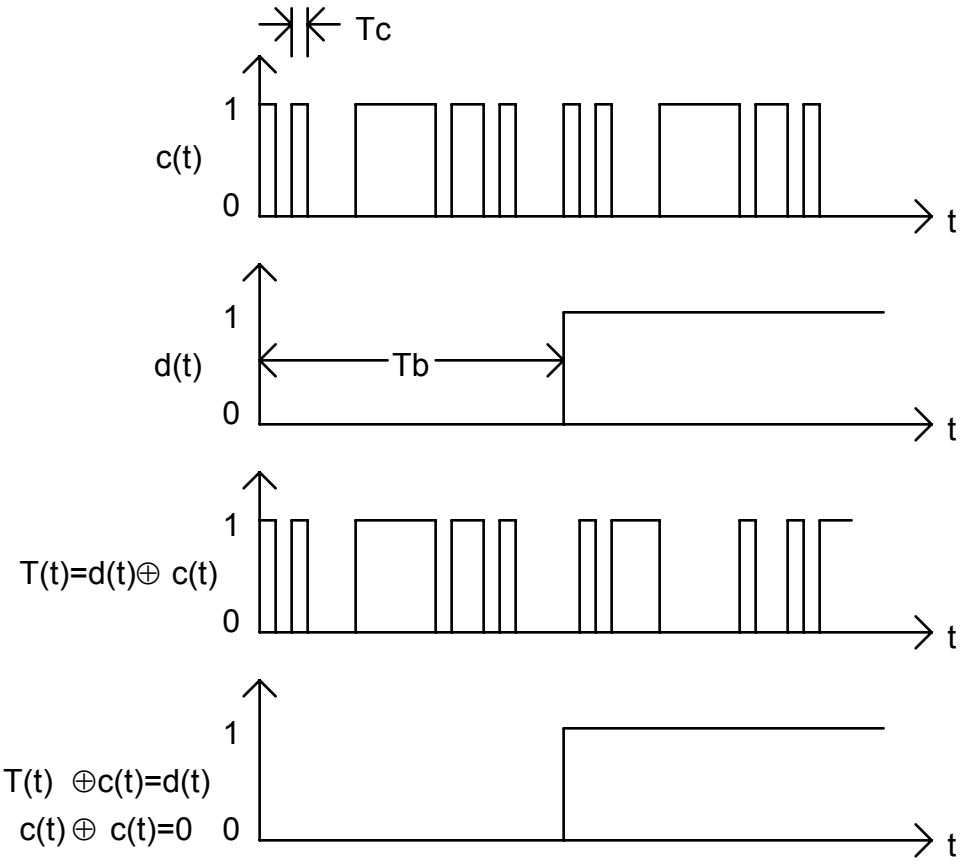
$N = \frac{T_b}{T_c}$: Το κέρδος επεξεργασίας.



Σχήμα 3.43: Μοντέλου Πομπού και Δέκτη Συστήματος DSSS.

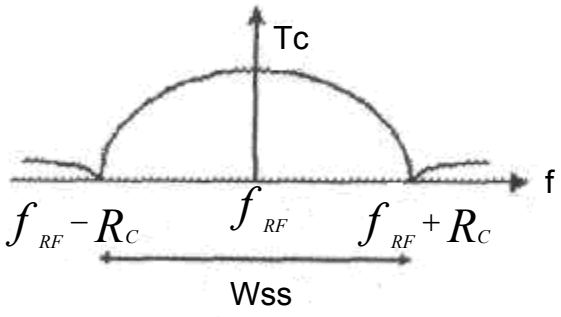
Η διαδικασία δημιουργίας του spread spectrum σήματος φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα (3.44). Η ακολουθία των bits πληροφορίας d(t) προστίθεται (modulo-2) με την περιοδική ακολουθία του κώδικα διάχυσης c(t), ο οποίος χαρακτηρίζεται και ως ακολουθία ψευδοθορύβου (pseudo-noise, PN). Προκύπτει έτσι η ακολουθία T(t), το οποίο είναι και το διευρυμένου φάσματος σήμα που μεταδίδεται. Το σήμα αυτό υπόκειται σε

νέα modulo-2 άθροιση στο δέκτη με την ίδια ακολουθία κώδικα και λαμβάνεται το αρχικό σήμα, όπως φαίνεται στο τελευταίο διάγραμμα.



Σχήμα 3.44: Οι κυματομορφές σε μία διαδικασία διεύρυνσης – αποδιεύρυνσης DSSS.

Οι παλμοί με διάρκεια T_c αναφέρονται και ως chip. Το εύρος που καταλαμβάνει το διαμορφωμένο σήμα πληροφορίας καθορίζεται κυρίως από την ταχύτητα των chips. Η αρχιτεκτονική του πομπού και του δέκτη είναι αυτή που περιορίζει τη μέγιστη ταχύτητα των chips και συνεπώς το μέγιστο εύρος ζώνης που δύναται να καταλάβει το διευρυμένο σήμα.



Σχήμα 3.45: Εικόνα του φάσματος του σήματος πληροφορίας μετά τη διαμόρφωση.

Η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης του κώδικα c(t) είναι η ακόλουθη:

$$R(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} c(\tau)c(t-\tau)d\tau \tag{3.77}$$

Η φασματική πυκνότητα *ισχύος* (power spectral density - PSD), S(ω), του σήματος c(t) είναι ο μετασχηματισμός Fourier της συνάρτησης R(t), ήτοι:

$$S(\omega) = \mathcal{F}\{R(t)\} \Leftrightarrow R(t) = \mathcal{F}^{-1}\{S(\omega)\} \tag{3.78}$$

Σε μία διαδικασία διάχυσης, ιδανικό θα ήταν να έχουμε διευρυμένο φάσμα που να προσομοιάζει τον θόρυβο, δηλαδή να έχει όσο το δυνατόν πιο επίπεδη φασματική πυκνότητα ισχύος. Συνεπώς θα έπρεπε ο κώδικας διεύρυνσης να έχει συνάρτηση αυτοσυσχέτισης μηδέν παντού, εκτός από το μηδέν. Μια τέτοια απαίτηση έχει σκοπό να ισοκατανείμει την ενέργεια του σήματος σε όλη τη ζώνη, ώστε να αποφευχθούν φαινόμενα επιλεκτικής εξασθένησης με τη συχνότητα.

Ωστόσο είναι πρακτικά αδύνατον να υλοποιηθεί κώδικας διάχυσης που να έχει ιδιότητες παρόμοιες με αυτές του λευκού θορύβου. Κάτι τέτοιο θα απαιτούσε τεράστια μήκη ακολουθιών, σε σύγκριση με το μήκος του bit πληροφορίας. Στην πράξη χρησιμοποιούνται ακολουθίες που εμφανίζουν ένα μεγάλο μέγιστο της R(t) όταν t=0 και σχετικά μικρή τιμή για κάθε άλλο t.

Ένα βασικό πρόβλημα που εμφανίζουν τα συστήματα CDMA- DSSS είναι το λεγόμενο πρόβλημα near-far. Σε ένα τέτοιο σύστημα διάφοροι χρήστες χρησιμοποιούν ταυτόχρονα το φάσμα, ο καθένας όμως με την μοναδική του ακολουθία chip διεύρυνσης-

αποδιεύρυνσης του σήματος πληροφορίας. Ενδέχεται όμως ένας παρεμβάλλων πομπός, που χρησιμοποιεί την ακολουθία chip B, και βρίσκεται πολύ κοντά στον δέκτη, που χρησιμοποιεί την ακολουθία chip A, να εμφανίζει συνάρτηση ετεροσυσχέτισης A*B στον δέκτη αυτόν με μεγαλύτερη τιμή από την επιθυμητή συνάρτηση αυτοσυσχέτισης της A. Αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα τη μη σωστή ανίχνευση των δεδομένων.

3.5.2.7.2 Αποδιεύρυνση του Spread Spectrum συστήματος

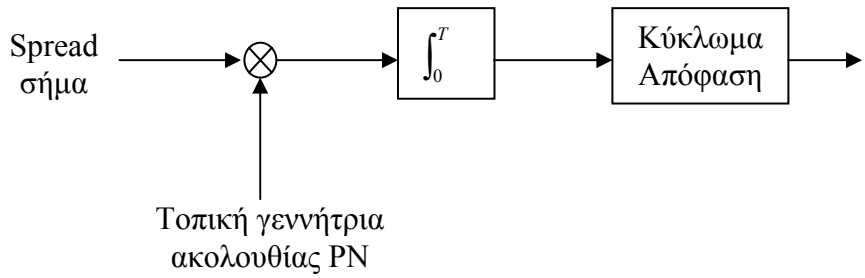
Οι ακολουθίες κωδικοποίησης PN στην εκπομπή και τη λήψη των συστημάτων SS πρέπει να έχουν την ίδια συχνότητα και φάση. Η συχνότητα εκ πρώτης όψεως φαίνεται πως δεν μπορεί παρά να είναι η ίδια, αφού η PN ακολουθία διεύρυνσης είναι εκ των προτέρων γνωστή στον πομπό και στον δέκτη. Ωστόσο η σχετική ταχύτητα πομπού και δέκτη είναι δυνατόν να προκαλέσει ολίσθηση Doppler στο λαμβανόμενο σήμα και να αποσυγχρονιστεί η διαδικασία αποκωδικοποίησης. Κατά δεύτερον η φάση της ακολουθίας PN στο δέκτη πρέπει να συμπέσει με την ακολουθία που λαμβάνεται, για να γίνει επιτυχής αποδιαμόρφωση του λαμβανόμενου σήματος. Το πρόβλημα του συγχρονισμού της φάσης είναι η αναζήτηση σε μία περιοχή αβεβαιότητας χρόνου προκειμένου να συγχρονιστεί το λαμβανόμενο σήμα με το τοπικό PN σήμα.

Επίσης, σε μία ασύρματη επικοινωνία, όπου η άφιξη των δεδομένων έχει εν πολλοίς τυχαίο χαρακτήρα, ανάλογα πάντα και με την διεξαγόμενη εφαρμογή, είναι αναγκαίο η διαδικασία συγχρονισμού να γίνεται όσο το δυνατόν ταχύτερα και πιο αξιόπιστα. Μια διαδικασία συγχρονισμού που απαιτεί μεγάλο χρόνο προσυνεννόησης του πομπού και του δέκτη, οδηγεί σε μικρή ρυθμαπόδοση του συστήματος. Επιπλέον, σε ένα θορυβώδη δίαυλο, ή σε ένα δίαυλο που χρησιμοποιούν πολλοί άλλοι χρήστες, ένας δέκτης είναι δυνατόν να οδηγηθεί σε λανθασμένες αποφάσεις σχετικά με το αν έχει ικανότητα να λάβει ή όχι τα δεδομένα που τον αφορούν.

Επομένως, τα κριτήρια που απασχολούν τη σχεδίαση του δέκτη είναι ο μέσος χρόνος που απαιτείται για το συγχρονισμό των κωδίκων διεύρυνσης, η πιθανότητα ή μη ανίχνευσης του σήματος πληροφορίας καθώς και η πιθανότητα ψευδής διαπίστωσης απώλειας δεδομένων. Στη συνέχεια θα εξετάσουμε μερικές διατάξεις

συσχέτισης/αποσυσχέτισης που χρησιμοποιούνται στο δέκτη για την αποδιεύρυνση του σήματος.

Ο δέκτης, πριν έρθει οποιοδήποτε δεδομένο από τον πομπό, δεν έχει καμία πληροφορία για το συγχρονισμό. Απαιτείται τουλάχιστον ένα σύμβολο από τον πομπό, πριν οποιοδήποτε σύμβολο πληροφορίας, προκειμένου να ανακτηθεί ο συγχρονισμός πομπού και δέκτη. Το γενικό μοντέλο της διαδικασίας αποδιεύρυνσης παρουσιάζεται ακολούθως (σχήμα 3.46):



Σχήμα 3.46: Το γενικό μοντέλο της διαδικασίας αποδιεύρυνσης.

Στην απλούστερη περίπτωση, όπου η πληροφορία χρονισμού είναι γνωστή, το παραπάνω μοντέλο απλουστεύει. Στην απλούστερη αυτή διάταξη, το σήμα πληροφορίας πολλαπλασιάζεται απευθείας με την PN ακολουθία και το αποτέλεσμα ολοκληρώνεται στη διάρκεια ενός bit (N_cT_c), προκειμένου να αποφανθούμε αν το ληφθέν ψηφίο είναι 0 ή 1.

Εναλλακτικά, για τη διαδικασία αποδιεύρυνσης χρησιμοποιείται και το προσαρμοσμένο φίλτρο. Το προσαρμοσμένο φίλτρο είναι η διάταξη εκείνη η οποία για γνωστό σήμα x(t) εμφανίζει συνάρτηση μεταφοράς:

$$h(t) = x(T- t), \tag{3.79}$$

δηλ. μια χρονικά ανάστροφη και μετατοπισμένη μορφή του σήματος εισόδου.
Η έξοδος ενός τέτοιου συστήματος, με δεδομένη είσοδο x(t), είναι:

$$y(t) = x(t)* h(t) = x(t)* x(T- t), \tag{3.80}$$

η οποία είναι η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης του σήματος x(t).

Συνεπώς, γνωρίζοντας τη μορφή της συνάρτησης εισόδου x(t), ήτοι την ακολουθία των chip, μπορούμε να ορίσουμε την ανάστροφη και κατά 1 bit καθυστερημένη εκδοχή της ακολουθίας του PN για το προσαρμοσμένο φίλτρο. Στο τέλος της διάρκειας του ενός bit (N_cT_c), το προσαρμοσμένο φίλτρο εμφανίζει μέγιστη τιμή, αυτήν της μέγιστης αυτοσυσχέτισης του PN κώδικα.

3.5.2.7.3 Συγχρονισμός σε συστήματα spread spectrum

Προκειμένου να λειτουργήσει ένα σύστημα spread spectrum είναι απαραίτητο στην πλευρά του δέκτη να αναπαραχθεί η ψευδοτυχαία ακολουθία κωδικοποίησης και να συγχρονιστεί απόλυτα με τη λαμβανόμενη από τον πομπό προκειμένου να επιτευχθεί επιτυχής αναπαραγωγή του αρχικού σήματος. Ο συγχρονισμός συνήθως γίνεται με μία αρχική εκτίμηση της καθυστέρησης του ψευδοτυχαίου κώδικα και στη συνέχεια ακολουθεί διαρκής διαδικασία ανίχνευσης τυχόν μετατοπίσεων φάσης κατά τη διάρκεια της εκπομπής του σήματος.

Η διαδικασία συγχρονισμού στα συστήματα spread spectrum είναι σημαντική διότι χωρίς αυτή, το λαμβανόμενο σήμα θα εμφανιστεί ως θόρυβος στον δέκτη και θα είναι αδύνατη η διαδικασία αποδιεύρυνσης του φάσματος του σήματος πληροφορίας. Η ικανότητα καλού συγχρονισμού του δέκτη στη λαμβανόμενη ψευδοτυχαία ακολουθία επηρεάζει κατά πολύ τη συμπεριφορά του συστήματος και ενδέχεται να τη βελτιώσει ή να την χειροτερεύσει κατά πολύ.

Ο συγχρονισμός της τοπικής PN ακολουθίας με την λαμβανόμενη είναι απαραίτητος σε ένα spread spectrum σύστημα, διότι ακόμα και μία διαφορά φάσης κατά T_c /2 δίνει απώλεια στο κέρδος ίση με τον παράγοντα 2.

Η διαδικασία συγχρονισμού της τοπικής PN ακολουθίας με αυτήν που λαμβάνεται από το σήμα, γίνεται σε δύο στάδια. Το πρώτο στάδιο, ή στάδιο ανάκτησης (acquisition), φέρνει τα δύο σήματα σε μία πρόχειρη ευθυγράμμιση μεταξύ τους. Acquisition τεχνικές είναι οι Parallel search, Serial Search, RASE (Rapid Acquisition by Sequential Estimation). Το δεύτερο στάδιο, ή στάδιο ανίχνευσης (tracking),

ευθυγραμμίζει με μεγάλη ακρίβεια τις δύο PN ακολουθίες, διατηρώντας ένα βρόχο κλειδώματος φάσης.

Για να έχουμε επιτύχει συγχρονισμό, πρέπει να λάβουμε από την PN ακολουθία μία μέγιστη τιμή της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης. Τεχνικές tracking είναι η Full-time Early-Late tracking loop (γνωστή ως Delay Locked Loop - DLL) καθώς και η Time Shared Early-Late tracking loop (γνωστή ως Tau-Dipher Loop - TDL).

3.5.2.7.4 Σχεδίαση Κωδίκων για τις Ακολουθίες PN

Οι κώδικες ψευδοτυχαίας ακολουθίας πρέπει να έχουν τις παρακάτω ιδιότητες:

- Να είναι ισοσταθμισμένοι, δηλαδή ο αριθμός των chip με μηδενική τιμή να διαφέρει από τον αριθμό τον chip με τιμή μονάδα το πολύ κατά 1 (N_c περιττό).
- Να έχουν καλή κατανομή διαδοχικών ομοίων ψηφίων (run length), δηλαδή οι μισές περίπου ακολουθίες να έχουν μήκος 1, το ένα τέταρτο να έχει μήκος 2, το ένα όγδοο να έχει μήκος 3 κοκ.
- Η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης της ακολουθίας στο μήκος μίας περιόδου πρέπει να έχει ένα μόνο εμφανές μέγιστο και κάθε άλλη τιμή μερικής συσχέτισης του PN κώδικα με τον εαυτό του να είναι πολύ μικρή.
- Η συνάρτηση ετεροσυσχέτισης του κώδικα PN με άλλους κώδικες που πιθανόν να χρησιμοποιούν άλλοι χρήστες, να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη. Η ιδανική περίπτωση που ο κώδικας παρουσιάζει μηδενική συσχέτιση με κάθε άλλο κώδικα χαρακτηρίζεται ως ορθογωνιότητα.
- Ευκολία στη δημιουργία. Προφανώς ένας δυαδικός κώδικας διεύρυνσης θα πρέπει να υλοποιείται εύκολα, για παράδειγμα με καταχωρητές ολίσθησης.

Κατηγορίες ακολουθιών που χρησιμοποιούνται στους PN κώδικες είναι οι κώδικες Hadamard-Walsh, M-sequence και Barker.

3.5.2.7.5 Επιδόσεις των συστημάτων που υιοθετούν το spread spectrum

Η τεχνολογία SS έχει πολύ καλή συμπεριφορά απέναντι σε παρεμβολές στενής ζώνης. Μία παρεμβολή στενής ζώνης μέσα στην περιοχή του σήματος βασικής ζώνης καταπιέζεται κατά τη διαδικασία αποδιεύρυνσης του φάσματος κατά τον παράγοντα κέρδους επεξεργασίας. Η ικανότητα καταπίεσης των παρεμβολών μειώνεται όσο η παρεμβολή έχει ευρυζωνικό χαρακτήρα. Η τεχνική SS δεν παρουσιάζει κανένα όφελος απέναντι στον λευκό θόρυβο. Ωστόσο η μείωση του ρυθμού των bit αυξάνει την ενεργεία κάθε απεσταλμένου ψηφίου και συνεπώς βελτιώνεται η συμπεριφορά της ζεύξης όταν εμφανιστεί θορυβώδης παρεμβολή στο δίαυλο.

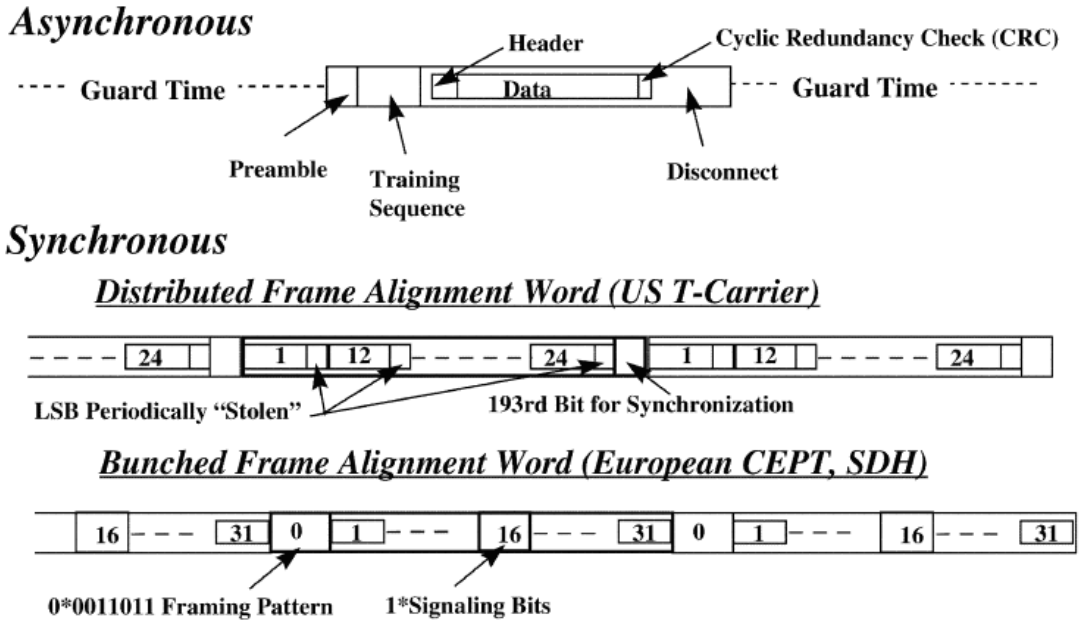
Επίσης, λόγω της ιδιότητας της τεχνολογίας spread spectrum να συσχετίζει το σήμα λήψης με την τοπική PN ακολουθία προσφέρει εγγενή δυνατότητα απόρριψης σημάτων που καταφθάνουν στο δέκτη με καθυστέρηση πολυόδου διαδόσεως. Καταπιέζονται έτσι φαινόμενα ηχούς στο δίαυλο.

Τέλος, τα συστήματα SS προσφέρουν κάποια προστασία στην υποκλοπή, διότι οι άλλοι χρήστες του φάσματος δεν γνωρίζουν εκ των προτέρων τη γεννήτρια PN ακολουθία. Χρήση πολύ μεγάλων ταχυτήτων chip και πολύ μεγάλων ακολουθιών PN, σε κόστος βέβαια της πολυπλοκότητας του συστήματος, κάνουν το μεταδιδόμενο σήμα να ομοιάζει στο θόρυβο και συνεπώς το καθιστούν δύσκολα ανιχνεύσιμο. Παρ' όλ' αυτά το spread spectrum έχει αυξημένες απαιτήσεις σε εύρος ζώνης και μεγαλύτερη πολυπλοκότητα του συστήματος που απαιτείται για διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση των σημάτων.

3.5.3 Συγχρονισμός

Οι ραδιοζεύξεις υιοθετούν και σύγχρονους και ασύγχρονους τρόπους συγχρονισμού πλαισίων όπως φαίνεται στο σχ. 3.47. Ασύγχρονη πλαισίωση υιοθετείται σε συστήματα TDMA, όπως διευκρινίζεται στο σχήμα. Σε κάθε συνδρομητή ορίζεται μια χρονική σχισμή στην οποία πρέπει να εκπεμφθούν τα δεδομένα. Λόγω των διαφορών στην απόσταση από τον πομποδέκτη του σταθμού βάσης (BTS), ένα κινητό τερματικό (MS) δεν μπορεί να εγγυηθεί ακριβώς το χρόνο άφιξης των δεδομένων του.

Σε γενικές γραμμές, ένα MS θα μπορούσε να ξέρει τη θέση του (π.χ. από το GPS) και τη θέση του BTS από την ταυτότητα των εκπομπών που μεταδίδει σε ένα πιλοτικό κανάλι. Εάν αυτές οι θέσεις είναι γνωστές μέσα σε μια ακτίνα, για παράδειγμα, 100 μέτρων, η αβεβαιότητα του χρόνου της άφιξης στο BTS θα ήταν 300–600 ns. Κανονικά, ο ασφαλής χρόνος μεταξύ των χρονοσχισμών TDMA απεικονίζει τον λόγο της μεγίστης προς την ελάχιστη έκταση στην οποία εκτείνονται τα διάφορα MS, ο οποίος μπορεί να είναι μερικά χιλιόμετρα και τα οποία αντιστοιχούν σε 5 έως 15 μικροδευτερόλεπτα αβεβαιότητα στην καθυστέρηση διάδοσης. Τα MS θα μπορούσαν, πάλι σε γενικές γραμμές, να ρυθμίσουν το χρόνο μετάδοσής του ώστε να φθάσουν τα δεδομένα τους μέσα σε ένα παράθυρο 6 sec έναντι ενός παραθύρου 15 sec, που μειώνει την ανώτερη τιμή του χρόνου ασφαλείας. Γενικά πάντως, τα SDRs που εξοπλίζονται με δέκτες GPS και με αναφορές συγχρονισμού ακρίβειας θα μπορούν να λειτουργούν πολύ καλά με έναν τέτοιο ενισχυμένο τρόπο συγχρονισμού.



Σχήμα 3.47: Συγχρονισμός της ροής των δεδομένων.

Αλλά στην πράξη, πρέπει το κόστος των MS να κρατηθεί χαμηλό. Κατά συνέπεια, τα βραχυπρόθεσμα MS γενικά δεν θα είναι εξοπλισμένα με έναν δέκτη GPS πάνω τους και έτσι θα στερηθούν το κύκλωμα συγχρονισμού και τη βαθμονόμηση (calibration), στοιχεία απαραίτητα για να ελεγχθεί μια μετάδοση μέσα σε μερικές εκατοντάδες ns. Επιπλέον, δεν θα ήθελε κανείς να σπαταλάει την ικανότητα της επεξεργασίας του MS του (και ως εκ τούτου ισχύ από την μπαταρία του) για να υπολογίζει συνεχώς την ακριβή απόστασή του από το BTS. Κατά συνέπεια, μεταξύ των χρονικών στιγμών μετάδοσης στο TDMA απαιτούνται αρκετά μεγάλοι χρόνοι ασφαλείας (Guard Time στο σχήμα 3.47).

Η σύγχρονη μετάδοση φαίνεται επίσης στο σχ. 3.47. Λέξεις ευθυγράμμισης πλαισίων εκπέμπονται περιοδικά για να εξασφαλίσουν την κατάλληλη πλαισίωση του λαμβανόμενου συρμού bits. Στο σχήμα παρουσιάζονται δύο μέθοδοι σύγχρονου τρόπου μετάδοσης. Στην μια περίπτωση περιοδικά ένα LSB δεδομένων «κλέβεται» και μεταδίδεται στην αρχή ενός πλαισίου, διορθώνοντας έτσι τα χρονικά κενά, λόγω της καθιστέρησης διάδοσης. Στην άλλη περίπτωση μία μοναδική οκτάδα bits με συγκεκριμένη γνωστή μορφή στον δέκτη, μεταδίδεται στο μέσο του πλαισίου δεδομένων.

Ο δέκτης, αφού αναγνωρίση την ακολουθία αυτή, μπορεί να γνωρίζει την χρονική διαφορά του από τον πομπό.

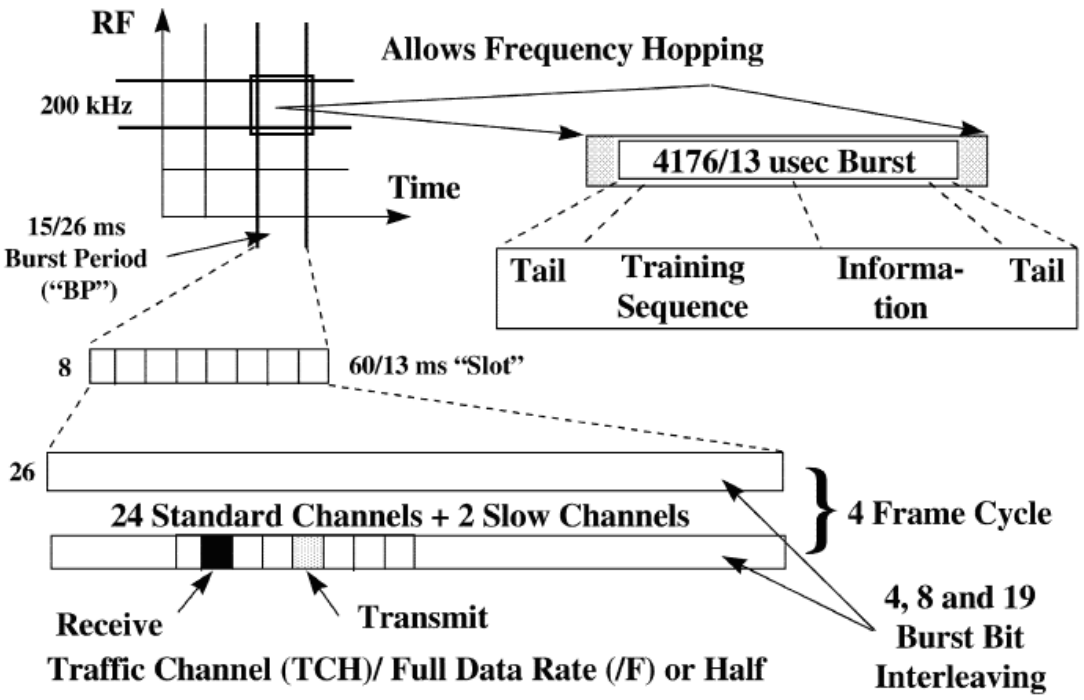
Η σύγχρονη πλαισίωση έχει υιοθετηθεί ευρέως στα επίγεια από σημείο σε σημείο μικροκυματικά συστήματα. Αυτά τα μεγάλης χωρητικότητας συστήματα κορμού, που αποτελούν την ραχοκοκαλιά των επικοινωνιών, χρησιμοποιούν συγκεκριμένο φάσμα RF σε προκαθορισμένες επίγειες διαδρομές ζεύξεων για να παρέχουν μεγάλης χωρητικότητας διασυνδέσεις. Πριν από την εμφάνιση της οπτικής ίνας gigabit, αυτές οι ζεύξεις ικανοποιούσαν το μεγαλύτερο μέρος των αναγκών για χωρητικότητα των ζεύξεων των αναπτυγμένων χωρών, συμπεριλαμβανομένων των Ηνωμένων Πολιτειών. Παρά τις επενδύσεις στις οπτικές ίνες, εντούτοις οι επενδύσεις που έχουν γίνει στα μικροκυματική δίκτυα είναι σημαντικά μεγαλύτερες. Γι' αυτό, τα μικροκυματικά ραδιοεπικοινωνιακά συστήματα είναι αυτά που εντοπίζει κανείς πρώτιστα στις ανεπτυγμένες οικονομίες.

3.5.4 Πολυπλοκότητα του Equalizer

Οι σύγχρονοι equalizer απαιτούν χωρητικότητα που είναι συνάρτηση του ρυθμού δεδομένων, της φασματικής αποδοτικότητας της διαμόρφωσης (bits ανά Hz) και του ρυθμού αλλαγής της δομής πολλαπλών διαδρομών. Ένα φέρον U.S. T3, παραδείγματος χάριν, λειτουργεί στα 45 Mbps. Με διαμόρφωση QPSK, ο ρυθμός δεδομένων που υποστηρίζεται είναι 22.5 M σύμβολα καναλιού ανά δευτερόλεπτο. Ένας tapped-delay-line equalizer μπορεί, διαβάζοντας το κανάλι, να εκτιμήσει την απόκριση του καναλιού στο πεδίο της καθυστέρησης. Δηλαδή διαμερίζοντας την καθυστάρηση μπορεί και ανιχνεύει τις χρονικές στιγμές στις οποίες αφικνύονται μέσω multipath, είδωλα προηγούμενα εκπεμπομένων συμβόλων. Με αυτό τον τρόπο ακυρώνει τα είδωλα αυτά, προλαμβάνοτας την διασυμβολική παρεμβολή (ISI). Προκειμένου να αρχικοποιηθεί ένας equalizer tapped-delay-line, πρέπει να αντιστραφεί ένας πίνακας ικανός να χωρέσει την διαδιδόμενη καθυστέρηση, τυπικά τουλάχιστον 30 στοιχείων. Η αντιστροφή ενός πίνακα 30x30 απαιτεί N^3 συνεχόμενους πολλαπλασιασμούς. Τα προκύπτοντα βάρη για τα στοιχεία κάθε γραμμής πρέπει να εφαρμοστούν σε κάθε σύμβολο (baud). Αυτό απαιτεί

30x22,5M ή πάνω από 600M πολλαπλασιάσμούς ανά δευτερόλεπτο. Το να αντιστρέψουμε μια μήτρα 30x30 σε κάθε baud θα ήταν μία κίνηση υπολογιστικά απαγορευτική. Κατά συνέπεια, τα στοιχεία αυτής της αντιστροφής υπολογίζονται σπάνια (π.χ. μιά φορά κάθε 2 δευτερόλεπτα). Αλλά ο αντεστραμένος πίνακας ενημερώνεται αρκετά συχνά, χρησιμοποιώντας γραμμικές τεχνικές προσέγγισης, ώστε να μπορεί να ακολουθεί τη μεταβαλλόμενη κρουστική απόκριση του καναλιού. Ακόμη και η γραμμική αντιστροφή απαιτεί πρόσθετη επεξεργασία, που οδηγεί το σύνολο πέρα από τα 2 GFLOPS. Κατά συνέπεια, πολλοί equalizers στο πεδίο του χρόνου χρησιμοποιούν υβριδικούς αναλογικούς-ψηφιακούς πολλαπλασιαστές και κυκλώματα ενημέρωσης βαρών αντί για προσεγγίσεις με DSP που έχουν πιο μεγάλο υπολογιστικό φόρτο.

Οι ασύγχρονοι "συρμοί" TDMA του GSM (τα χρονικά δηλαδή σημεία μετάδοσης ή λήψης) απαιτούν ισοστάθμιση σε κάθε "συρμό" προκειμένου να προσαρμόσουν τις αλλαγές της κρουστικής απόκρισης του καναλιού από «συρμό» σε «συρμό» (σχ. 3.48). Τα πρώτης γενιάς πρότυπα AMPS μετέδιδαν ρεύματα από bits των 20 kbps κωδικοποιημένα με κώδικα Μάντσεστερ. Κατά συνέπεια, τα 1–10 μsec της καθυστέρησης διάδοσης δημιουργούσαν μικρή διασυμβολική παρεμβολή. Ο ρυθμός των δεδομένων των 270 kbps του GSM είναι τόσο υψηλός που η καθυστέρηση διάδοσης προκαλεί σημαντικό ISI. Η εξισορρόπηση ανά συρμό απαιτεί δεκάδες MFLOPS, ενώ η αποδιαμόρφωση του κωδικοποιημένου κατά Μάντσεστερ AMPS ρεύματος χαμηλού ρυθμού δεδομένων απαιτούσε μόνο μερικά MFLOPS ανά κανάλι. Η εξισορρόπηση συγκλίνει σε κάποιον αστερισμό από σήματα QAM που επιτρέπει αξιόπιστες αποφάσεις bit.

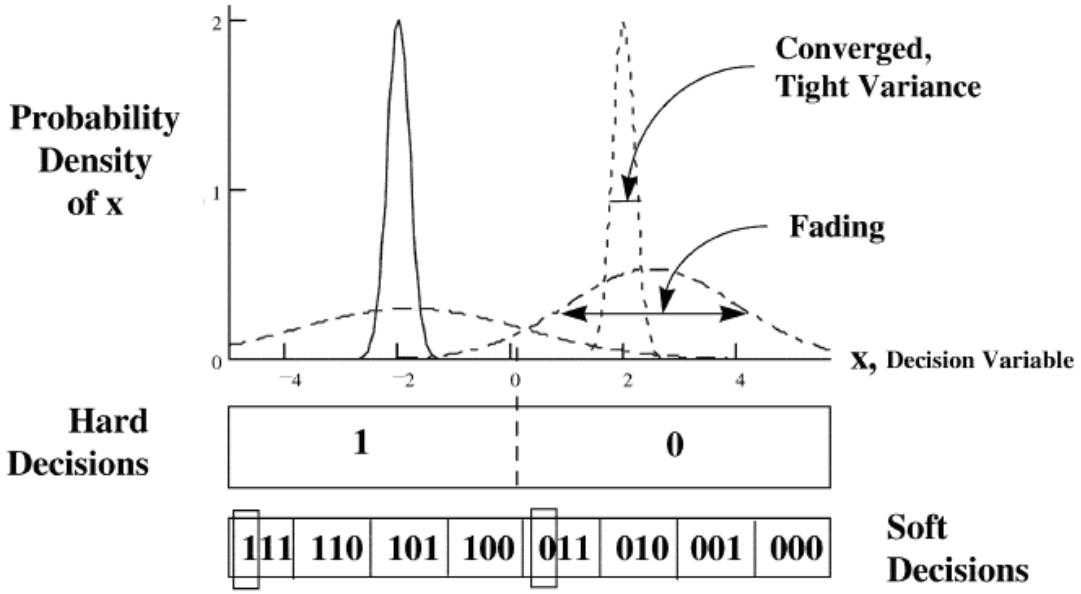


Σχήμα 3.48: Ο συγχρονισμό στο GSM.

3.5.5 Αποφάσεις αποδιαμόρφωσης

Άλλοι τύποι διαμόρφωσης, όπως το χαμηλής ταχύτητας FSK, μπορούν να βελτιωθούν χρησιμοποιώντας την αποκωδικοποίηση soft-decision. Με την αποκωδικοποίηση hard-decision, μια λογική κατωφλίου καθορίζει εάν ένα λαμβανόμενο σύμβολο αποδιαμορφώνεται στην κατάσταση 1 ή 0. Ένας αποδιαμορφωτής FSK, παραδείγματος χάριν, έχει ένα φίλτρο για το 1 και ένα φίλτρο για το 0, που αντιστοιχούν σε κάθε μια από τις εκπεμπόμενες συχνότητες. Η διαφορά στην ενέργεια μεταξύ των δύο φίλτρων είναι ένα παράδειγμα μιας παραμέτρου hard-decision. (Αυτό δεν είναι καλό παράδειγμα τέτοιου είδους παραμέτρου, αλλά η απλή μαθηματική επεξεργασία της παρακινεί τη χρήση της εδώ). Εάν η διαφορά υπερβαίνει το 0, το σύμβολο του καναλιού που θα δηλωνόταν θα ήταν το 1. Διαφορετικά, θα δηλωνόταν το 0. Η εκτίμηση του χρόνου των baud μεταβάσεων είναι προφανώς βασική για την επιτυχία μιας τέτοιας προσέγγισης. Ισχύει η υπόθεση, προς το παρόν, ότι ένα κύκλωμα αποκατάστασης συγχρονισμού έχει προσδιορίσει μια κατάλληλη χρονική θέση δειγματοληψίας και

απόφασης κοντά στη μέση του baud, στην οποία λαμβάνεται μια απόφαση bit. Αυτού του είδους ο (hard) αποκωδικοποιητής λειτουργεί καλά όταν το SNR είναι υψηλό, όπως διευκρινίζεται στο σχ. 3.49.



Σχήμα 3.49: Η hard και η soft απόφαση.

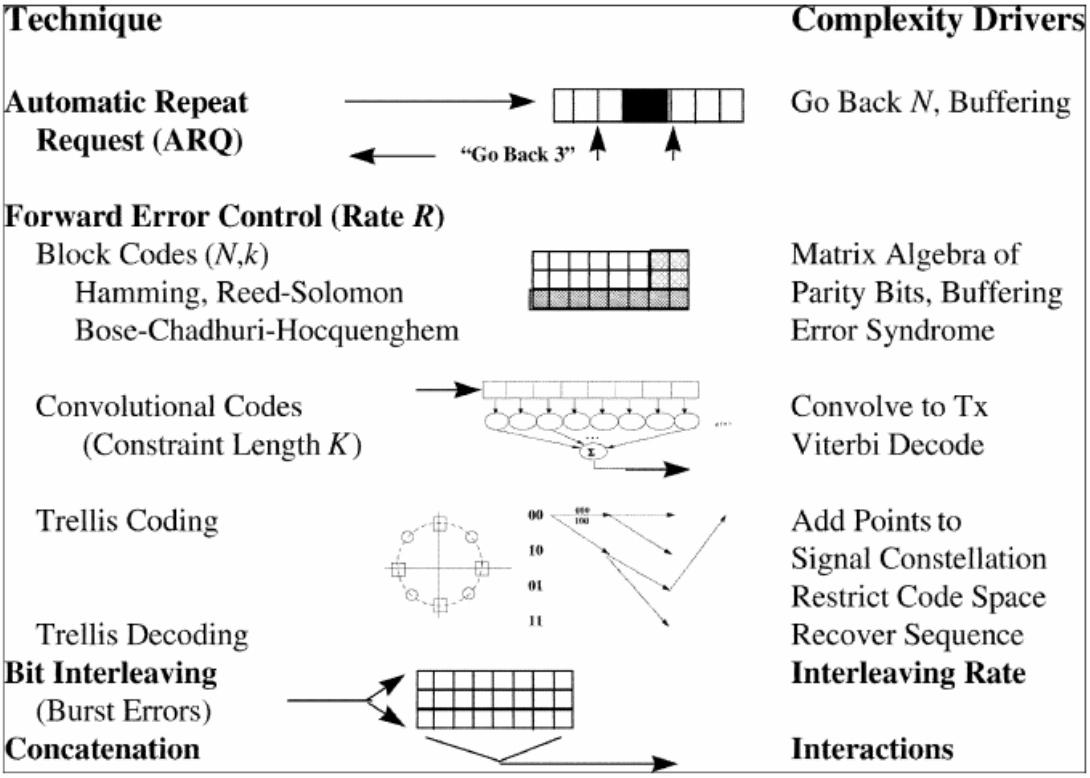
Ο άξονας–x του σχήματος αντιστοιχεί στη διαφορά της παραμέτρου απόφασης από την ιδανική τιμή της απόφασης. Σαφώς, η πιθανότητα της σημαντικής θετικής ή αρνητικής ενέργειας, είτε από το φίλτρο που αντιστοιχεί στο 1, είτε από το φίλτρο που αντιστοιχεί στο 0, παράγει δύο ομάδες τιμών εξόδου που παρουσιάζονται από τις σταθερές πυκνότητες πιθανότητας του σχήματος. Οι hard αποφάσεις είναι υπολογιστικά απλές και αποτελεσματικές σε υψηλό SNR. Ωστόσο, καθώς το κανάλι εισάγει εξασθενίσεις, οι πυκνότητες πιθανότητας γίνονται πιο διάχυτες (απλώνουν). Σημειώστε ότι η εξασθένιση στις συχνότητες των δύο φίλτρων μπορεί να μην είναι ομοιόμορφη. Αλλά π.χ. μια εξαιρετικά αρνητική ή θετική τιμή της παραμέτρου απόφασης δείχνει την σωστή αποτίμηση του bit (1 ή 0) με μικρή πιθανότητα η απόφαση να είναι λάθος. Όμως, κοντά στο κέντρο του διαστήματος απόφασης (κοντά στο 0), η κατάσταση δεν είναι τόσο σαφής. Η διαφορά των δύο φίλτρων θα μπορούσε εύκολα να βγάλει λανθασμένα συμπεράσματα έτσι ώστε η έξοδος να είναι αρνητική όταν θα έπρεπε να είναι θετική και αντιστρόφως. Το πρότυπο της soft-decision κάτω από τον άξονα-x διαιρεί το διάστημα

απόφασης σε οκτώ ίσες περιοχές. Το κύριο bit της soft decision αντιπροσωπεύει την πιο πιθανή τιμή του bit, ενώ τα επόμενα δύο μπιτ αντιπροσωπεύουν την εμπιστοσύνη σε μια τέτοια απόφαση.

Στη συνέχεια θα φανεί πώς θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν τέτοιου είδους δεδομένα που δίνονται από την soft-decision. Μια λέξη ευθυγράμμισης ομάδας πλαισίων (σύγχρονη περίπτωση) και μια ακολουθία κατάρτισης και εκπαίδευσης (ασύγχρονη περίπτωση) είναι γνωστά και δίνουν την υπόνοια για λήψη. Με άλλα λόγια αποτελούν «ίχνη» κάποιου bit. Εάν κάθε φορά παραλαμβάνεται κάποιο «ίχνος», κατά τη διάρκεια μιας ασήμαντης εξασθένισης, τότε ο κατά προσέγγιση χρόνος άφιξής του θα είναι γνωστός. Εάν 8 από τα 10 μπιτ αντιστοιχούν στο αναμενόμενο «ίχνος» και τα δύο bits που είναι λάθος, μεγιστοποιείται η α-posteriori πιθανότητα της ακολουθίας να αλλάξει τα λανθασμένα bits στην κατάλληλη κατάσταση. Το κέρδος εδώ είναι ότι ο γενικός συρμός από bits παραμένει συγχρονισμένος παρά το γεγονός της ενδεχόμενης ύπαρξης κάποιου μικρού SNR. Κατά συνέπεια, μπορεί τα δεδομένα του χρήστη να είναι χαμηλής ποιότητας, αλλά το κανάλι δεν θα πάψει να λειτουργεί σωστά, όπως θα συνέβαινε ξαφνικά στην περίπτωση του χαμένου συγχρονισμού. Ο επανασυγχρονισμός ενός συρμού από bits τυπικά απαιτεί το αντίτιμο μερικών χιλιάδων ή και εκατομμυρίων bits χαμένων δεδομένων. Κατά συνέπεια, η αποκωδικοποίηση soft-decision μπορεί να αποτελέσει μια ισχυρή τεχνική για το συγχρονισμό της διεπαφής αέρα (air interface). Παρ' όλ' αυτά, αυξάνει το υπολογιστικό φορτίο στο SDR. Στην περίπτωση της απλής hard απόφασης με την απόφαση του λογικού bit με βάση κάποιο κατώφλι, μόνο μερικές εντολές (λιγότερες από 10) χρειάζονται για να εκτελεσθεί κάθε απόφαση bit. Στην περίπτωση του αλγορίθμου soft-decision, εντούτοις, το υπολογιστικό φορτίο μπορεί να αυξηθεί 10 έως 100 φορές.

3.5.6 Πρωθύστερος έλεγχος λάθους (Forward Error Control, FEC)

Άλλες τεχνικές για τον έλεγχο λάθους φαίνονται στο σχ. 3.50. Από αυτές η απλούστερη είναι η αυτόματη αίτηση επανάληψης, Automatic repeat request (ARQ). Αυτός ο αλγόριθμος παρακολουθεί τα πακέτα, αναγνωρίζοντας εκείνα που ελήφθησαν. Τα αναγνωριστηκά μπορούν να είναι σαφή μηνύματα "ACK" από πακέτο σε πακέτο ή μπορούν να ομαδοποιηθούν σε ένα ενιαίο ACK από πολλαπλά λαμβανόμενα πακέτα ή ακόμη ο δέκτης μπορεί να πληροφορεί τον πομπό με “Go Back N” πακέτα. Η πολυπλοκότητα μιας εφαρμογής λογισμικού αυτής της τεχνικής περιλαμβάνει την παροχή αποθήκευσης για k*N πακέτα (όπου το k είναι ένας παράγοντας που απεικονίζει την συνεχόμενη ανακύκλωση των NACKed πακέτων). Περιλαμβάνει επίσης την παρακολούθηση των λαμβανόμενων πακέτων και την αναμονή για αναμετάδοση.



Σχήμα 3.50: Τεχνικές ελέγχου σφάλματος.

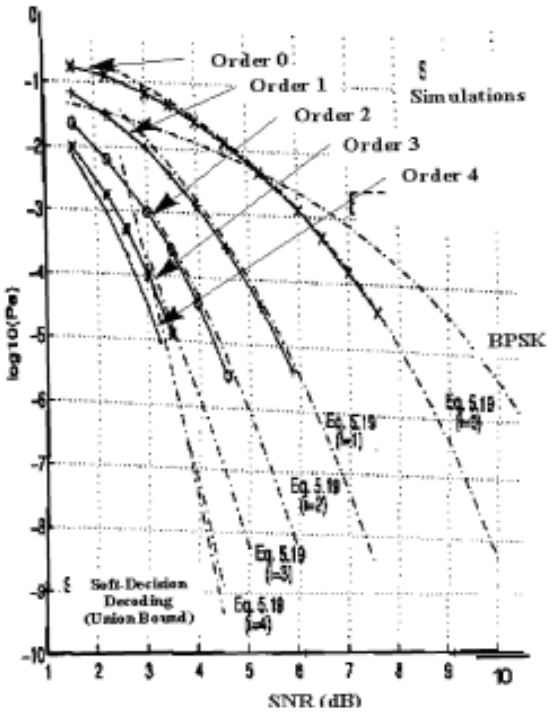
Οι Block κώδικες ενσωματώνουν κάποιο πλεονασμό στα εκπεμπόμενα πακέτα. Οι κώδικες Hamming δομούν τον πλεονασμό έτσι ώστε η θέση του bit που είναι λάθος (στην περίπτωση απλού λάθους) να υπολογίζεται με βάση κάποια ένδειξη λάθους. Έτσι, η γνώση με βάση την οποία το bit είναι λάθος επιτρέπει σε εκείνο το μοναδικό bit να διορθωθεί. Πιο ισχυροί κώδικες περιλαμβάνουν το Reed–Solomon και τους κώδικες BCH. Αυτοί οι κώδικες απαιτούν πολυωνυμικό πολλαπλασιασμό και διαίρεση, τόσο για την δημιουργία όσο και για την αποκωδικοποίηση των προστατευμένων πακέτων. Κατά συνέπεια, αυτοί οι κώδικες μπορούν να εφαρμοστούν σε ένα σύνολο από τσιπ που προορίζεται για κάτι τέτοιο ή σ' έναν συνεπεξεργαστή κάποιου ASIC. Οι συνελικτικοί κώδικες παρεμβάλλουν bits ισοτημίας που παράγονται με τη διαίρεση της ροής των δεδομένων με ένα σταθερό και προκαθορισμένο πολυώνυμο. Ο μέγιστος α-posteriori αποκωδικοποιητής μπορεί να εφαρμοστεί χρησιμοποιώντας τη λογική κατωφλίου όπως πρωτοαποδείχτηκε από τον A.Viterbi, από τον οποίο αυτή η τεχνική αποκωδικοποίησης πήρε και το όνομά της.

Υπάρχει συνήθως ένας κακός συνδυασμός μεταξύ της δομής της ροής των bits των συνελικτικών κωδίκων και της δομής των τσιπ DSP. Οι συνελικτικοί κώδικες λειτουργούν καλύτερα όταν το πολυώνυμο έχει τάξη με πρώτο αριθμό. Αυτό οδηγεί στη χρήση καταχωρητών ολίσθησης (feedback shift registers) με, παραδείγματος χάριν, 11, 17 ή 23 μπιτ. Αυτές οι τιμές δεν είναι ιδιαίτερα σύνθετες δυνάμεις του 2 για το μήκος εντολής ενός DSP. Κατά συνέπεια, το πακετάρισμα και το απο-πακετάρισμα του ρεύματος των bits καταναλώνουν πολλούς υπολογιστικούς πόρους. Πάλι, για την πραγματοποιήση λιγότερου μεγέθους, βάρους, και ισχύος τέτοιων κωδίκων θα χρησιμοποιήθουν τυπικά FPGAs ή ψηφιακά ASICs.

Οι κώδικες Trellis συνδυάζουν επιπλέον την κωδικοποίηση και την αποκωδικοποίηση στην QAM για την καλύτερη απόδοση, εν αντιθέση με τους συνελικτικούς και block κώδικες που χαρακτηρίζονται από το υψηλό κόστος της αυξανόμενης πολυπλοκότητας.

3.5.7 Εξισορρόπηση της πολυπλοκότητας που εισάγει η προστασία λάθους

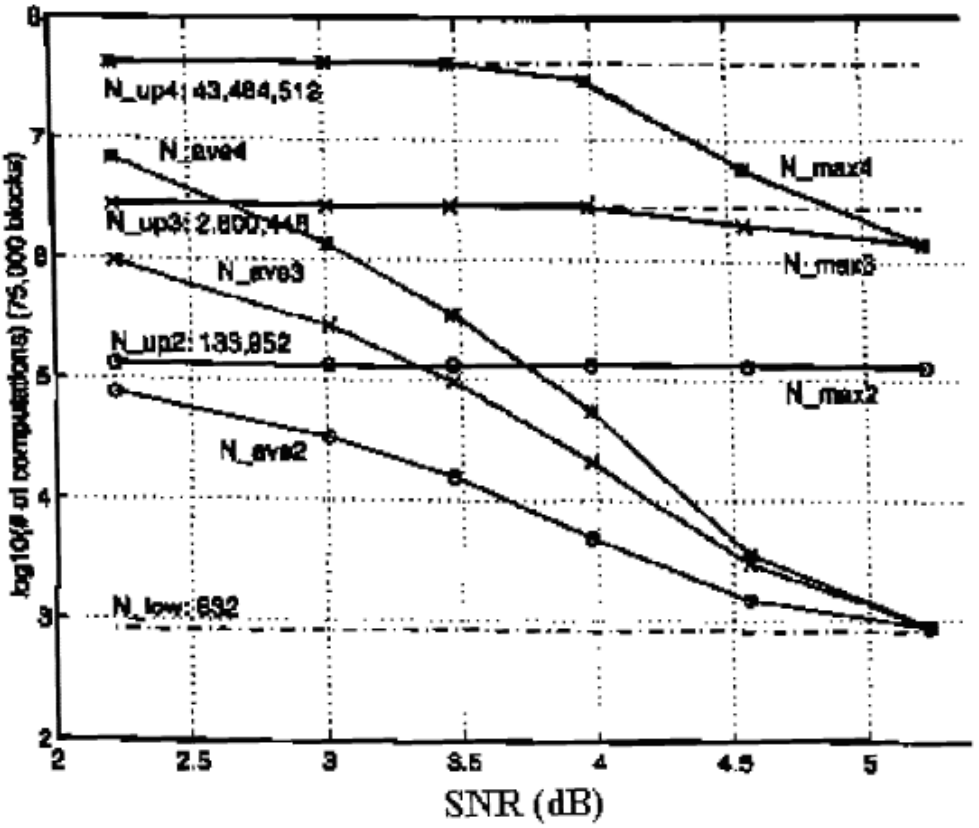
Εκτός από αυτές τις καθιερωμένες τεχνικές FEC, η ερευνητική βιβλιογραφία προσφέρει αλγορίθμους για περαιτέρω βελτιώσεις, με κόστος πάλι την αυξανόμενη πολυπλοκότητα. Οι Fossorier και Lin, παραδείγματος χάριν, περιγράφουν μια μέθοδο soft-decision αποκωδικοποίησης βασισμένη σε αρχές της στατιστικής. Όπως φαίνεται στο σχ. 3.51, υπάρχει σημαντική βελτίωση σε σχέση με τις συμβατικές τεχνικές μέσω των προτεινόμενων μεθόδων. Μια καμπύλη του BPSK για το BER προς το SNR παρουσιάζεται ως αναφορά. Οι λεπτομέρειες του αλγορίθμου δεν είναι σημαντικές από την σκοπιά του SDR. Αυτή η τεχνική αποκωδικοποίησης μπορεί να θεωρηθεί σαν ένα μαύρο κουτί που παράγει βελτιώσεις στο BER για ένα δεδομένο SNR ως συνάρτηση της τάξης της τεχνικής αποκωδικοποίησης. Όσο υψηλότερη είναι η τάξη τόσο χαμηλότερο το BER. Όπως διευκρινίζεται στο σχ. 3.52, εντούτοις, οι υπολογιστικές απαιτήσεις για υψηλότερης τάξης μέθοδο μπορούν να είναι σημαντικές. Σε αυτήν την περίπτωση, υπάρχει μια διαφορά μεγέθους μεγαλύτερη από τέσσερεις φορές μεταξύ του αποκωδικοποιητή υψηλής τάξης στις χειρότερες συνθήκες SNR και του αποκωδικοποιητή χαμηλής τάξης στις καλύτερες συνθήκες SNR. Εκτός από την αλλαγή στην πολυπλοκότητα από τη μια τάξη αποκωδικοποιητή στην άλλη, υπάρχει και μια αλλαγή της υπολογιστικής πολυπλοκότητας που οφείλεται στο SNR.



Σχήμα 3.51: Προστασία από λάθη συναρτήσει της πολοπλοκότητας του αλγόριθμου.

Πρέπει όμως να ληφθεί υπόψιν το γεγονός ότι δεν χρειάζονται όλοι οι χρήστες τη μέγιστη προστασία που διατίθεται από το FEC, την αποκωδικοποίηση soft-decision και τον πιο σύνθετο αποκωδικοποιητή. Σε μια τυπική εφαρμογή κυψελωειδούς συστήματος, παραδείγματος χάριν, το 20% των χρηστών είναι τόσο κοντά στο κέντρο της κυψέλης ή έχουν τόσο ευνοϊκό multipath, που έχουν υπερβολικό SNR. Έτσι αυτοί μπορούν να υπόκεινται σε μείωση της ισχύος τους μέσω τεχνικών διαχείρισης ισχύος. Επίσης ένα 40 τοις εκατό των χρηστών μπορούν να βρίσκονται στις ονομαστικές συνθήκες SNR. Μόνο το υπόλοιπο 20% μπορεί να χρειαστεί αύξηση του BER. Συνεπώς, μια εφαρμογή SDR που παρέχει μεγάλη ικανότητα επεξεργασίας, μπορεί να διοχετεύσει αυτή την ικανότητα σ' εκείνους τους χρήστες που την χρειάζονται. Στο σχεδιασμό συστήματος SDR, πρέπει να προσδιοριστεί εκ των προτέρων η έκταση της υπολογιστικής απαίτησης που οι αλγόριθμοι ελέγχου λάθους θα παρουσιάσουν στο DSP. Εάν η τοπολογία διασύνδεσης είναι αρκετά εύκαμπτη, η ικανότητα πρέπει να επανακατανείμεται μεταξύ των χρηστών ανάλογα με τις ανάγκες, οι οποίες πότε αυξάνονται και πότε μειώνονται κατά τη διάρκεια του χρόνου. Αυτό που ουσιαστικά συμβαίνει είναι ότι σε εκείνους τους χρήστες που ήταν

προηγουμένως σε μειονεκτική θέση, παρέχονται καλύτερες υπηρεσίες πληροφοριών λόγω της καλυτέρευσης της σχέσης BER - SNR.

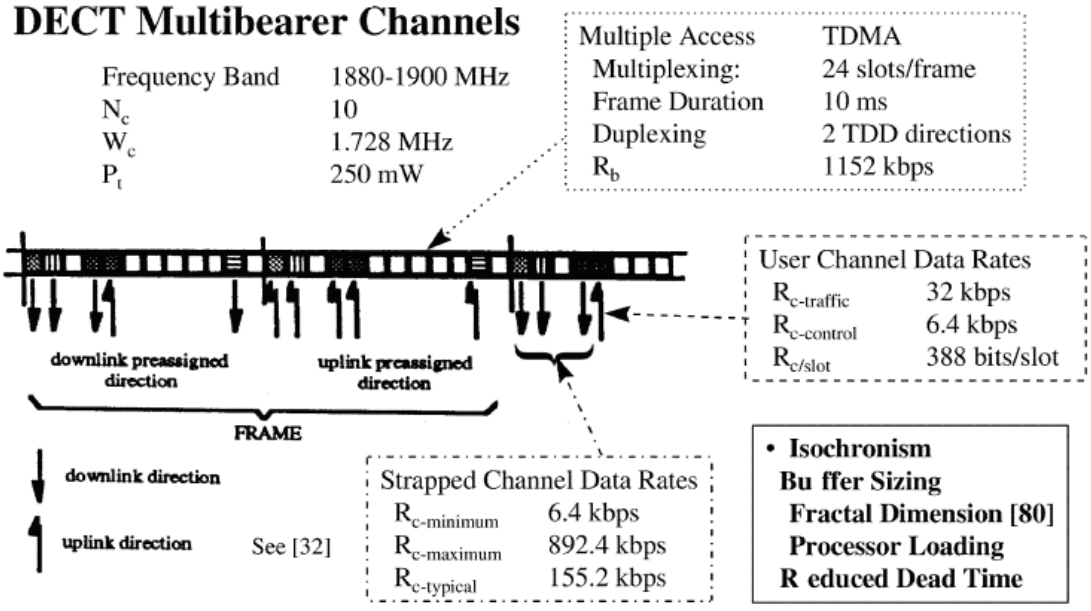


Σχήμα 3.52: Υπολογιστικές απαιτήσεις συναρτήσει του SNR κάθε αλγορίθμου.

3.5.8 Πολλαπλοί ρυθμοί δεδομένων

Τα πρότυπα των εμπορικών και στρατιωτικών δικτύων, στη λίστα πρωτοκόλλου ISO/OSI των επτά στρωμάτων, μπορούν να γίνουν κατανοητά περαιτέρω λόγω των περιορισμών που θέτουν στους κόμβους του SDR. Το 1997, μερικά δίκτυα GSM διέθεταν δύο χρονοσχισμές TDMA για το fax και τη μεταφορά αρχείων, για μια ρυθμοαπόδοση δικτύου 14,4 kbps. Το 1998, η Ericsson επίδειξε ρυθμούς δεδομένων 115 kbps χρησιμοποιώντας το General Packet Radio Service (GPRS), χρησιμοποιώντας την ομαδοποίηση καναλιών. Κάθε κανάλι GSM προσφέρει 13,3 kbps φωνής, ή 14, 4 kbps διακίνηση δεδομένων όταν συμπιέζονται κατάλληλα. Οκτώ τέτοια κανάλια TDMA αντιστοιχούν σε ένα φέρον RF, που μπορεί να υποστηρίξει 14,4 x 8 ή 115,2 kbps.

Το σχέδιο καναλιών πολλαπλού φέροντος (multibearer) DECT που φαίνεται στο σχ. 3.53 χρησιμοποιεί μεταβλητούς ρυθμούς δεδομένων και βασίζεται στην ομαδοποίηση καναλιών. Κανάλια ενώνονται μαζί για να μεταφέρουν bits ξεχωριστών καναλιών παράλληλα, άμεσα και γρήγορα, αυξάνοντας έτσι την αποτελεσματικότητα του εύρους ζώνης από ένα βασικό ρυθμό ανά χρήστη 32 kbps σε ένα εύρος τιμών από 6,4 kbps έως 892 kbps, ρυθμοί ικανοποιητικοί για το διαδίκτυο, τις εφαρμογές πολυμέσων και τις εφαρμογές video-τηλεσυνεδριάσεων.



Σχήμα 3.53: Αλλαγή ρυθμού στο κανάλι.

Ο αντίκτυπος αυτού στο SDR φαίνεται επίσης στο σχήμα. Πρέπει να διατηρηθεί ισοχρονισμός στους συρμούς δεδομένων (data paths). Μια αρχιτεκτονική DSP σχεδιασμένη να υποστηρίξει το πολύ 32 kbps μπορεί να μην είναι σε θέση να υποστηρίξει πάνω από 892 kbps ανά συνδρομητή χωρίς να γίνουν βελτιστοποιήσεις στον κώδικα των συσκευών I/O ή νέες διασυνδέσεις υλικού (hardware). Επιπλέον, το μέγεθος του buffer πρέπει να αυξηθεί για να διευθετήσει μεγαλύτερα ποσά δεδομένων ανά σταθερό διάστημα επεξεργασίας. Η φόρτωση του επεξεργαστή θα αυξηθεί επίσης για να πετύχει τις απαιτήσεις του αλγορίθμου ομαδοποίησης καναλιών. Γενικά, η φόρτωση επεξεργαστών για ένα πολυδιαυλικό σύστημα δεν θα αυξηθεί πολύ λόγω της ομαδοποίησης των καναλιών, εάν ο συνολικός ρυθμός δεδομένων όλων των ομαδοποιημένων καναλιών δεν υπερβαίνει το συνολικό ρυθμό δεδομένων όλων των μη ομαδοποιημένων καναλιών. Αλλά το DECT σχεδιάστηκε αρχικά ως σύστημα ενός χρήστη ανά συσκευή για την ασύρματη τηλεφωνία. Επομένως, οι αρχιτεκτονικές επεξεργασίας βελτιστοποιημένες για τους τυποποιημένους ρυθμούς του DECT δεν μπορούν να προσαρμόσουν την ομαδοποίηση καναλιών. Η αρχιτεκτονική SDR για έναν σταθμό βάσης DECT θα μπορούσε να βελτιωθεί, ώστε για κάποιο συνολικό ρυθμό δεδομένων (π.χ. για N χρήστες) να υποστηρίζει και την ομαδοποίηση καναλιών για μερικούς χρήστες.

4

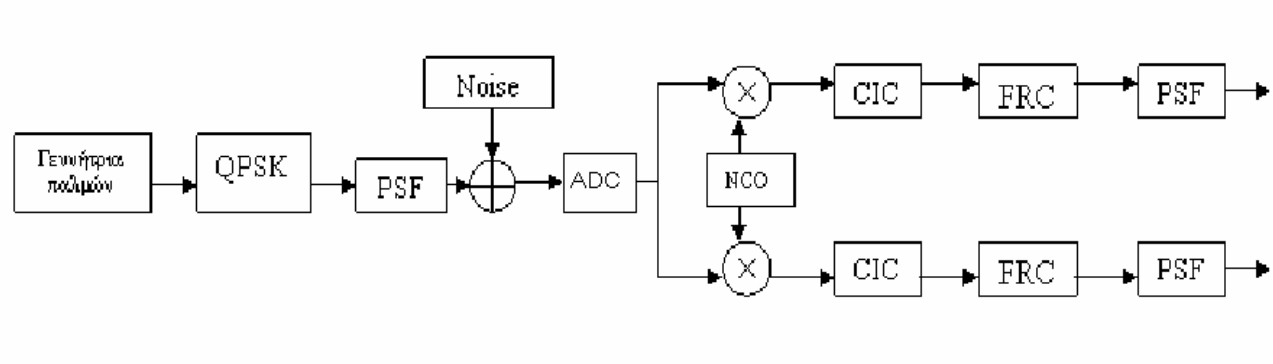
4.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο που ακολουθεί έγινε μία σημαντική προσπάθεια εφαρμογής της θεωρίας στην πράξη. Πιο συγκεκριμένα δημιουργήθηκαν διάφορα προγράμματα, στη προσπάθεια να εξομοιώσουμε το τελευταίο τμήμα της IF βαθμίδας ενός υπερετερόδυνου δέκτη του SDR, το τμήμα δηλαδή που είναι υπεύθυνο για την μετατόπιση της συχνότητας του φέροντος από την τελευταία ενδιάμεση συχνότητα στην βασική ζώνη. Για το σκοπό αυτό έγινε χρήση του MATLAB, στο οποίο δημιουργήθηκαν και χρησιμοποιήθηκαν διάφορες συναρτήσεις πέρα από αυτές που προσφέρει το ίδιο το πρόγραμμα.

Πολλές είναι οι παράμετροι που πρέπει να λάβει κανείς υπόψιν του και οι οποίες καθιστούν το τμήμα αυτό ιδιαίτερα πολύπλοκο. Αυτό άλλωστε θα φανεί και παρακάτω από την πυκνότητα των προγραμμάτων και την πολύπλοκη αλληλεξάρτηση που αυτά έχουν. Από τις εξόδους κάθε υποβαθμίδας του τμήματος αυτού που εξομοιώνουμε προκύπτουν διάφορα διαγράμματα για τη μορφή του σήματος, είτε στο πεδίο του χρόνου είτε στο πεδίο της συχνότητας. Αυτά θα μας βοηθήσουν ιδιαίτερα στην εξαγωγή χρήσιμων συμπερασμάτων για την εξομοίωσή μας.

Όπως ίσως να κατάλαβε κανείς με την παραπάνω αναφορά μας σε υποβαθμίδες του τμήματος αυτού, είναι λογική η υποδιαίρεση της υλοποίησης αυτού του τμήματος της IF βαθμίδας σε μικρότερες υποβαθμίδες τόσο για την καλύτερη κατανόηση όσο και για την διευκόλυνση της υλοποίησής της σε software. Ακολουθεί λοιπόν ένα διάγραμμα (σχ. 4.1) που δείχνει τί περιλαμβάνει η εξομοίωσή μας σε στάδια, καθώς επίσης και μια μικρή επεξήγηση αυτών, πριν αναφερθούμε αναλυτικά για το καθένα, τόσο όσον αφορά

την υλοποίησή του όσο και στη θεωρία που κρύβεται πίσω από όλα αυτά, η οποία εξηγεί ταυτόχρονα και την ανάγκη που οδήγησε στην ύπαρξη και την χρησιμοποίησή τους.



Σχήμα 4.1: Τα τμήματα της εξομοίωσης

Το πρώτο τμήμα του παραπάνω διαγράμματος αναφέρεται ουσιαστικά στην δημιουργία της εισόδου. Πρέπει στο σημείο αυτό να επισημάνουμε ότι η δημιουργία της εισόδου έχει μία ιδιαιτερότητα, αφού το σήμα που έχει ληφθεί από την κεραία έχει περάσει από την RF βαθμίδα και από μία ή περισσότερες αναλογικές IF βαθμίδες, οπότε έχει μια συγκεκριμένη μορφή. Επίσης ακολουθεί και ένα συγκεκριμένο τρόπο διαμόρφωσης. Εδώ το σήμα μας θα ακολουθεί την QPSK διαμόρφωση. Για χάριν ευκολίας δεν έγινε multimode εξομοίωση, αλλά αυτό δεν αποτελεί πρόβλημα καθώς πολύ εύκολα γίνεται αυτή η επέκταση, λόγω της παραμετρικότητας και γενικότερα του τρόπου με τον οποίο δημιουργήθηκαν τα προγράμματα της εξομοίωσης αυτής. Στη μορφή του σήματος πρέπει να συμπεριλάβουμε επίσης και το πλήθος των καναλιών, γιατί όπως έχει αναφερθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο ο δέκτης λαμβάνει όλα τα κανάλια και στη συνέχεια επιλέγει το κανάλι ανάλογα με την εφαρμογή που επιθυμεί ο χρήστης. Στη συνέχεια ακολουθεί το τμήμα της μίξης με την χρήση ενός NCO, όπως είδαμε και στο προηγούμενο κεφάλαιο. Εδώ θα γίνει χρήση της μεθόδου LookUpTable (LUT), για την υλοποίηση του αριθμητικού ταλαντωτή. Αφού χωριστεί το QPSK σήμα στο ημίτονο και στο συνημίτονο ακολουθεί μία παράλληλη επεξεργασία των δύο αυτών συνιστωσών του σήματος μέσα από μία σειρά φίλτρων, που το καθένα όμως υπηρετεί μία συγκεκριμένη σκοπιμότητα. Το CIC φίλτρο είναι ουσιαστικά μία ολόκληρη βαθμίδα από

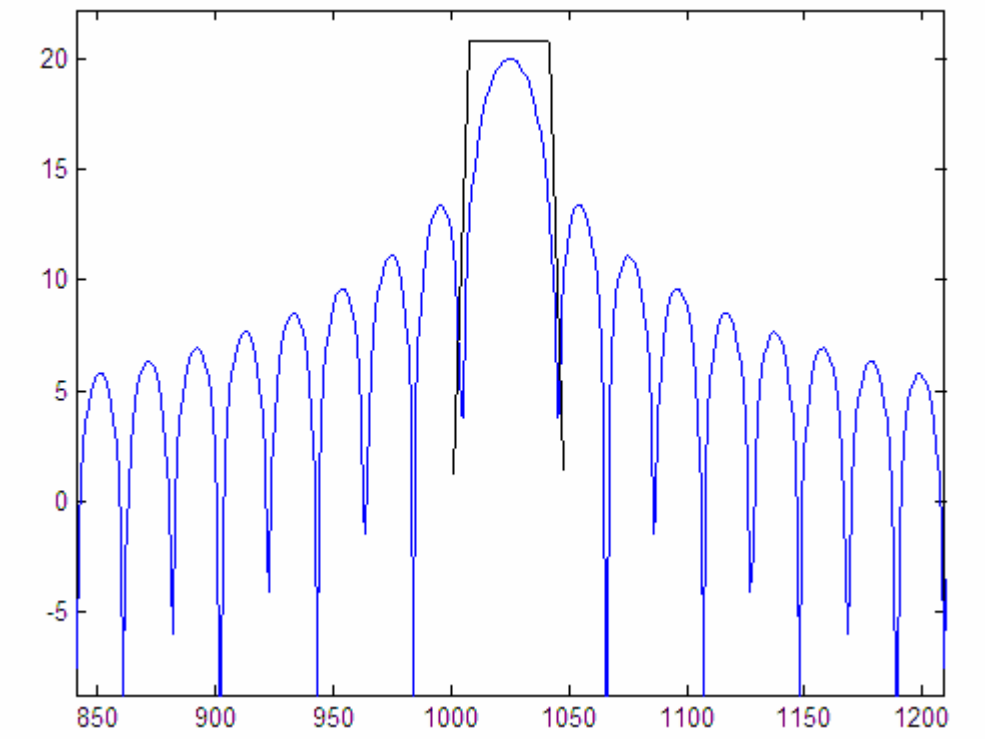
3 CIC φίλτρα, που το καθένα μαζί με το φιλτράρισμα κάνει και decimation ή interpolation (παράγραφος 3.4.1). Λεπτομέρειες αναφέρονται παρακάτω στη σχετική παράγραφο. Ο Fractional Rate Converter βασίζεται στις ίδιες αρχές που ακολουθεί και ο CIC, όσον αφορά την υλοποίησή του. Τέλος υπάρχει και ένα Pulse Shape Filter που είναι το ίδιο με αυτό στη δημιουργία του σήματος. Σε πραγματικά συστήματα υπάρχει ένα τέτοιο φίλτρο στον πομπό (εδώ στη δημιουργία του σήματος) και ένα ίδιο στο δέκτη (εδώ στο τέλος της IF βαθμίδας που εξομοιώνουμε) και εισάγεται για να αναιρέσει το σφάλμα που εισάγεται στον πομπό από την μη τελειότητα του παλμού. Έτσι τελικά το σήμα μας έχει μια μορφή που μοιάζει πάρα πολύ με τη μορφή που αυτό είχε πριν την είσοδό του στο μίκτη. Η κάθε υποβαθμίδα αναλύεται ξεχωριστά σε ειδική παράγραφο παρακάτω. Μετά την υλοποίηση και του τελευταίου κομματιού του τμήματος αυτού της IF βαθμίδας, υπάρχει μία συνάρτηση απόφασης η οποία εξάγει από την κυματομορφή του σήματος τα bits της καθαρής πληροφορίας όπως αυτά ήταν στην είσοδο. Η χρήση της βοηθάει στην σύγκριση της πληροφορίας πριν και μετά την IF βαθμίδα στο τμήμα του οποίου γίνεται η εξομοίωση. Προφανώς τα bits θα πρέπει να είναι ταυτόσημα ώστε η εξομοίωσή μας να μην αλλοιώνει την πληροφορία του σήματος. Πράγματι όπως θα φανεί και από τα αντίστοιχα διαγράμματα, κάτι τέτοιο δεν συμβαίνει, ακόμα και όταν μεταβάλλουμε κάποιες παραμέτρους, μέχρι βέβαια κάποιου σημείου. Οι παράμετροι αυτοί θα είναι ο θόρυβος και ο αριθμός των καναλιών.

4.2 Δημιουργία της εισόδου

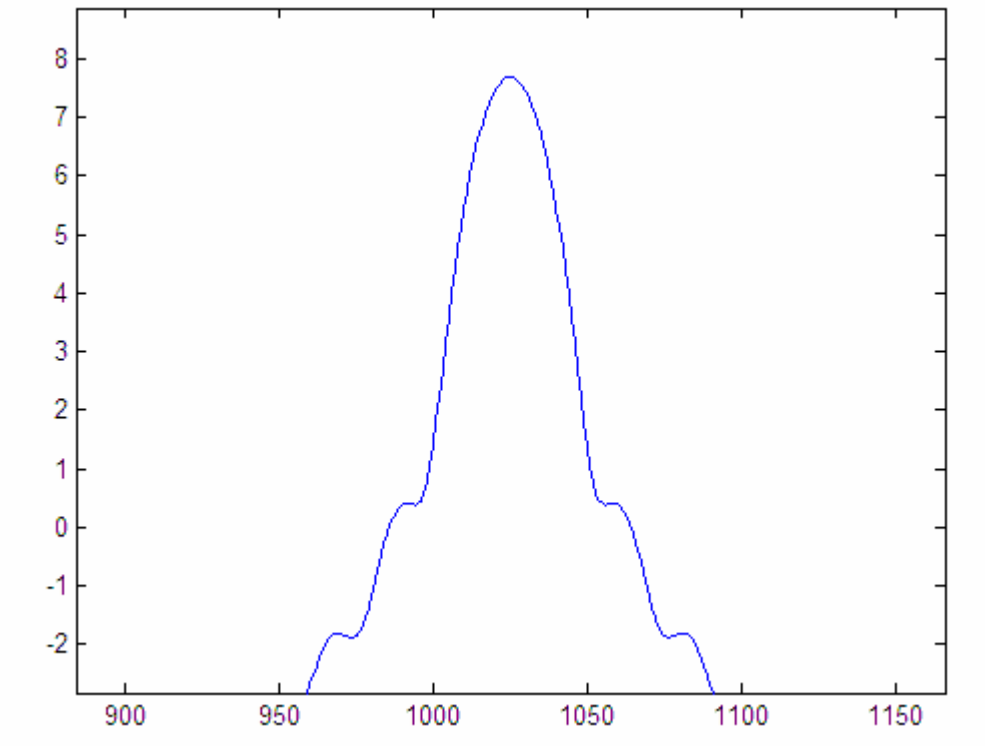
Το σήμα στην QPSK διαμόρφωση έχει ως γνωστών την εξής μορφή:

$$S = A\cos(2\pi ft + \varphi 1) + A\sin(2\pi ft + \varphi 2), \quad (4.1)$$

όπου f είναι η συχνότητα του φέροντος και τα φ1, φ2 είναι οι φάσεις που περιλαμβάνουν την χρήσιμη πληροφορία, δηλαδή τα bits με κάποια βέβαια αντιστοίχιση, π.χ. το 0 στις π μοίρες και το 1 στις –π. Έτσι ένα σύμβολο QPSK αντιστοιχεί σε 2 bits. Στο αρχικό πρόγραμμα new_input.m δημιουργούμε τυχαία (με την συνάρτηση rand) 240 bits, τα οποία και αποθηκεύουμε για την σύγκριση των αποτελεσμάτων μας στο τέλος της εξομοίωσης. Με τη συνάρτηση pskmode, θέτοντας τις κατάλληλες παραμέτρους, κωδικοποιούμε αυτά τα bits ανά ζεύγη ώστε να αντιστοιχούν στους κατάλληλους αστερισμούς της QPSK διαμόρφωσης. Στο τέλος του προγράμματος αυτού, φιλτράρουμε τα bits με ένα raised cosine φίλτρο (την τετραγωνική ρίζα αυτού), κρατώντας μόνο τον κύριο λοβό που περιλαμβάνει ουσιαστικά ολόκληρη την πληροφορία και αποκόπτοντας τους πλευρικούς (σχ. 4.2).



(α)



(β)

Σχήμα 4.2: Το φάσμα ενός bit (α) στην είσοδο και (β) στην έξοδο ενός raised cosine φίλτρου.

Περισσότερα για Pulse Shape φίλτρα αναφέρονται σε ιδική παράγραφο παρακάτω. Την new_input.m καλεί η συνάρτηση global_fin_input.m η οποία είναι υπεύθυνη για να φέρει το σήμα στην τελική μορφή, περνώντας την πληροφορία των bits μέσα σε ημίτονα και συνημίτονα. Για το σκοπό αυτό καλεί και μία άλλη συνάρτηση που υλοποιήσαμε, την polla_cos_sin.m, η οποία δημιουργεί πολλά ημίτονα και συνημίτονα σε συχνότητες, ανάλογα με τα κανάλια που θέλουμε να συμπεριλάβουμε στο σύστημά μας. Ο αριθμός των ημιτόνων που ταυτίζεται με τον αριθμό των καναλιών θα αποτελέσει παράμετρος που θα διαφοροποιείται για την εξαγωγή χρήσιμων συμπερασμάτων. Προς το παρών θα θεωρήσουμε την ύπαρξη μόνο ενός καναλιού, αυτού που μας ενδιαφέρει. Στην παραδοχή αυτή στηρίζονται όλα τα διαγράμματα που θα ακολουθήσουν και τα οποία προέκυψαν όλα από μία εκτέλεση των προγραμμάτων της εξομοίωσης. Επίσης στην παραδοχή αυτή συμπεριλαμβάνεται και η έλλειψη, καταρχήν, θορύβου. Η παραδοχή αυτή θα αλλάξει σε σχετική παράγραφο παρακάτω, όταν θα χρειαστεί να μεταβάλλουμε τις παραμέτρους αυτές. Οι συχνότητες των ημιτόνων και των συνημιτόνων, αλλά και το σύνολο των δειγμάτων αυτών, που ταυτίζεται με το σύνολο των δειγμάτων κατά τη διάρκεια ενός παλμού, έχουν σχέση με την συχνότητα δειγματοληψίας, το bit rate και το πρότυπο για το οποίο δουλεύουμε. Εδώ εργαζόμαστε στο GSM οπότε η περιοχή στην οποία λαμβάνεται η κεντρική IF συχνότητα είναι περιορισμένη. Η IF συχνότητα λοιπόν είναι συγκεκριμένη και έχει επιλεγεί στα 61,44 MHz. Το συνολικό εύρος ζώνης είναι 15,36 MHz , δηλαδή το εύρος ζώνης όλων των καναλιών, ενώ το εύρος ζώνης κάθε καναλιού είναι 240 KHz. Το bit rate είναι στα 240 Kbits/sec, αλλά βέβαια έχει αντικατασταθεί από το symbol rate (480 Ksymbols/sec), αφού μιλάμε για QPSK. Όσον αφορά τη συχνότητα δειγματοληψίας, θα πρέπει να τονίσουμε ότι στο σημείο αυτό το σήμα μας θεωρούμε ότι δεν έχει υποστεί δειγματοληψία, είναι δηλαδή ένα συνεχές σήμα. Επειδή όμως πρέπει να δημιουργήσουμε ένα σήμα στον υπολογιστή, το οποίο από τη φύση του είναι σήμα διακριτό, θα πρέπει απλώς να το κάνουμε πολύ πυκνό στα δείγματά του, άσχετα αν αυτό συνεπάγεται πλεονασμός των δεδομένων σε σχέση με την πληροφορία που αυτά κουβαλούν. Έτσι το sampling rate είναι 245,76 Msamples/sec ή αντίστοιχα το sample rate είναι 10,24 Msamples/pulse (sampling rate = bit rate*sample rate). Αυτό το «συνεχές» σήμα πρέπει να περάσει από έναν ADC για να διακριτοποιηθεί. Η διαδικασία περιγράφεται στην

επόμενη παράγραφο. Στη συνέχεια παρατίθεται ο κώδικας των τριών προγραμμάτων που προαναφέραμε.

```
function [signal signal_sun signal_imi test_cos test_sin t num_ch] =
global_fin_input(no_bit,no_symbol,bit_rate,symbol_rate,sample_rate,ch_space)


%filtrarismeni eisodo
[filtered_pulse1 filtered_pulse2] = new_input(no_bit,bit_rate,sample_rate);
test_cos = filtered_pulse1;
test_sin = filtered_pulse2;

[sunhmitona imitona t num_ch] = polla_cos_sin(no_symbol,symbol_rate,
sample_rate,length(filtered_pulse1),ch_space);
siz_sun = size(sunhmitona);
for i = 1:siz_sun(1),%o arithmos twn suxnotitwn

   mul_sun(i,:) = filtered_pulse1(1,:).*sunhmitona(i,:);
   mul_imi(i,:) = filtered_pulse2(1,:).*imitona(i,:);

end

pack

signal_sun = sum(mul_sun,1);
signal_imi = sum(mul_imi,1);
signal = signal_sun + signal_imi;


function [filtered_pulse1 filtered_pulse2 Data1 Data2 num] =
new_input(no_bit,bit_rate,sample_rate)
%eisodos tou systhmatos

%---------------O palmos---------------

%deimiourgia mias tuxaias palmoseiras
Data1 = round(rand(1,no_bit/2));
Data2 = round(rand(1,no_bit/2));

save('C:\Program Files\MATLAB704\work\QPSK\Data1','Data1','-ASCII');
save('C:\Program Files\MATLAB704\work\QPSK\Data2','Data2','-ASCII');

%kwdikopoihsi

for i = 1:no_bit/2,
   if and(Data1(i)==0,Data2(i)==0)
      Data(i) = 0;
   elseif and(Data1(i)==0,Data2(i)==1)
      Data(i) = 1;
   elseif and(Data1(i)==1,Data2(i)==0)
      Data(i) = 2;
```

```
   elseif and(Data1(i)==1,Data2(i)==1)
      Data(i) = 3;
   end
end

QPSK_data = pskmod(Data,4);

Data1 = real(QPSK_data);
Data2 = imag(QPSK_data);

%---------------res filters---------------

%filtrarisma tou palmou
%sample_rate = 1024, pairnw 1024 deigmata ana palmo

num = rcosine(bit_rate/2,sample_rate*bit_rate/2,'sqrt',0.25,1);
filtered_pulse1 = rcosflt(Data1,bit_rate/2,sample_rate*bit_rate/2, 'filter', num)';
filtered_pulse2 = rcosflt(Data2,bit_rate/2,sample_rate*bit_rate/2, 'filter', num)';



function [G_cos G_sin t num_ch] = polla_cos_sin(no_symbol,symbol_rate, sample_rate,
duration,ch_space)
i=1;
t=0:1/(symbol_rate*sample_rate):(duration-1)/(symbol_rate*sample_rate);%ta misa

down=round((6660-6144)/ch_space);
up=round((7680-6660)/ch_space);
for f=6660-down*ch_space:ch_space:6660+up*ch_space [+]
   G_cos(i,:)= cos(2*pi*f*t);
   G_sin(i,:)= sin(2*pi*f*t);
   i=i+1;
end
num_ch=up+down+1;
```

[+] Εδώ αναφερόμαστε σε ένα κανάλι, αυτό που θέλουμε να απομονώσουμε.

4.3 Μετατροπή από Αναλογικό σε Ψηφιακό (ADC)

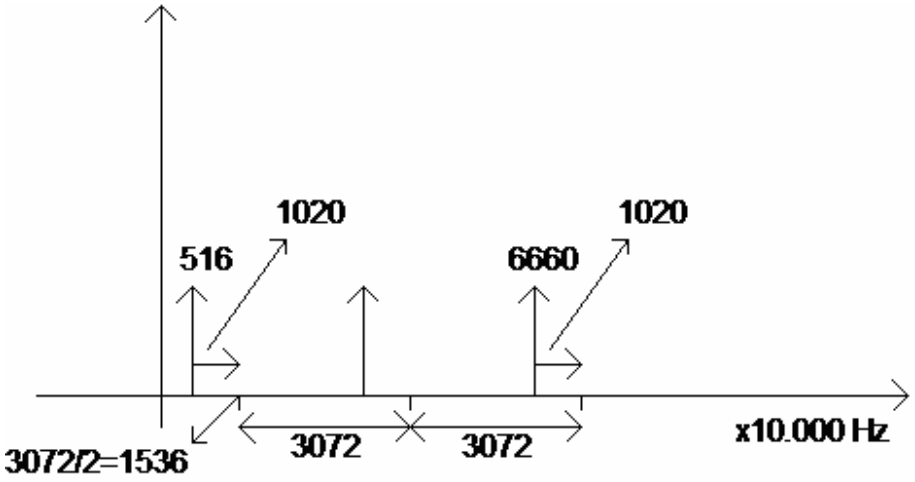
Στη βαθμίδα αυτή πραγματοποιείται η μετατροπή του εισερχόμενου στο δέκτη σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό. Η υλοποίηση της βαθμίδας αυτής γίνεται μέσω μιας συνάρτησης, η οποία πραγματοποιεί περιοδική δειγματοληψία του σήματος με καθορισμένο ρυθμό. Αυτός είναι τα fs = 30,72 MHz, ένα νούμερο περίπου διπλάσιο από το συνολικό εύρος ζώνης. Το νούμερο αυτό βέβαια δεν είναι τυχαίο, αλλά έχει σχέση με τη θεωρία του ADC που αναπτύξαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο (§ 3.2). Εδώ απλώς θα επισημάνουμε ότι ο ADC με αυτό το ρυθμό δειγματοληψίας επιτελεί την μετατόπιση του φέροντος από την τελευταία IF συχνότητα στην συχνότητα της βασικής ζώνης. Αυτό συνεπάγεται την μεταφορά ολόκληρης της πληροφορίας του εύρους ζώνης των 15,36 MHz από την τελευταία IF συχνότητα στη βασική ζώνη. Έτσι όλα τα κανάλια που ενδεχομένως θα είχαμε (αυτό δεν ισχύει εδώ σύμφωνα με την παραδοχή του ενός καναλιού που κάναμε παραπάνω) θα μετατοπίζονταν στη βασική ζώνη.

Ακολουθεί ο κώδικας του MATLAB που αντιστοιχεί στα παραπάνω:

```
function dec=adc(sample_rate, bit_rate, fsample, signal)
i=1;
k=1;
M=sample_rate*bit_rate/fsample;
while i<=length(signal)
   dec(k)=signal(i);
   i=i+round(M);
   k=k+1;
end
```

4.4 Το τμήμα της μίξης

Μπορεί η μετατόπιση της συχνότητας στη βασική ζώνη να έγινε με τον ADC στην κατάλληλη συχνότητα δειγματοληψίας, αλλά τα κανάλια εξακολουθούν να είναι πολλά. Θεωρητικά τουλάχιστον. Παρακάτω που θα προσθέσουμε και άλλα κανάλια θα φανεί καλύτερα η χρησιμότητα του τμήματος αυτού της μίξης. Και αυτό γιατί η δουλειά του είναι να απομονώσει το κανάλι που επιθυμούμε. Αυτό γίνεται με τον πολλαπλασιασμό του σήματος με ημίτονο και συνημίτονο κατάλληλου αριθμού δειγμάτων και κατάλληλης συχνότητας. Στην ενδιάμεση συχνότητα το κανάλι που έχουμε επιλέξει είναι τα 66,6 MHz (φαίνεται και στο πρόγραμμα polla_cos_sin.m που παραθέσαμε παραπάνω). Μετά από τον ADC το κανάλι αυτό έχει μεταφερθεί στη βασική ζώνη στη συχνότητα των 5,16 MHz. Αυτό έχει σχέση με το εύρος ζώνης που αντιστοιχεί βέβαια στη συχνότητα δειγματοληψίας του ADC, όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα (σχ. 4.3).



Σχήμα 4.3: Μετατόπιση του φέροντος του επιθυμητού καναλιού από την IF στην BB

Το ημίτονο και το συνημίτονο δημιουργούνται με τη μέθοδο LookUpTable, η οποία έχει παρουσιαστεί σε γενικές γραμμές στο προηγούμενο κεφάλαιο και η οποία υλοποιείται με τη συνάρτηση global_LUT.m. Εδώ απλώς θα θίξουμε ορισμένα ειδικά σημεία που αφήνει η μέθοδος απροσδιόριστα, στην ευχέρεια δηλαδή του εκάστοτε προγραμματιστή και στα οποία παρουσιάζεται κάποιο ενδιαφέρον λόγω της ιδιαιτερότητας και της δυσκολίας που αυτά έχουν. Πιο συγκεκριμένα, εκμεταλλευόμαστε

τη γωνία και τις ιδιότητες που αυτή έχει για την αναγωγή από το 2^o, το 3^o και το 4^o στο 1^o τεταρτημόριο. Αυτό γίνεται για κάποιες γωνίες των οποίων έχουν αποθηκευτεί οι τιμές του συνημιτόνου. Καταρχήν, λοιπόν, αποθηκεύουμε 400 περίπου τιμές του συνημιτόνου, οι οποίες προκύπτουν από 400 τιμές της γωνίας από 0 έως π/2. Στη συνέχεια αυξάνουμε τον phase_accumulator, έναν καταχωρητή φάσης, ξεκινώντας από τη μηδενική τιμή, κατά DF = 2πfcdt, όπου fc είναι 5,16 MHz και dt = 1/fs sec, όπου fs = 30,72 MHz. Έπειτα ανάγουμε την εκάστοτε τιμή του συσσωρευτή στο πρώτο τεταρτημόριο. Η αναγωγή εξαρτάται τόσο από το τεταρτημόριο, όσο και από το αν θέλουμε να κατασκευάσουμε ημίτονο ή συνημίτονο. Αυτό συμβαίνει γιατί χρησιμοποιούμε μόνο τις τιμές του $1^{ου}$ τεταρτημορίου του συνημιτόνου που έχουμε αρχικά αποθηκεύσει, για να υπολογίσουμε και το ημίτονο, εκμεταλλευόμενοι τις ιδιότητες των γωνιών. Από γνωστές ιδιότητες ισχύει ο παρακάτω πίνακας 4.1:

Τεταρτημόριο	Ημίτονο	Συνημίτονο
1^o	$\sin\varphi = \cos(\pi/2-\varphi)$	$\cos\varphi = \cos\varphi$
2^o	$\sin\varphi = \cos(\varphi- \pi/2)$	$\cos\varphi = \cos(\pi-\varphi)$
3^o	$\sin\varphi = \cos(3\pi/2-\varphi)$	$\cos\varphi = \cos(\varphi-\pi)$
4^o	$\sin\varphi = \cos(\varphi-3\pi/2)$	$\cos\varphi = \cos(2\pi-\varphi)$

Πίνακας 4.1: Ιδιότητες των τριγωνομετρικών αριθμών για γωνίες διαφορετικών τεταρτημορίων

Όπου φ η γωνία του phase_accumulator και η γωνία στην παρένθεση η αντίστοιχη της φ στο 1^o τεταρτημόριο, δηλαδή από 0 έως π/2.

Τέλος, αφού αναγάγουμε την γωνία του phase_accumulator στην γωνία του $1^{ου}$ τεταρτημορίου για να πάρουμε το ημίτονο ή το συνημίτονο της γωνίας του συσσωρευτή, συγκρίνουμε την γωνία του $1^{ου}$ τεταρτημορίου που προέκυψε με τον παραπάνω τρόπο, με κάθε γωνία της οποίας το συνημίτονο έχει αποθηκευτεί στον LookUpTable. Η γωνία με την μικρότερη απόσταση μας δίνει την επιθυμητή τιμή του ημιτόνου και του συνημιτόνου. Η global_LUT.m μέσω της παραπάνω διαδικασίας και για την δεδομένη τιμή του DF δίνει ακριβώς τα ίδια αποτελέσματα με τις γνωστές τριγωνομετρικές συναρτήσεις cos και sin του MATLAB. Δηλαδή το ημίτονο και το συνημίτονο που βγάζει η global_LUT.m ταυτίζεται με το πραγματικό.

Τη μίξη επιτελεί η global_mix.m η οποία παίρνει ως είσοδο το σήμα μετά τον ADC και καλεί την global_LUT.m που δίνει τα ημίτονα και συνημίτονα για να κάνει τον πολλαπλασιασμό. Προφανώς μετά τον πολλαπλασιασμό για να μπορέσουμε να απομονώσουμε το επιθυμητό κανάλι θα χρειαστεί και κατάλληλο φιλτράρισμα. Από μόνης της η πράξη του πολλαπλασιασμού δεν φτάνει. Αυτό θα φανεί και στη συνέχεια όταν δούμε τα προϊόντα του πολλαπλασιασμού (τέλος αυτής της παραγράφου). Το φιλτράρισμα επιτελείται από τα φίλτρα που ακολουθούν και θα ξεκινήσουμε να αναλύουμε από την επόμενη παράγραφο. Προς το παρών παραθέτουμε τον κώδικα των δύο προγραμμάτων και την απεικόνιση του σήματος στο πεδίο της συχνότητας μετά το στάδιο της μίξης.

```
function [channel_signal_cos channel_signal_sin] = global_mix(signal,fsample,num_ch)
%Apo ola ta kanalia pou briskontai sthn BB apomonwnei to epithumito

sig_siz = length(signal);%thelo to megethos tou signal gia na
%bgalw to idio megethos kai gia to cos me to opoio tha pollaplasiasw

[res_cos res_sin] = global_LUT(fsample,sig_siz,16);
channel_signal_cos = signal.*res_cos;
channel_signal_sin = signal.*res_sin;

figure;
subplot(2,1,1), plot(linspace(-
fsample/2,fsample/2,1024*64),abs(fftshift(fft(channel_signal_cos,64*1024))))
title(strcat('The output of mix(cosine) - Number of Channels = ',num2str(num_ch)))
subplot(2,1,2), plot(linspace(-
fsample/2,fsample/2,1024*64),abs(fftshift(fft(channel_signal_sin,64*1024))))
title('The output of mix(sine)')
xlabel('Frequency')
saveas(gcf,strcat('mix_output_',num2str(num_ch),'.fig'))
```

```
function [res_cos res_sin] = global_LUT(fsample, sig_siz, N)
%Synartisi ulopoihsis enos NCO (numerically controlled oscilator) me th
%methodo LUT (LookUpTable)
%fsample = 3072; diladi 30,72MHz, oso tou ADC

f_channel = 516;%to feron tou kanaliou pou theloume na apomonosoume
% xronos deigmatolipsias dt = 1/(bit_rate*fsample
dt = 1/fsample;
DF = 2*pi*f_channel*dt; %h stoixeiwdhs metatopisi tis fasis ana deigma
```

```
%kbadismos tou DF analoga me ton arithmo N twn bits tou phase accumulator
q = quantizer([N N-3]);%mono 3 psifia xreiazontai gia to 6 tou 6.28...
% bin = num2bin(q,DF);%metatropi se diadiko
% DF = bin2num(q,bin);%epanafora se real, alla isws exoume xasei kati

%dimiourgia tou pinaka apothikeusis dedomenwn, LookUpTable, me diaforetiko
%omws df (poly mikro) se sxesi me to parapano DF
df_LUT =  0:pi/400:pi/2;%apo 401 times tis phasis
bin = num2bin(q,df_LUT);%metatropi se diadiko
df_LUT = bin2num(q,bin);%epanafora se real, alla isws exoume xasei kati

LookUpTable = cos(df_LUT);%101 thesis mninis
q = quantizer([16 15]);%opws to DF
bin = num2bin(q,LookUpTable);%metatropi se diadiko
LookUpTable = bin2num(q,bin);%epanafora se real, alla isws exoume xasei kati
% plot(df_LUT,LookUpTable)%epalithusi

%arxikopoihsis
phase_acc = 0; %phase accumulator
help_angle_cos = 0;%mia endiamesi bohthitiki gwnia gia tin anagogi sto 1o tetartimorio tou cos
help_angle_sin = 0;%mia endiamesi bohthitiki gwnia gia tin anagogi sto 1o tetartimorio tou sin

for i = 1 : sig_siz,

   if phase_acc > 2*pi %o Phase Accumulator einai apo 0-360 moires
      phase_acc = phase_acc - (2*pi); %ksana apo thn arxi
   end
   if and(phase_acc>=0,phase_acc<=pi/2)%prwto tetartimorio
      help_angle_cos = phase_acc;%anagogi sto 1o tetartimorio tou cos
      sign_cos = 0; %thetiko
      help_angle_sin = pi/2 - phase_acc;%anagogi sto 1o tetartimorio tou sin
      sign_sin = 0; %thetiko
   elseif and(phase_acc>pi/2,phase_acc<=pi)%deutero tetartimorio
      help_angle_cos =pi - phase_acc;%anagogi sto 1o tetartimorio tou cos
      sign_cos = 1;%arnitiko
      help_angle_sin = phase_acc - pi/2;%anagogi sto 1o tetartimorio tou sin
      sign_sin = 0; %thetiko
   elseif and(phase_acc>pi,phase_acc<=(3*pi/2))%trito tetartimorio
      help_angle_cos =phase_acc - pi;%anagogi sto 1o tetartimorio tou cos
      sign_cos = 1;%arnitiko
      help_angle_sin = 3*pi/2 - phase_acc;%anagogi sto 1o tetartimorio tou sin
      sign_sin = 1; %arnitiko
   elseif and(phase_acc>(3*pi/2),phase_acc<=2*pi)%tetarto tetartimorio
      help_angle_cos = 2*pi - phase_acc;%anagogi sto 1o tetartimorio tou cos
      sign_cos = 0; %thetiko
      help_angle_sin = phase_acc - 3*pi/2;%anagogi sto 1o tetartimorio tou sin
      sign_sin = 1; %arnitiko
   end

   %kathorismos tis dieuthinsis ston LookUpTable
   %analoga me thn apostasi tou phase_acc apo kapoia gwnia tou df_LUT
   x_cos = df_LUT - help_angle_cos;
   table_addr_cos = find(abs(x_cos)==min(abs(x_cos)));
   x_sin = df_LUT - help_angle_sin;
   table_addr_sin = find(abs(x_sin)==min(abs(x_sin)));
```

```
   if sign_cos == 0
      res_cos(i) = LookUpTable(table_addr_cos);
   else
      res_cos(i) = - LookUpTable(table_addr_cos);
   end

   if sign_sin == 0
      res_sin(i) = LookUpTable(table_addr_sin);
   else
      res_sin(i) = - LookUpTable(table_addr_sin);
   end

   phase_acc = phase_acc + DF;
end
```

Είναι φανερή η ύπαρξη ενός μόνο καναλιού, αλλά σε δύο κεντρικές συχνότητες, μέσα στο εύρος ζώνης της δειγματοληψίας. Αυτές είναι μία στο 0 και μία στο 2 fc. Αυτό προκύπτει ως γνωστών από τα προϊόντα του πολλαπλασιασμού, ως εξής :

$$S*\cos(2\pi fct) = [A\cos(2\pi ft + \varphi 1) + A\sin(2\pi ft + \varphi 2)] *\cos(2\pi fct), \qquad (4.2)$$

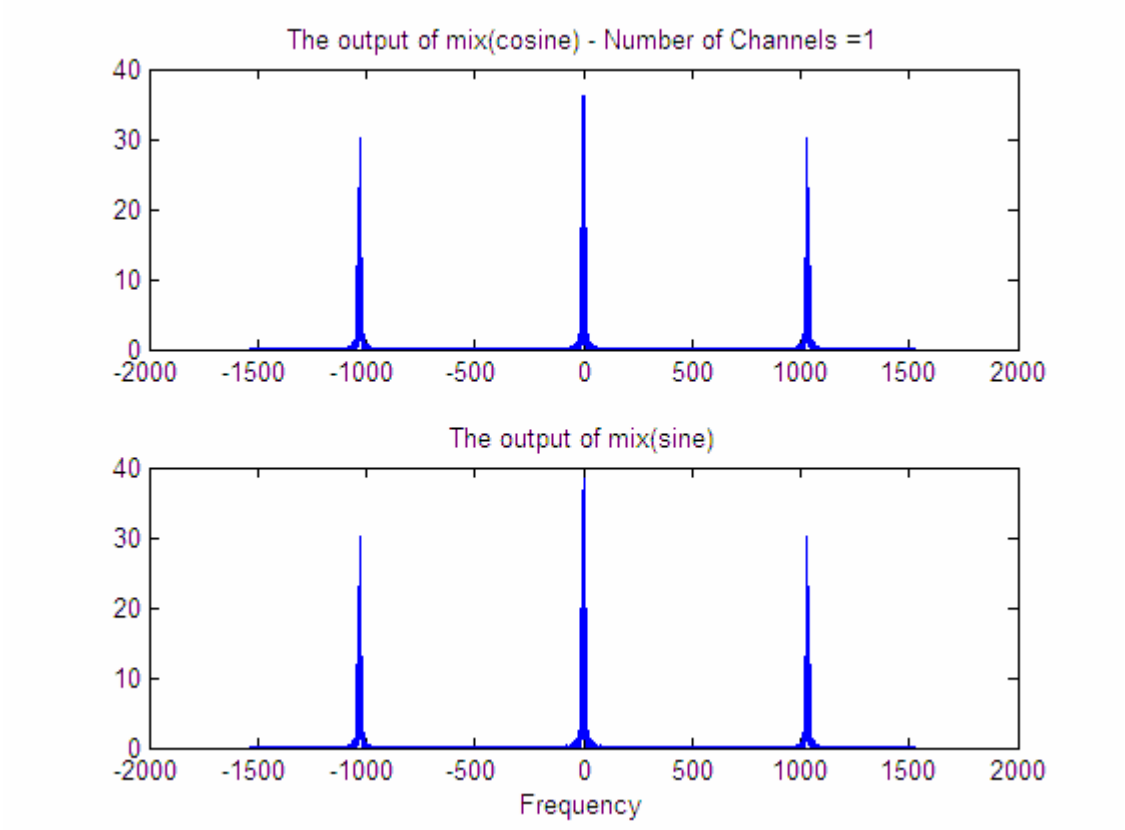
επειδή όμως τα φ1, φ2 είναι 0^o ή π^o, η πληροφορία περνάει στο A ως πρόσημο, οπότε το παραπάνω γινόμενο γίνεται:

$$(\pm)A\cos^2(2\pi fct) + (\pm)A\sin(2\pi ft) *\cos(2\pi fct), \qquad (4.3)$$

το δεύτερο γινόμενο είναι μηδέν λόγω ορθογωνιότητας, ενώ το πρώτο γίνεται από την γνωστή τριγωνομετρική ταυτότητα:

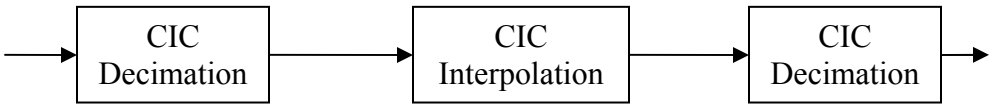
$$(\pm)A\cos^2(2\pi fct) = (\pm)A\frac{1+\cos(2\pi * (2fc) * t)}{2} \qquad (4.4)$$

Προφανώς το φάσμα που έχει κεντρική συχνότητα στο 0 είναι αυτό που θα πρέπει να φιλτράρουμε.


The output of mix(cosine) - Number of Channels =1
40
30
20
10
0
-2000
-1500
-1000
-500
0
500
1000
1500
2000
The output of mix(sine)
40
30
20
10
0
-2000
-1500
-1000
-500
0
500
1000
1500
2000
Frequency

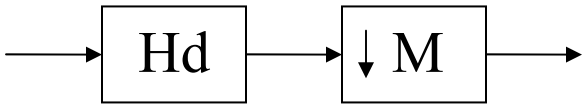
4.5 CIC Βαθμίδα

Στη βαθμίδα αυτή γίνεται η υλοποίηση των CIC φίλτρων που περιλαμβάνονται στην IF. Η ουσιαστική λειτουργία ενός CIC φίλτρου decimation ή interpolation είναι να μειώσει ή να αυξήσει αντίστοιχα το ρυθμό δεδομένων, ενώ ταυτόχρονα φιλτράρει κατάλληλα προκειμένου να κρατηθεί το passband aliasing ή imaging μέσα σε καθορισμένα όρια. Τα χαρακτηριστικά των CIC φίλτρων έχουν περιγραφεί αναλυτικά στο προηγούμενο κεφάλαιο (§ 3.4.5.4). Στην προσομοίωση που πραγματοποιήσαμε υλοποιήσαμε τρία CIC φίλτρα, δυο decimation και ένα interpolation, τα οποία συνδέσαμε διαδοχικά, όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα (σχ. 4.4):



Σχήμα 4.4: Βαθμίδα τρίων CIC φίλτρων.

Η υλοποίηση των CIC decimation φίλτρων βασίστηκε στην ακόλουθη δομή (σχ. 4.5):



Σχήμα 4.5: CIC decimation φίλτρο.

Το πρώτο τμήμα αντιστοιχεί σε ένα φίλτρο με συνάρτηση μεταφοράς:

$$Hd(z) = \left[\sum_{k=0}^{M-1} z^{-k}\right]^p = \left[\frac{1-z^{-M}}{1-z^{-1}}\right]^p, \qquad (4.5)$$

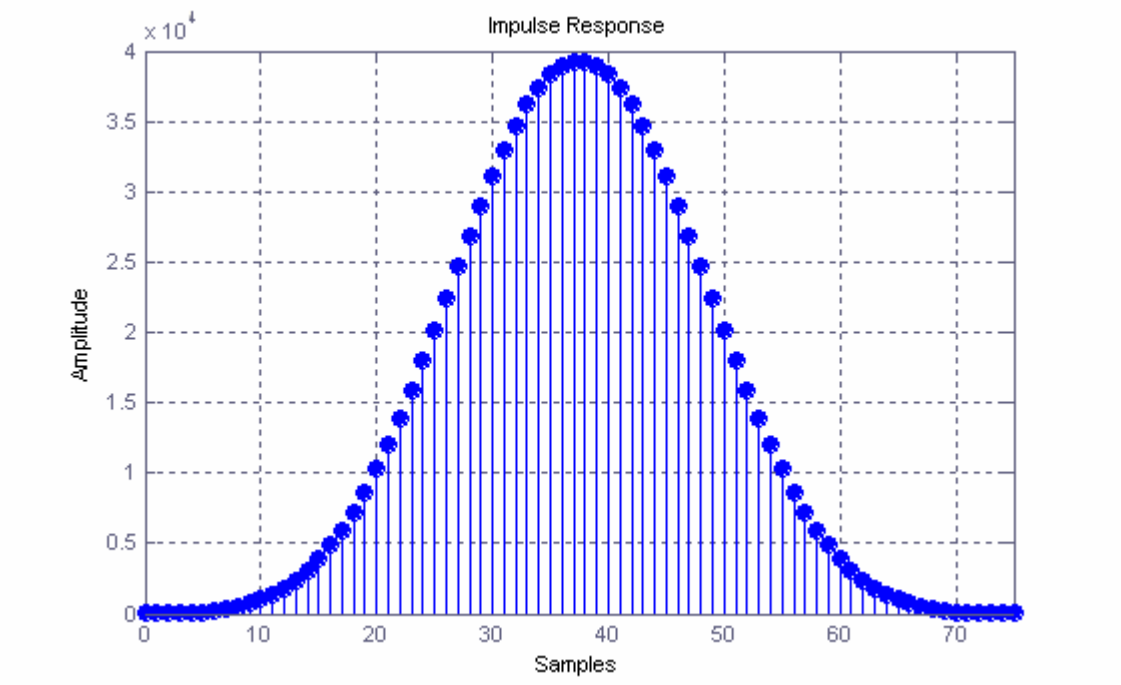
όπου M: συντελεστής decimation

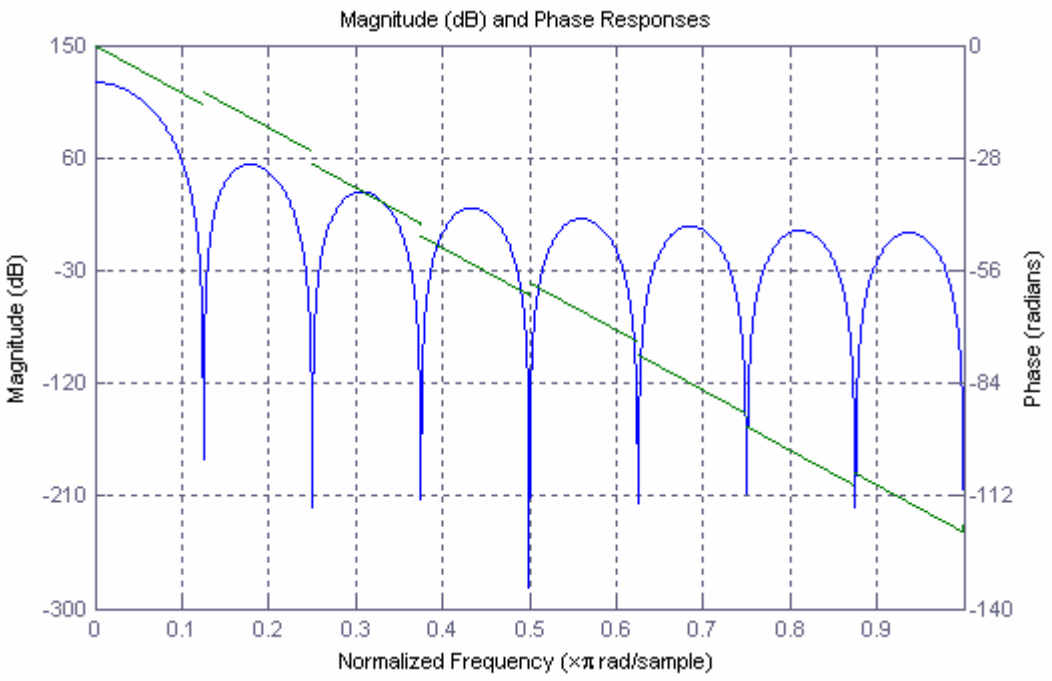
p: αριθμός των σταδίων του φίλτρου

Το δεύτερο τμήμα πραγματοποιεί το decimation με συντελεστή M. Σαν υπενθύμιση αναφέρουμε ότι κατά το decimation με συντελεστή M, αφαιρούνται περιοδικά τα δείγματα του σήματος εκτός από το κάθε M-οστό. Ο λόγος για τον οποίο

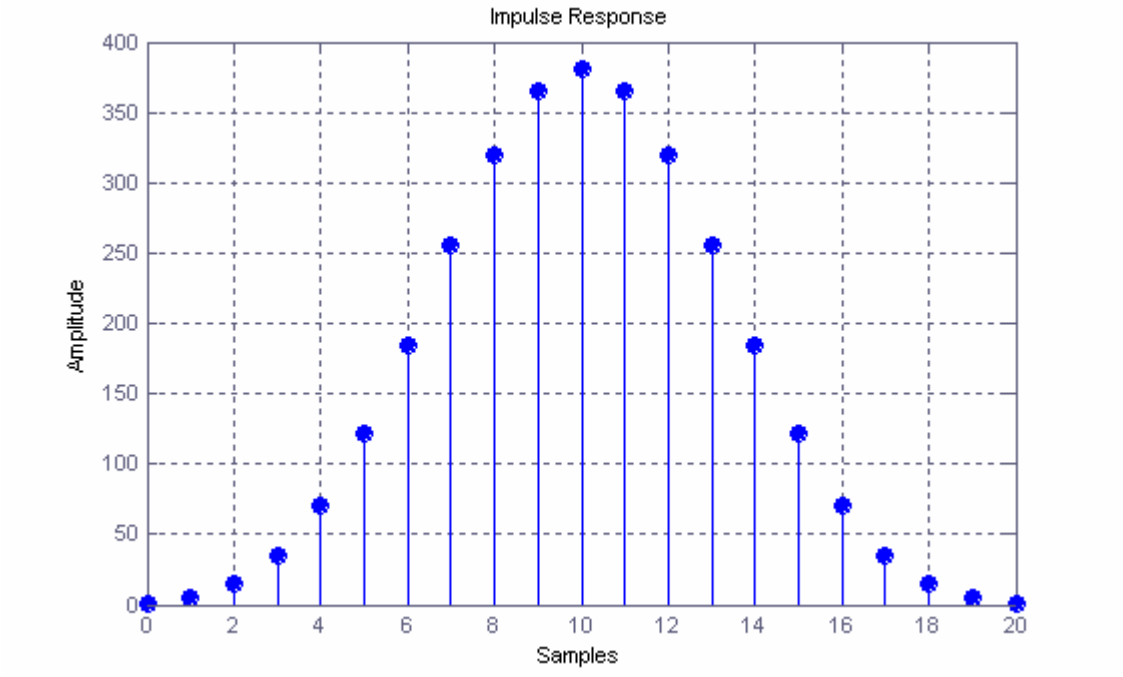
βασιστήκαμε στην παραπάνω δομή είναι ότι εξασφαλίζει πολύ αποτελεσματική αντιμετώπιση του aliasing.

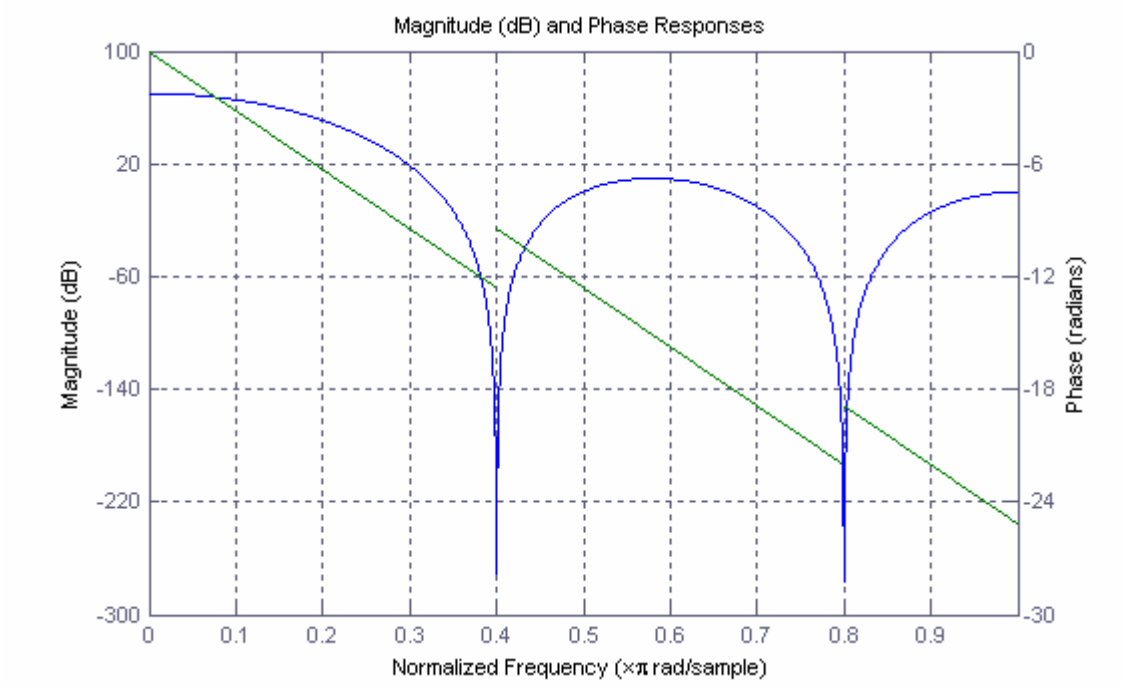
Το πρώτο CIC decimation φίλτρο της προσομοίωσης μας υλοποιήθηκε με τιμές M=16, p=5. Κάνοντας χρήση του fvtool στο MATLAB, λαμβάνουμε την κρουστική απόκριση και την απόκριση συχνότητας του φίλτρου αυτού:



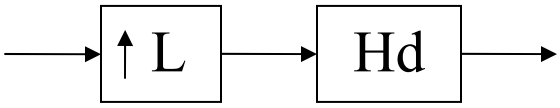


Το δεύτερο CIC decimation φίλτρο υλοποιήθηκε με τιμές M=8 και p=5. Η κρουστική απόκριση και η απόκριση συχνότητας αυτού του φίλτρου είναι:





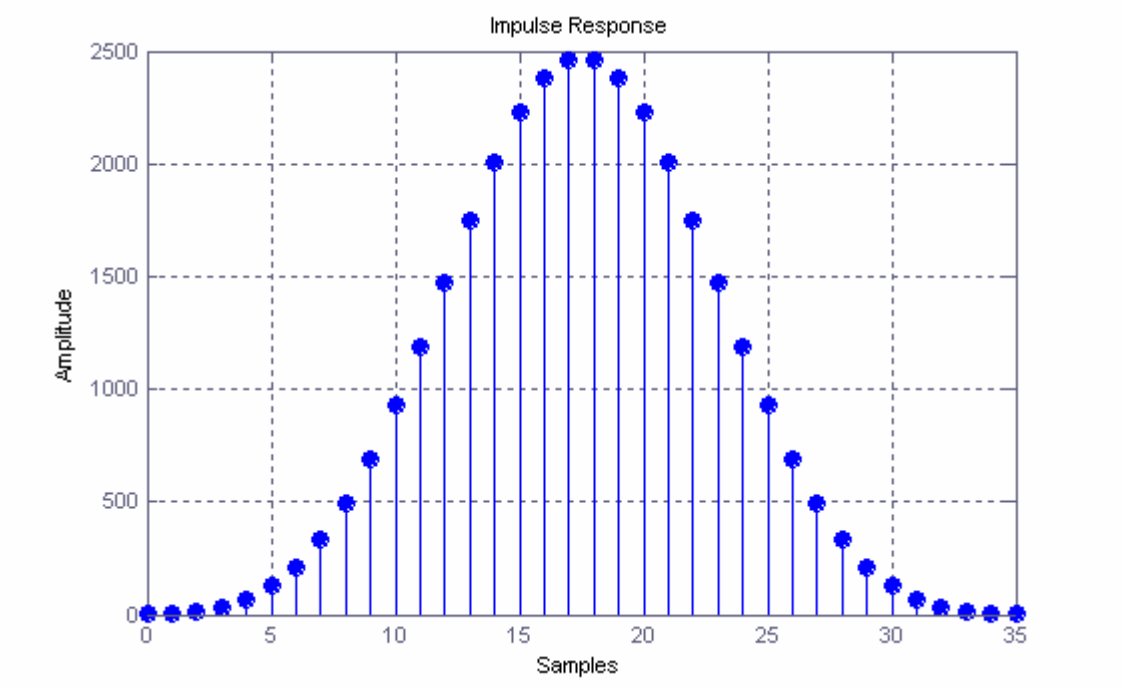
Όσον αφορά το CIC interpolation φίλτρο, ακολουθήσαμε τη δομή (σχ. 4.6):



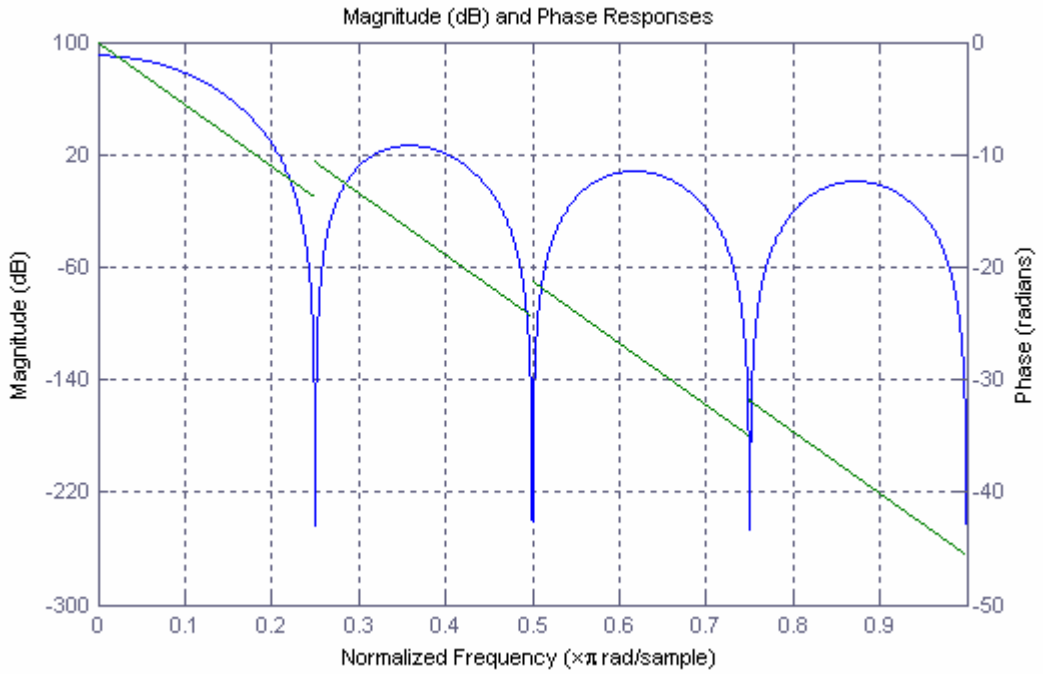
Σχήμα 4.6: CIC interpolation φίλτρο.

Το πρώτο τμήμα πραγματοποιεί το interpolation με συντελεστή L. Κατά το interpolation παρεμβάλλονται L-1 δείγματα με τιμή μηδέν μετά από κάθε δείγμα του σήματος εισαγωγής αυξάνοντας το ρυθμό δεδομένων κατά τον παράγοντα L. Για το δεύτερο τμήμα του σχήματος ισχύει ότι και για το αντίστοιχο του CIC decimation φίλτρου. Ο λόγος για τον οποίο βασιστήκαμε στην παραπάνω δομή είναι ότι εξασφαλίζει πολύ αποτελεσματική αντιμετώπιση του imaging.

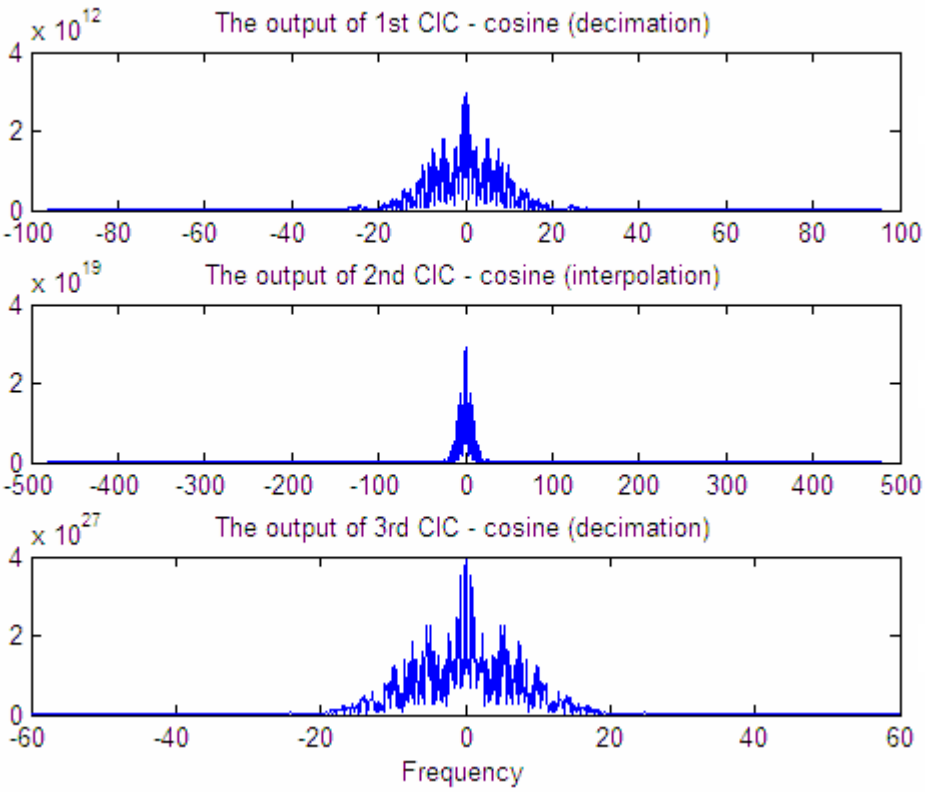
Το CIC interpolation φίλτρο υλοποιήθηκε με τιμές L=5 και p=5. Η κρουστική απόκριση αυτού του φίλτρου είναι:



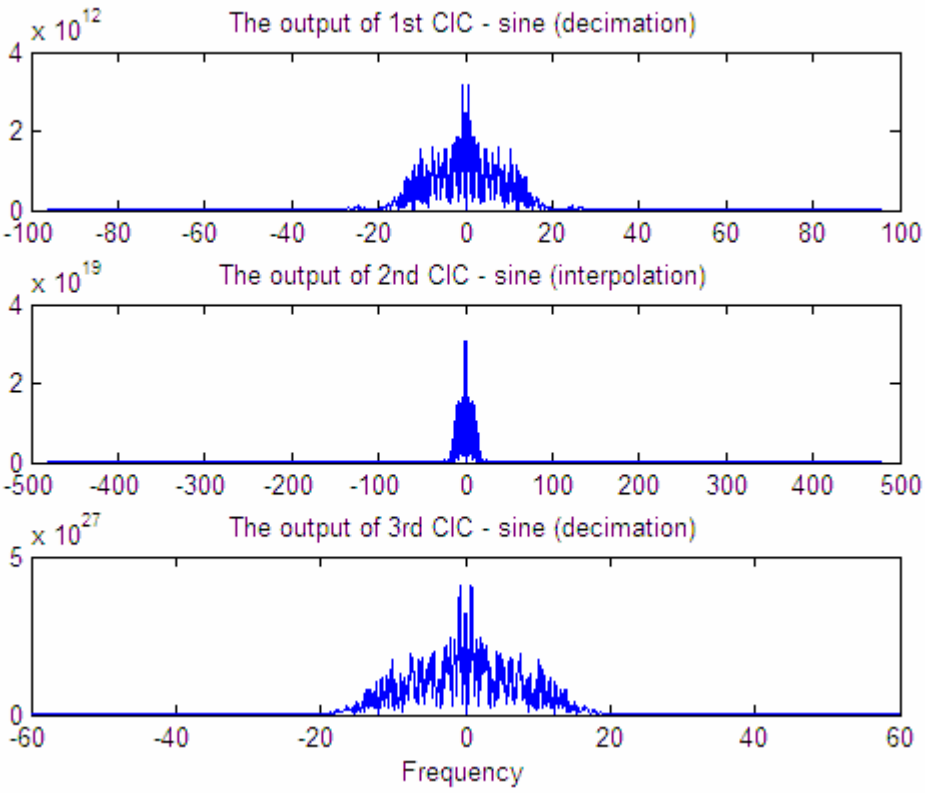
Και η απόκριση συχνότητας:



Ακολουθούν τα διαγράμματα του σήματος μετά από κάθε CIC φίλτρο:



Δίπλα σε κάθε σχήμα, που αντιστοιχεί σε κάθε βαθμίδα CIC, αναγράφεται η νέα συχνότητα δειγματοληψίας του σήματος. Αυτή έχει προκύψει από την αρχική διαιρώντας ή πολλαπλασιάζοντας με τον κατάλληλο decimation factor ή interpolation factor αντίστοιχα. Έτσι διαιρώντας το αρχικό fs = 30,72 MHz με το 16 προκύπτει fs1 = 1,92 MHz. Αν το fs1 αν το πολλαπλασιάσουμε με το 5 προκύπτει fs2 = 9,6 MHz και τέλος αν το fs2 το διαιρέσουμε με το 8 θα προκύψει το fs3 = 1,2 MHz. Αυτές οι συχνότητες ισχύουν βέβαια και για τις δύο ορθογώνιες συνιστώσες του σήματος. Ωστόσο, για να μην υπάρξει κίνδυνος να γίνουμε κουραστικοί δεν θα τις ξαναεπαναλάβουμε στα επόμενα σχήματα, αλλά θα τις εννοούμε.



Είναι εμφανής πλέον η απομόνωση του φάσματος που επιθυμούμε, δηλαδή η πληροφορία μόνο του καναλιού που θέλουμε και η οποία προέκυψε από το κατάλληλο φιλτράρισμα στη βασική ζώνη. Θυμίζουμε ότι το επιθυμητό κανάλι έχει μεταφερθεί στη βασική ζώνη με τη μίξη που είδαμε παραπάνω. Οι διαδικασίες του decimation και του interpolation έχουν βέβαια δημιουργήσει πολλά ανεπιθύμητα είδωλα του φάσματος, αλλά το φιλτράρισμα τα αποκόπτει κάθε φορά.

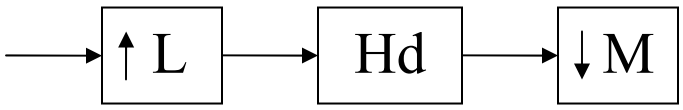
Στο σημείο αυτό θα μπορούσε να τεθεί το ερώτημα γιατί να χρησιμοποιηθούν για το φιλτράρισμα CIC φίλτρα και δεν χρησιμοποιήθηκαν άλλα ήδη φίλτρων, όπως για παράδειγμα FIR ή IIR φίλτρα. Η απάντηση είναι ότι με τα CIC φίλτρα κάνουμε μόνο προσθέσεις και δεν κάνουμε πολλαπλασιασμούς παρά μόνο όσους δείχνει η δύναμη p (στον παραπάνω τύπο) σε αντίθεση με ότι συμβαίνει με τα άλλα φίλτρα που αναφέραμε, όπου για αντίστοιχη απόδοση θα χρειάζονταν πολλοί περισσότερους (της τάξης των 100). Έτσι έχουμε λιγότερη πολυπλοκότητα και γλιτώνουμε πόρους από το σύστημά μας.

Ακολουθεί ο κώδικας σε MATLAB για την υλοποίηση της CIC βαθμίδας:

```
function [CIC_sig sig1 sig2]=CIC_bathmida(signal)
%Olh h bathmida gia to CIC

%---------------1st CIC : decimator---------------
decf1 = 16;  % Decimation Factor
numsecs = 5;   % Number of Sections
f_sample=3072;

num=CIC(decf1,numsecs,f_sample);
signal1 = filtfilt(num,1,signal);
sig1=decimation_CIC(decf1,signal1);

%---------------2nd CIC : interpolator---------------
intf    = 5;  % Interpolation Factor, M

int=interpolation_CIC(intf,sig1);
num=CIC(intf,numsecs,f_sample*intf/decf1);
sig2 = filtfilt(num,1,int);

%---------------3rd CIC : decimator---------------

decf2 = 8;  % Decimation Factor, M

num=CIC(decf2,numsecs,f_sample*intf/decf1);
signal2 = filtfilt(num,1,sig2);
CIC_sig=decimation_CIC(decf2,signal2);
% [EOF]



function dec=decimation_CIC(M,signal)

i=1;
k=1;
while i<=length(signal)
   dec(k)=signal(i);
   i=i+M;
   k=k+1;
end
% [EOF]


function int=interpolation_CIC(N,signal)

i=1;
k=1;
while i<=length(signal)
   int(1,k)=signal(1,i);
   int(1,k+1:k+N-1) = zeros(1,N-1);
   i=i+1;
   k=k+N;
end
% [EOF]
```

4.6 Fractional Rate Converter (F.R.C.) Βαθμίδα

Η FRC βαθμίδα αποτελεί ένα φίλτρο το οποίο εκτός από φιλτράρισμα πραγματοποιεί decimation και interpolation. Θα μπορούσαμε να πούμε ότι αντιστοιχεί σε ένα CIC φίλτρο με ρητό συντελεστή L/M. Η δομή της έχει την ακόλουθη μορφή (σχ. 4.7):



Σχήμα 4.7: Η δομή ενός Fractional Rate Converter

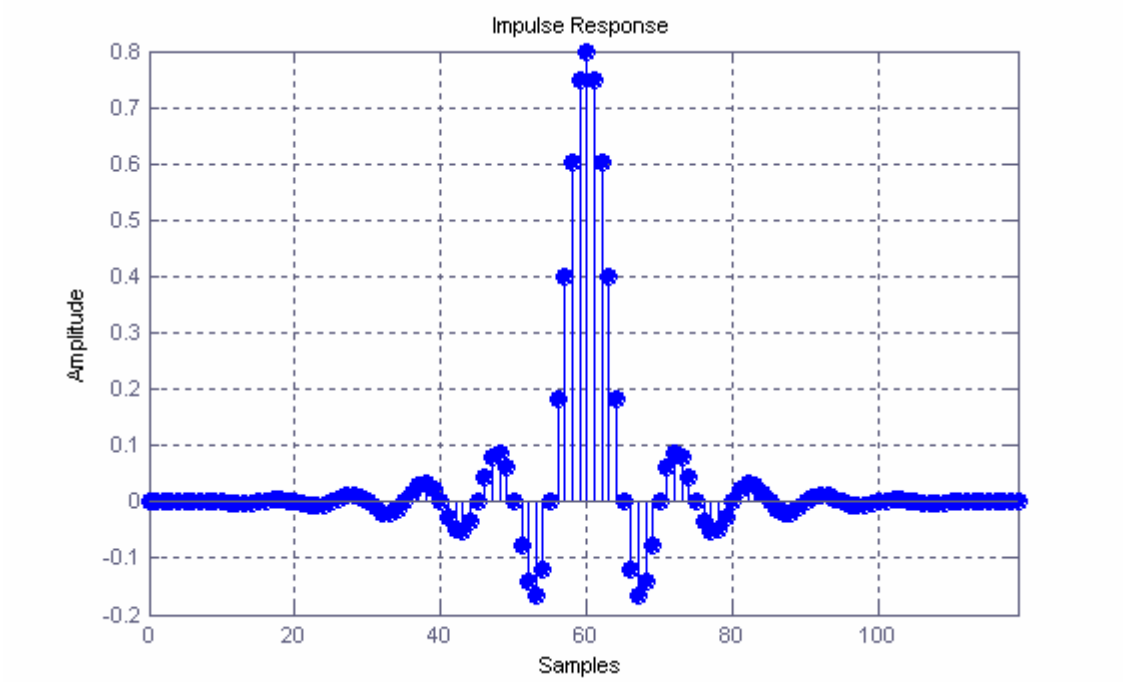
Αρχικά πραγματοποιείται το interpolation με συντελεστή L, ακολουθεί ένα φίλτρο (Hd) και τέλος έχουμε το decimation με συντελεστή M.

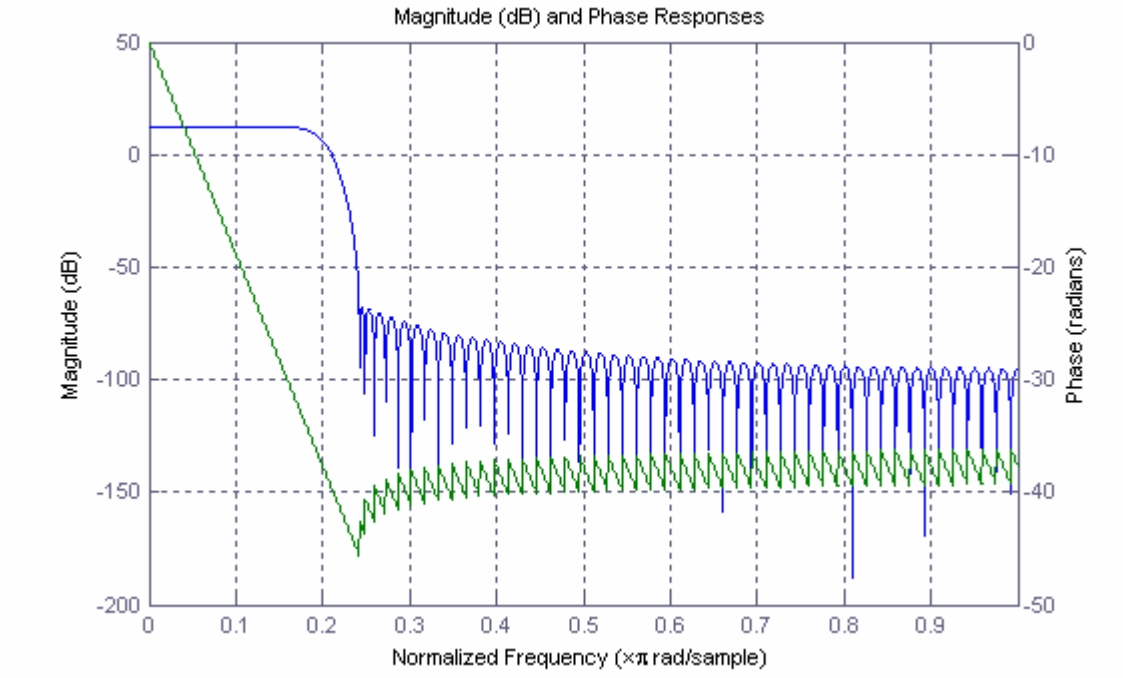
Το φίλτρο Hd είναι ένα ψηφιακό FIR φίλτρο που έχει συνάρτηση μεταφοράς :

$$\text{Hd} = a_1 + a_2 z^{-1} + a_3 z^{-2} + \ldots + a_{119} z^{-118} + a_{120} z^{-119}, \qquad (4.6)$$

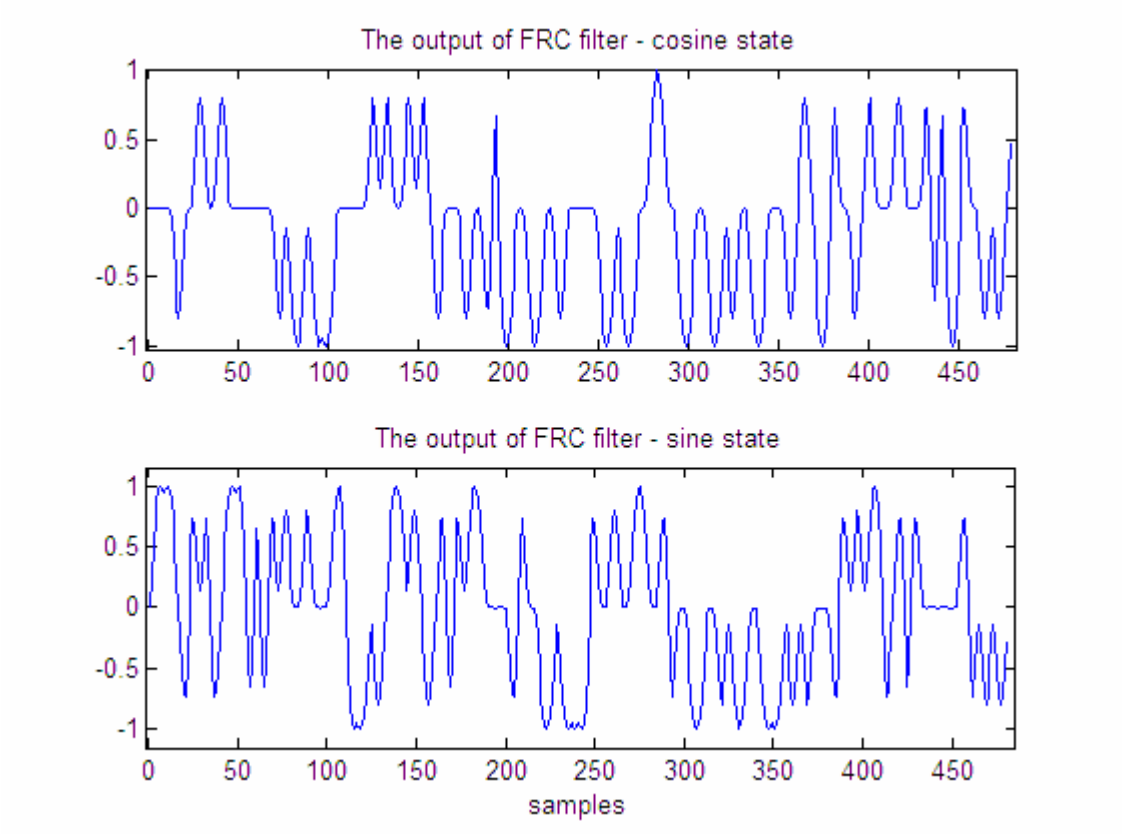
όπου οι συντελεστές a_i υπολογίζονται από το MATLAB με τις κατάλληλες συναρτήσεις, όπως φαίνεται στον κώδικα παρακάτω.

Το FRC στην προσομοίωση μας υλοποιήθηκε για L = 4 και M = 5. Η κρουστική απόκριση αυτού του φίλτρου είναι η ακόλουθη:





Το σήμα στο πεδίο του χρόνου, μετά την FRC βαθμίδα, έχει την ακόλουθη μορφή:



Ακολουθεί ο κώδικας σε MATLAB που υλοποιεί το παραπάνω φίλτρο και πραγματοποιεί το φιλτράρισμα:

```
function FRC_sig = FRC_filter(CIC_sig)
%FRC Returns a multirate filter object.

%
% M-File generated by MATLAB(R) 7.0.4 and the Signal Processing Toolbox 6.3.
%
% Generated on: 26-Jul-2005 16:09:01
%

intf = 4;  % Interpolation Factor
decf = 5;  % Decimation Factor

Hd = mfilt.firsrc(intf, decf);
num=Hd.Numerator;
int=interpolation_CIC(intf,CIC_sig);
sig2 = filtfilt(num,1,int);
FRC_sig=decimation_CIC(decf,sig2);

% [EOF]
```

Οι συναρτήσεις decimation_CIC και interpolation_CIC έχουν ήδη δοθεί παραπάνω.

4.7 Pulse Shape Filter (P.S.F) βαθμίδα

Όταν περνούν τετραγωνικοί παλμοί μέσα από ένα ζωνοπερατό κανάλι, οι παλμοί απλώνονται στον χρόνο. Αυτό σημαίνει ότι ο παλμός κάθε συμβόλου απλώνεται τόσο ώστε να μπαίνει στο διπλανό αλλοιώνοντάς το. Έτσι προκαλείται διασυμβολική παρεμβολή και αυξάνει την πιθανότητα σφάλματος κάποιου συμβόλου στον δέκτη. Ένας τρόπος για να ελαττώσουμε την διασυμβολική παρεμβολή (ISI) είναι να αυξήσουμε το εύρος ζώνης του καναλιού. Ωστόσο είναι γνωστό ότι σε συστήματα κινητών επικοινωνιών υιοθετούνται τεχνικές που μειώνουν την διασυμβολική παρεμβολή χρησιμοποιώντας ταυτόχρονα όσο γίνεται λιγότερο εύρος ζώνης. Υπάρχει ένας ικανοποιητικός αριθμός γνωστών τεχνικών μορφοποίησης παλμών (pulse shaping) που χρησιμοποιούνται για να μειώσουν ταυτοχρόνως τη διασυμβολική παρεμβολή και το εύρος ζώνης του φάσματος του διαμορφωμένου ψηφιακού σήματος.

Ο Nyquist ήταν ο πρώτος που έλυσε το πρόβλημα της ISI κρατώντας μικρό το εύρος ζώνης της εκπομπής. Παρατήρησε ότι το φαινόμενο της ISI μπορεί να εξουδετερωθεί εάν η συνολική απόκριση του συστήματος επικοινωνίας (συμπεριλαμβανομένου του πομπού, του καναλιού και του δέκτη) σχεδιαστεί έτσι ώστε σε κάθε στιγμή δειγματοληψίας στον δέκτη, η απόκριση για όλα τα σύμβολα εκτός από το τρέχον, να είναι ίση με το μηδέν. Εάν $h_{eff}(t)$ είναι η κρουστική απόκριση όλου του επικοινωνιακού συστήματος, η παραπάνω συνθήκη μπορεί να διατυπωθεί ως εξής:

$$h_{eff}(nTs) = \begin{cases} K, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases} \qquad (4.7)$$

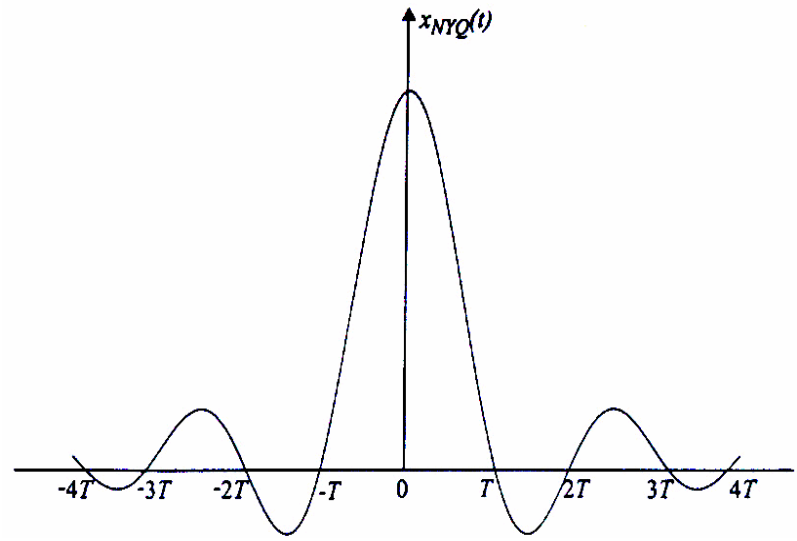
Όπου Ts είναι η περίοδος του συμβόλου, n είναι ένας ακέραιος και K μία μη μηδενική σταθερά. Η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος μπορεί να αναπαρασταθεί και ως $h_{eff}(t) = \delta(t)*p(t)*hc(t)*hr(t)$, όπου p(t) είναι ένα μορφοποιημένο σύμβολο, hc(t) είναι η κρουστική απόκριση του καναλιού και hr(t) είναι η κρουστική απόκριση του

δέκτη. Ο Nyquist εξήγαγε τη συνάρτηση μεταφοράς που ικανοποιεί τις συνθήκες της σχέσης (4.7).

Πρέπει να ληφθεί υπόψιν στην επιλογή της συνάρτησης μεταφοράς που ικανοποιεί την σχέση (4.7) ότι η $h_{eff}(t)$ πρέπει να μεταβαίνει απότομα από υψηλές σε μηδενικές τιμές πλάτους για n≠0. Θεωρούμε την κρουστική απόκριση

$$h_{eff}(t) = \frac{\sin(\pi t / Ts)}{(\pi t)/Ts} \tag{4.8}$$

Είναι ξεκάθαρο ότι αυτή η κρουστική απόκριση ικανοποιεί τη συνθήκη του Nyquist για την εξουδετέρωση της ISI (σχήμα 4.8).



Σχήμα 4.8: Τυπική μορφή κρουστικής απόκρισης που ικανοποιεί τη συνθήκη Nyquist.

Με άλλα λόγια εάν ολόκληρο το επικοινωνιακό σύστημα μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν ένα φίλτρο με κρουστική απόκριση αυτή της σχέσης (4.8), είναι δυνατόν να εξαλειφθούν τελείως τα φαινόμενα ISI. Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου μπορεί να εξαχθεί από τον μετασχηματισμό fourier της κρουστικής απόκρισης, οπότε θα έχουμε:

$$H_{eff}(f) = \frac{1}{fs}\,\Pi\left(\frac{f}{fs}\right) \tag{4.9}$$

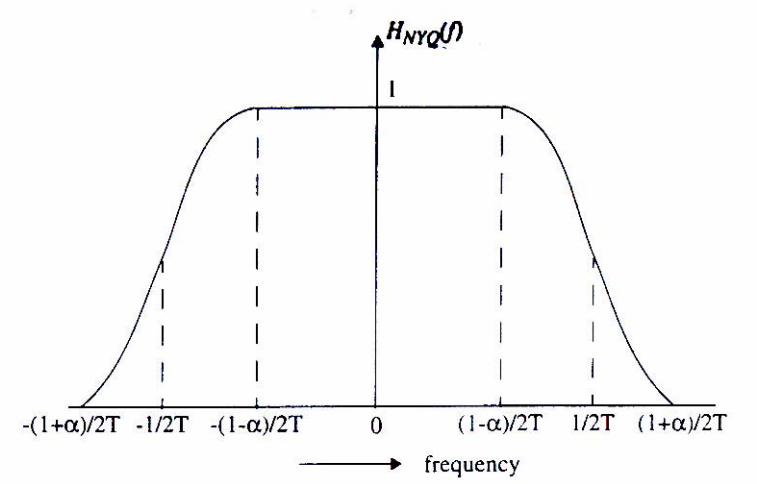
Αυτή η συνάρτηση μεταφοράς αντιστοιχεί σε ένα τετραγωνικό φίλτρο με εύρος ζώνης fs/2, όπου fs είναι το symbol rate. Παρά το γεγονός ότι αυτή η συνάρτηση

μεταφοράς ικανοποιεί το παραπάνω κριτήριο της ISI με τα μηδενικά, με ένα ελάχιστο εύρος ζώνης, υπάρχουν πρακτικές δυσκολίες στην υλοποίησή της, από τη στιγμή που αντιστοιχεί σε ένα μη αιτιατό σύστημα ($h_{eff}(t) \neq 0$ για $t<0$). Γι' αυτό και είναι δύσκολο να την προσεγγίσουμε. Επίσης ο παλμός sin(t)/t έχει μία κλίση στην κυματομορφή που είναι ανάλογη του 1/t σε κάθε zero crossing και είναι μηδέν μόνο στα πολλαπλάσια του Ts, γι' αυτό το λόγο οποιοδήποτε λάθος στη στιγμή της δειγματοληψίας του zero crossing θα προκαλέσει σημαντική ISI από γειτονικά σύμβολα. Μια κλίση $1/t^2$ ή $1/t^3$ είναι πιο επιθυμητή.

Ο Nyquist επίσης απέδειξε ότι οποιοδήποτε φίλτρο με συνάρτηση μεταφοράς που περιέχει ένα τετραγωνικό φίλτρο με εύρος ζώνης $fo \geq 1/2Ts$, συνελισσόμενο με οποιαδήποτε αυθαίρετη άρτια συνάρτηση Z(f), με μηδενικό πλάτος εκτός του εύρους ζώνης του τετραγωνικού φίλτρου, ικανοποιεί την συνθήκη ISI με τα μηδενικά που είδαμε παραπάνω. Μαθηματικά η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου που ικανοποιεί αυτή την συνθήκη μπορεί να εκφραστεί ως

$$H_{eff}(f) = \Pi(\frac{f}{fo}) \otimes Z(f), \qquad (4.10)$$

όπου $Z(f) = Z(-f)$ και $Z(f) = 0$ για $|f| \geq fo \geq 1/2Ts$. Εκφρασμένο στο πεδίο της κρουστικής απόκρισης, το κριτήριο του Nyquist δηλώνει ότι οποιοδήποτε φίλτρο με κρουστική απόκριση $h_{eff}(t) = \frac{\sin(\pi t / Ts)}{\pi t} z(t)$ μπορεί να επιτύχει την εξουδετέρωση της ISI. Τα φίλτρα που ικανοποιούν το κριτήριο του Nyquist ονομάζονται φίλτρα Nyquist (σχήμα 4.9).



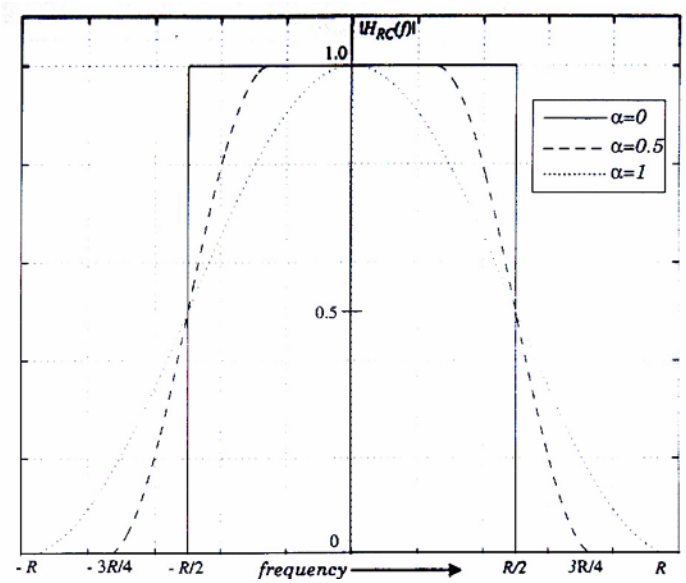
Σχήμα 4.9: Απεικόνιση των φίλτρων Nyquist.

Υποθέτοντας ότι οι παραγόμενες διαλείψεις στο κανάλι μπορούν τελείως να εκμηδενιστούν χρησιμοποιώντας έναν equalizer που έχει συνάρτηση μεταφοράς που είναι αντίστροφη με την απόκριση του καναλιού, τότε η συνολική συνάρτηση μεταφοράς $H_{eff}(f)$ μπορεί να προσεγγιστεί ως το προϊόν μιας συνάρτησης μεταφοράς κάποιων φίλτρων και του πομπού και του δέκτη. Μία αποτελεσματική συνάρτηση μεταφοράς $H_{eff}(f)$ συχνά δημιουργείται χρησιμοποιώντας φίλτρα με συνάρτηση μεταφοράς $\sqrt{H_{eff}(f)}$ στον πομπό και στον δέκτη. Δηλαδή αντί για να έχουμε μία $H_{eff}(f)$ είτε στον πομπό είτε στον δέκτη, έχουμε δύο $\sqrt{H_{eff}(f)}$ μία στον πομπό και μία στον δέκτη. Κάτι τέτοιο κάνουμε και εμείς εδώ. Αυτή έχει το πλεονέκτημα ότι παρέχει μία απόκριση για το φίλτρο που ταιριάζει στο σύστημα που θέλουμε, ενώ ταυτόχρονα ελαχιστοποιείται το εύρος ζώνης και η διασυμβολική παρεμβολή.

Το πιο γνωστό pulse shaping φίλτρο που χρησιμοποιείται στις κινητές επικοινωνίες είναι το raised cosine φίλτρο. Ένα τέτοιο φίλτρο ανήκει στην κατηγορία των φίλτρων που ικανοποιούν το κριτήριο Nyquist. Η συνάρτηση μεταφοράς αυτού είναι:

$$H_{RC}(f)=\begin{cases}1 & , 0\le|f|\le(1-\alpha)/2Ts \\ \frac{1}{2}\left[1+\cos\left(\frac{\pi[(2Ts\,|\,f\,|)-1+a]}{2a}\right)\right] & , (1-\alpha)/2Ts<|f|\le(1+\alpha)/2Ts \\ 0 & , |f|>(1+\alpha)/2Ts \end{cases} \quad (4.11)$$

Όπου α είναι ένας rolloff παράγοντας που παίρνει τιμές μεταξύ 0 και 1. Αυτή η συνάρτηση μεταφοράς απεικονίζεται στο σχήμα 4.10 για διάφορες τιμές του α.

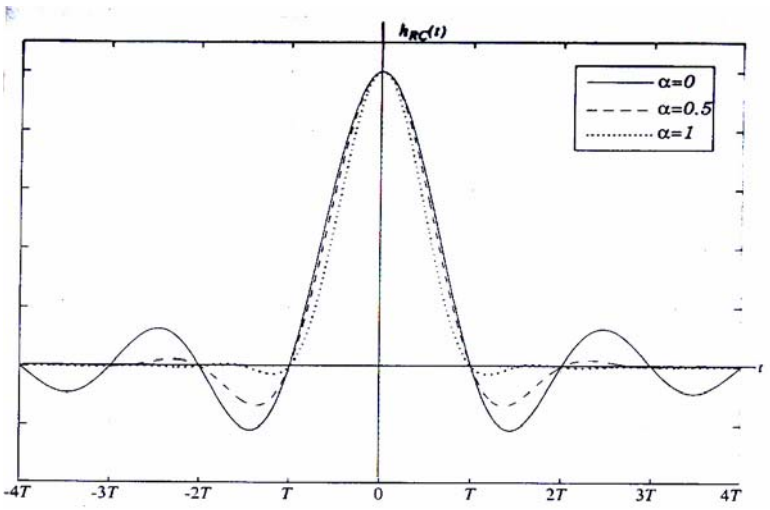


Σχήμα 4.10: Η συνάρτηση μεταφοράς του raised cosine φίλτρου για διάφορες τιμές του rolloff παράγοντα α.

Όταν α = 0, το raised cosine φίλτρο αντιστοιχεί σε ένα τετραγωνικό φίλτρο με το ελάχιστο εύρος ζώνης. Η αντίστοιχη κρουστική απόκριση του φίλτρου προκύπτει από τον αντίστροφο μετασχηματισμό fourier της συνάρτηση μεταφοράς και είναι

$$h_{RC}(t) = \left(\frac{\sin(\pi t / Ts)}{\pi t}\right)\left(\frac{\cos(\pi \alpha t / Ts)}{1-(4at/(2Ts))^2}\right) \qquad (4.12)$$

Η κρουστική απόκριση του raised cosine φίλτρου στη βασική ζώνη φαίνεται στο σχήμα 4.11 για τις διάφορες τιμές του α. Όπως φαίνεται στο σχήμα 4.10 όσο το α αυξάνει, το εύρος ζώνης του φίλτρου επίσης αυξάνει και η κλίση του φίλτρου μειώνεται μπαίνοντας στις περιοχές γειτονικών συμβόλων. Αυτό σημαίνει ότι αυξάνοντας το α μειώνεται η ευαισθησία στον χρονικό δειγματολήπτη, ενώ αυξάνεται και το καταλαμβανόμενο εύρος ζώνης.



Σχήμα 4.11: Η κρουστική απόκριση του raised cosine φίλτρου στη βασική ζώνη για διάφορες τιμές του α.

Το symbol rate που μπορεί να περάσει μέσα από ένα βαθυπερατό rcosine φίλτρο δίνεται από τη σχέση

$$R_s = \frac{1}{T_s} = \frac{2B}{1+\alpha}, \tag{4.13}$$

όπου B είναι το εύρος ζώνης του φίλτρου. Για RF συστήματα, το ζωνοπερατό εύρος ζώνης RF διπλασιάζεται, οπότε

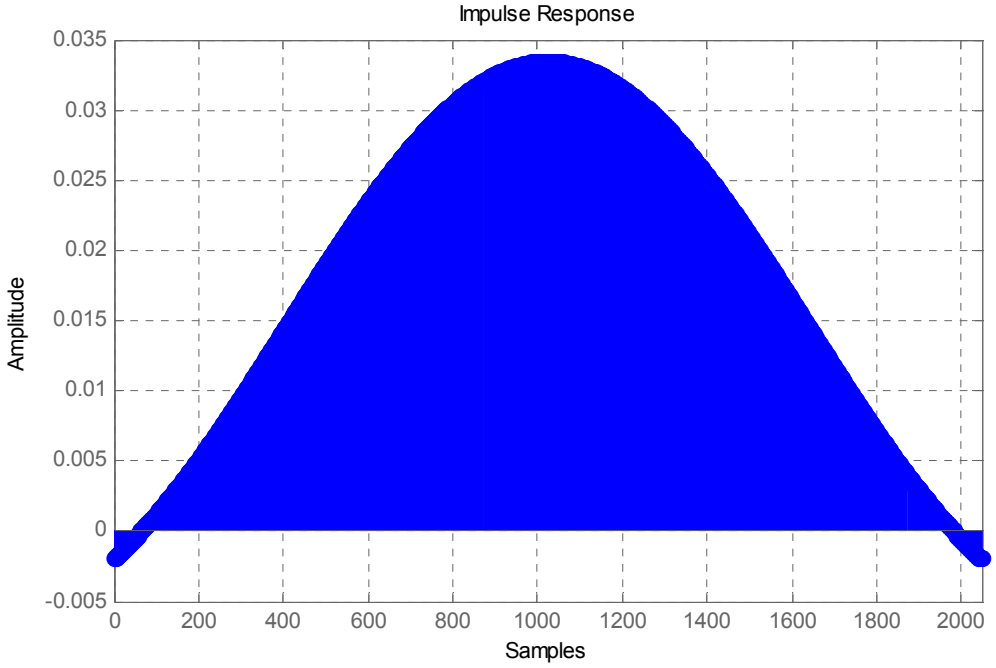
$$R_s = \frac{B}{1+\alpha} \tag{4.14}$$

Αυτή η συνημιτονοειδής συνάρτηση μεταφοράς μπορεί να επιτευχθεί χρησιμοποιώντας πανομοιότυπα $\sqrt{H_{RC}(f)}$ φίλτρα στον πομπό και στον δέκτη, δημιουργώντας έτσι ένα φίλτρο κατάλληλο να ικανοποιήσει με τον βέλτιστο τρόπο τις προδιαγραφές που απαιτεί ένα κανάλι flat fading. Για να υλοποιήσουμε την απόκριση του φίλτρου, μπορούν να χρησιμοποιηθούν pulse shaping φίλτρα είτε στα δεδομένα της βασικής ζώνης είτε στην έξοδο του πομπού. Συνήθως pulse shaping φίλτρα υλοποιούνται με DSP στη βασική ζώνη.

Η κρουστική απόκριση του φίλτρου που χρησιμοποιούμε εδώ είναι :

$$h(t) = 4\alpha \frac{\cos((1+\alpha\pi t/t) + \dfrac{\sin((1-\alpha)\pi t/Ts)}{(4\alpha t/Ts)}}{\pi\sqrt{Ts}(1-(4\alpha t/Ts)^2)} \tag{4.15}$$

Ουσιαστικά πρόκειται για την τετραγωνική ρίζα ενός raised cosine φίλτρου. Το α, όπως θα φανεί παρακάτω στον κώδικα έχει τεθεί στο 0,25. Στη συνάρτηση του MATLAB που έχουμε χρησιμοποιήσει, την rcosine, θέτουμε τις παραμέτρους στις κατάλληλες τιμές που έχουν σχέση με το symbol rate και το sample rate και που ουσιαστικά ρυθμίζουν την τιμή του Ts, που όπως αναφέραμε είναι η διάρκεια κάθε bit σε sec. Για τις τιμές του symbol rate και του sample rate που δόθηκαν παραπάνω προκύπτει το ακόλουθο σχήμα (σχ. 4.12):

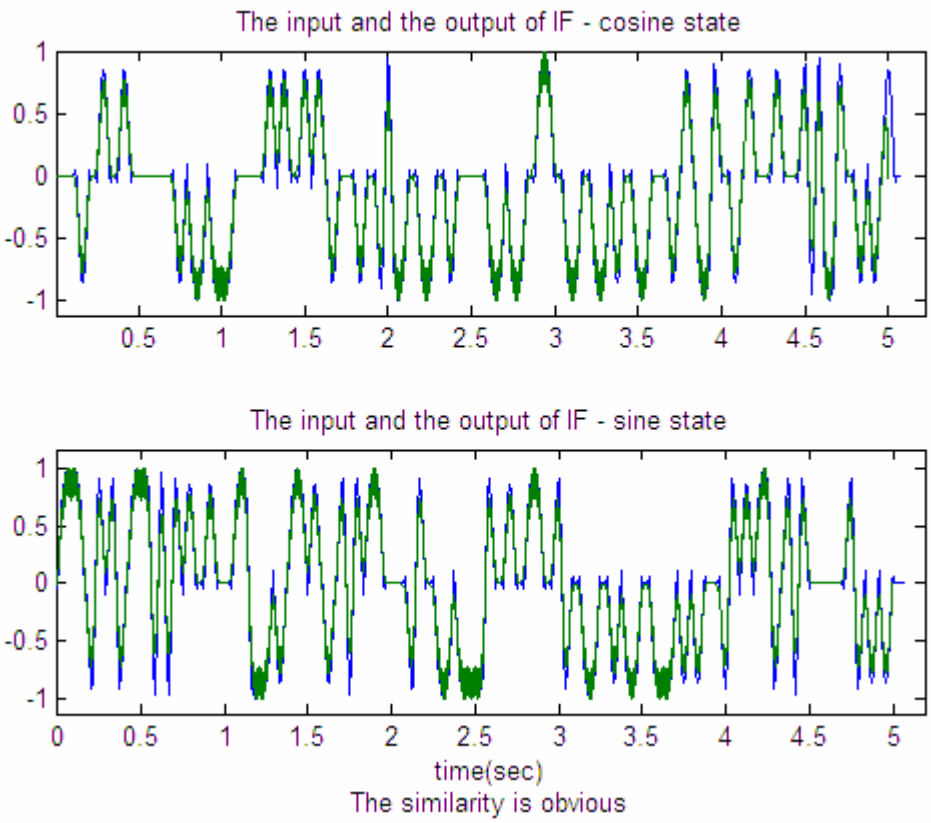


Σχήμα 4.12: Η κρουστική απόκριση του raised cosine φίλτρου που χρησιμοποιήθηκε στην εξομοίωση.

Η συνάρτηση που δημιουργεί το PSF raised cosine και φιλτράρει με αυτό το σήμα είναι η Pulse_Shape_Filter.m της οποίας ο κώδικας παρατίθεται ευθύς αμέσως.

```
function [PSF_signal num] = Pulse_Shape_Filter(symbol_rate,sample_rate,signal)

%filtrarisma tou shmatos apo ena Pulse_Shape_Filter
%prosoxi sto neo sample_rate, to bit_rate den exei allaksei(24kbps)
num = rcosine(symbol_rate,sample_rate*symbol_rate,'sqrt',0.25,1);
res_filt = rcosflt(signal,symbol_rate,sample_rate*symbol_rate, 'filter', num)';
PSF_signal = res_filt(fix(length(num)/2)+1:length(res_filt)-fix(length(num)/2));
```

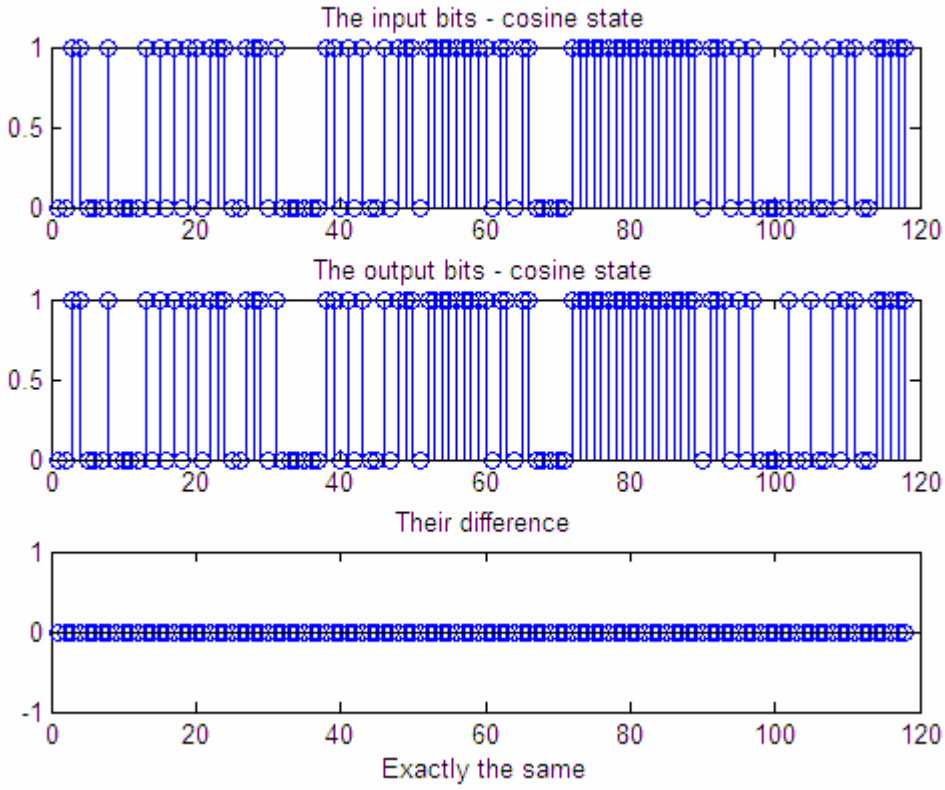
Μετά την έξοδο του σήματος και από το φίλτρο αυτό, τόσο η ημιτονική όσο και η συνημιτονική συνιστώσα πρέπει να μοιάζουν στη μορφή με αυτή που το σήμα είχε πριν μπει στον μίκτη, πριν δηλαδή αρχίσει το τμήμα αυτό της IF βαθμίδας που εξομοιώνουμε. Πράγματι όπως φαίνεται από τα παρακάτω διαγράμματα κάτι τέτοιο ισχύει και για τις δύο συνιστώσες. Με μπλε χρώμα υποδηλώνεται το σήμα στην είσοδο της IF βαθμίδας και με πράσινο στην έξοδο αυτής.

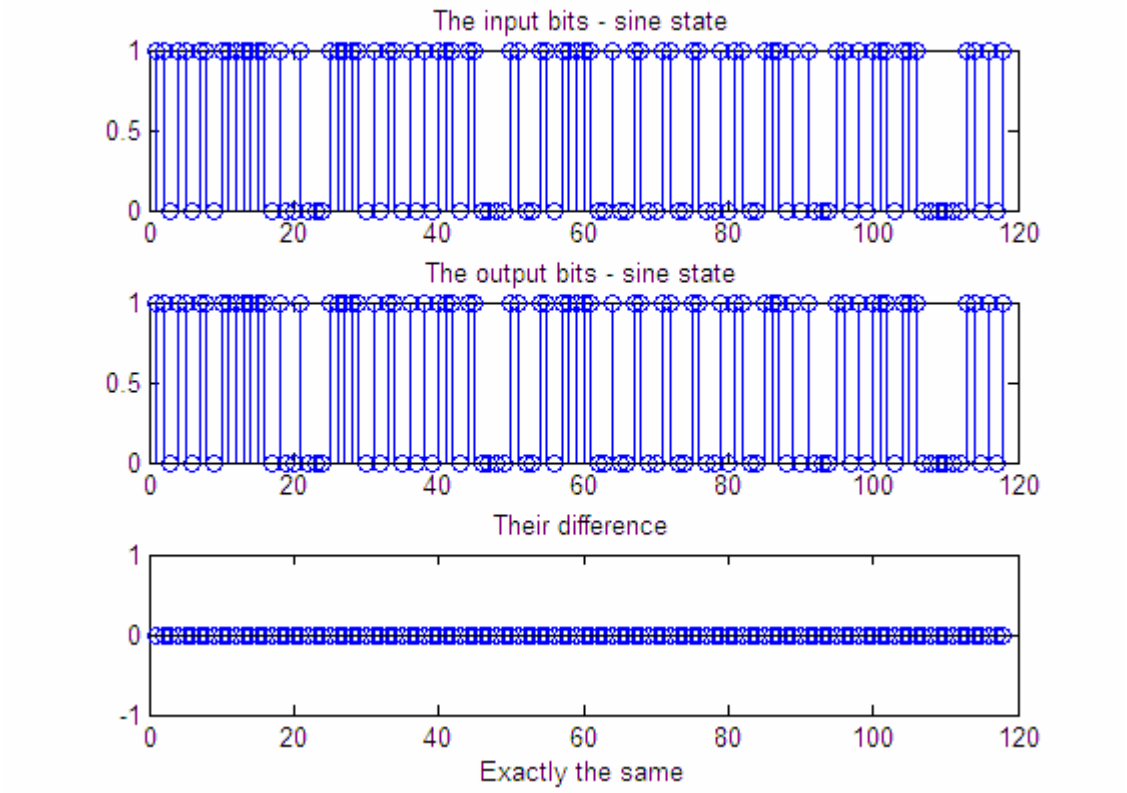


4.8 Συνάρτηση απόφασης

Όπως αναφέραμε και στην εισαγωγή του κεφαλαίου αυτού, η συνάρτηση απόφασης είναι μια συνάρτηση η οποία εξάγει από το σήμα τα bits της πληροφορίας. Το σήμα έχει υποστεί διάφορες αλλαγές μέσα από την επεξεργασία των ενδιάμεσων υποβαθμίδων, όπως έχει αναλυθεί εκτενώς στις προηγούμενες παραγράφους. Παρ' όλ' αυτά πρέπει στη μορφή να μοιάζει με το σήμα εισόδου QPSK, κάτι που συνεπάγεται καμία αλλαγή στην πληροφορία των bits που αυτό εμπεριέχει. Όπως φάνηκε από τα διαγράμματα που μόλις παρατέθηκαν η μορφή του σήματος παραμένει η ίδια. Άρα η πληροφορία σίγουρα δεν έχει αλλοιωθεί. Θα πρέπει όμως, για να είμαστε πιο πειστικοί, να εξάγουμε τα bits από την κυματομορφή με κάποιο τρόπο, ώστε να αποδειχτούν και έμπραχτα τα παραπάνω συμπεράσματα. Η συνάρτηση λοιπόν newteliki_apofasi.m, παίρνει το σήμα όποιο και αν είναι το μέγεθός του και βγάζει από αυτό τα bits της πληροφορίας. Θυμίζουμε ότι το σήμα έχει χωριστεί σε δύο ορθογώνιες συνιστώσες (ημίτονο και συνημίτονο) για παράλληλη επεξεργασία. Όπως αντιμετωπίσαμε το σήμα στις προηγούμενες υποβαθμίδες έτσι το αντιμετωπίζουμε και εδώ. Παίρνουμε δηλαδή ξεχωριστά την κάθε συνιστώσα. Φυσικά και οι δύο έχουν το ίδιο μέγεθος δειγμάτων που έχει πάρει μία τελική τιμή μετά από τα διάφορα interpolation, decimation και φιλτραρίσματα. Κάθε συνιστώσα κουβαλάει 120 bits, όσα δηλαδή είναι τα σύμβολα. Διαιρώντας το συνολικό μέγεθος κάθε συνιστώσας με τον αριθμό των συμβόλων, βρίσκουμε πόσα δείγματα του σήματος της κάθε συνιστώσας αντιστοιχούν σε ένα bit. Στο σημείο αυτό θα πρέπει να επισημάνουμε ότι όταν μιλάμε για bit εννοούμε την κωδικοποίηση QPSK που έχει γίνει στην αρχή της εξομοίωσης, όταν φτιάχναμε το σήμα με διαμόρφωση QPSK. Αυτό σημαίνει ότι πρέπει να επαναφέρουμε το σήμα στην αρχική του μορφή. Κάνουμε λοιπόν την αντίστροφη διαδικασία από αυτήν κάναμε στην new_input.m όταν δημιουργούσαμε το σήμα. Δειγματοληπτούμε το σήμα στο κέντρο κάθε παλμού, δηλαδή κάθε συμβόλου, αφού όπως είπαμε έχουμε υπολογίσει πόσα δείγματα του σήματος κάθε συνιστώσας αντιστοιχούν σε κάθε ένα από αυτά. Ιδιαίτερη σημασία έχει το σημείο από το οποίο θα ξεκινήσει η δειγματοληψία. Στη συνέχεια, από την εκάστοτε τιμή του συνημιτόνου και του ημιτόνου, δημιουργούμε τον μιγαδικό αριθμό που μας έδωσε η συνάρτηση pskmode και με την αντίστροφη συνάρτηση

pskdemode παίρνουμε αριθμούς από το 0 έως το 3 τους αποκωδικοποιούμε με την ανάποδη διαδικασία από αυτή που ακολουθήθηκε στην new_input. Δηλαδή το 0 στα bits 00, το 1 στα bits 01, το 2 στα bits 10 και το 3 στα bits 11. Έτσι ανακτούμε όλα τα bits της αρχικής πληροφορίας και ευελπιστούμε ότι είναι ίδια με αυτά που έβγαλε τυχαία η γεννήτρια των bits στην αρχή. Πράγματι αυτό ισχύει όπως μας δείχνουν τα διαγράμματα. Τέλος πρέπει να επισημάνουμε ότι λόγω του φαινομένου των άκρων που παρουσιάζεται σε προηγούμενες υποβαθμίδες, δεν λαμβάνονται υπόψιν τυχών λάθη στο πρώτο και το τελευταίο σύμβολο, γι' αυτό και δεν τα απεικονίζουμε. Τα αποτελέσματα μαζί με τον κώδικα φαίνονται παρακάτω.






```
function [apofasi_cos
apofasi_sin]=newteliki_apofasi(PSF_signal_cos,PSF_signal_sin,no_symbol)

deigmata=length(PSF_signal_cos)/no_symbol;

max_sig_cos = max(PSF_signal_cos(end/2:end));
min_sig_cos = min(PSF_signal_cos(end/2:end));
distance_cos = max_sig_cos - min_sig_cos;

max_sig_sin = max(PSF_signal_sin(end/2:end));
min_sig_sin = min(PSF_signal_sin(end/2:end));
distance_sin = max_sig_sin - min_sig_sin;

k=1;

for n=deigmata:deigmata:length(PSF_signal_cos)

   res = pskdemod(PSF_signal_cos(n)/max_sig_cos+i*PSF_signal_sin(n)/max_sig_sin,4);

   if res == 0
      apofasi_cos(k) = 0;
      apofasi_sin(k) = 0;
   elseif res == 1
```

```
        apofasi_cos(k) = 0;
        apofasi_sin(k) = 1;
    elseif res == 2
        apofasi_cos(k) = 1;
        apofasi_sin(k) = 0;
    else
        apofasi_cos(k) = 1;
        apofasi_sin(k) = 1;
    end

    k=k+1;
end
```

Όλα τα παραπάνω προγράμματα, που αποτελούν ουσιαστικά τα επιμέρους κομμάτια της εξομοίωσης καλούνται από μία συνάρτηση που είναι υπεύθυνη για το τρέξιμο ολόκληρης της εξομοίωσης καθώς επίσης και για την απεικόνιση των αποτελεσμάτων αυτής. Η συνάρτηση αυτή είναι η IF_Eksomoiosi.m και ο κώδικάς της είναι ο ακόλουθος:

```
function [PSF_signal_cos test]=IF_Eksomoiosi
%Programma sunolikis eksomoiosis tis IF bathmidas

clear all
clc

%dedomena
no_bit = 240;
no_symbol = no_bit/2;
bit_rate = 48;
symbol_rate = bit_rate/2;%QPSK
sample_rate = 1024;%Posa deigmata pairnoume ana palmo
ch_space=3000;

%---------------dimiourgia ths eisodou----------------
[signal signal_sun signal_imi test_cos test_sin t num_ch] =
global_fin_input(no_bit,no_symbol,bit_rate,symbol_rate,sample_rate,ch_space);
signal=signal(1:no_symbol*sample_rate);
% signal=awgn(signal,5,'measured');

%--------------------    ADC    --------------------
fsample = 3072;%Deigmatoleipsia ana sec
dec=adc(sample_rate, symbol_rate, fsample, signal);

%--------------------   mikths   --------------------
```

```
[channel_signal_cos channel_signal_sin] = global_mix(dec,fsample,num_ch);

%---------------     CIC Filter      ---------------

[CIC_sig_cos sig1_cos sig2_cos] = CIC_bathmida(channel_signal_cos);

figure;
subplot(3,1,1), plot(linspace(-192/2,192/2,1024*4),abs(fftshift(fft(sig1_cos,4*1024))))
title('The output of 1st CIC - cosine (decimation)')
subplot(3,1,2), plot(linspace(-960/2,960/2,1024*16),abs(fftshift(fft(sig2_cos,16*1024))))
title('The output of 2nd CIC - cosine (interpolation)')
subplot(3,1,3), plot(linspace(-120/2,120/2,1024*2),abs(fftshift(fft(CIC_sig_cos,2*1024))))
title('The output of 3rd CIC - cosine (decimation)')
xlabel('Frequency')
saveas(gcf,strcat('CIC_cos_output_',num2str(num_ch),'.fig'))

[CIC_sig_sin sig1_sin sig2_sin] = CIC_bathmida(channel_signal_sin);

figure;
subplot(3,1,1), plot(linspace(-192/2,192/2,1024*4),abs(fftshift(fft(sig1_sin,4*1024))))
title('The output of 1st CIC - sine (decimation)')
subplot(3,1,2), plot(linspace(-960/2,960/2,1024*16),abs(fftshift(fft(sig2_sin,16*1024))))
title('The output of 2nd CIC - sine (interpolation)')
subplot(3,1,3), plot(linspace(-120/2,120/2,1024*2),abs(fftshift(fft(CIC_sig_sin,2*1024))))
title('The output of 3rd CIC - sine (decimation)')
xlabel('Frequency')
saveas(gcf,strcat('CIC_sin_output_',num2str(num_ch),'.fig'))

%---------------Fractional Rate Converter---------------
FRC_sig_cos = FRC_filter(CIC_sig_cos);
FRC_sig_sin = FRC_filter(CIC_sig_sin);

figure,
subplot(2,1,1),plot(FRC_sig_cos/max(FRC_sig_cos(end/2:end)))
title('The output of FRC filter - cosine state')
subplot(2,1,2),plot(FRC_sig_sin/max(FRC_sig_sin(end/2:end)))
title('The output of FRC filter - sine state')
xlabel('samples')
saveas(gcf,strcat('FRC_output_',num2str(num_ch),'.fig'))

%------------------Pulse_Shape_Filter------------------
sample_rate = 1024; symbol_rate=24;
[PSF_signal_cos res_filt] = Pulse_Shape_Filter(symbol_rate,sample_rate,FRC_sig_cos);
[PSF_signal_sin res_filt2]= Pulse_Shape_Filter(symbol_rate,sample_rate,FRC_sig_sin);

figure,
subplot(2,1,1),plot(t,test_cos/max(test_cos))
hold all
subplot(2,1,1),plot(linspace(0,5,length(PSF_signal_cos)),PSF_signal_cos/max(PSF_signal_cos(e
nd/2:end)))
title('The input and the output of IF - cosine state')
hold off
subplot(2,1,2),plot(t,test_sin/max(test_sin))
hold all
```

```
subplot(2,1,2),plot(linspace(0,5,length(PSF_signal_cos)),PSF_signal_sin/max(PSF_signal_sin(en
d/2:end)))
title('The input and the output of IF - sine state')
xlabel({'time(sec)';'The similarity is obvious'})
hold off
saveas(gcf,strcat('input_output_',num2str(num_ch),'.fig'))

%----------------------Apofasi-----------------------
[apofasi_cos apofasi_sin]=newteliki_apofasi(PSF_signal_cos,PSF_signal_sin,no_symbol);
Data1 = load('C:\Program Files\MATLAB704\work\QPSK\Data1');
Data2 = load('C:\Program Files\MATLAB704\work\QPSK\Data2');

figure;
subplot(3,1,1),stem(round(Data1(2:119)))
title('The input bits - cosine state')
subplot(3,1,2),stem(apofasi_cos(2:119))
title('The output bits - cosine state')
subplot(3,1,3), stem(apofasi_cos(2:119) - round(Data1(2:119)));
title('Their difference')
xlabel('Exactly the same')
saveas(gcf,strcat('apofasi_cos_',num2str(num_ch),'.fig'))

figure;
subplot(3,1,1),stem(round(Data2(2:119)))
title('The input bits - sine state')
subplot(3,1,2),stem(apofasi_sin(2:119))
title('The output bits - sine state')
subplot(3,1,3), stem(apofasi_sin(2:119) - round(Data2(2:119)));
title('Their difference')
xlabel('Exactly the same')
saveas(gcf,strcat('apofasi_sin_',num2str(num_ch),'.fig'))
```

4.9 Μελέτη Επίδρασης Θορύβου σε ένα κανάλι

Η μελέτη και ανάλυση της προσομοίωσης μέχρι τώρα έγινε χωρίς την παρουσία θορύβου, ενώ θεωρήσαμε δεδομένη την ύπαρξη μόνο του καναλιού που μας ενδιέφερε. Κρίνεται όμως αναγκαίο να μελετηθεί η λειτουργία της προσομοιωμένης IF βαθμίδας παρουσία θορύβου, έστω και αν το κανάλι είναι μόνο ένα, προκειμένου να εξαχθούν κάποια συμπεράσματα σχετικά με τη συμπεριφορά του συστήματος και τα όρια αντοχής του.

Για το σκοπό αυτό εισάγουμε λευκό προσθετικό γκαουσιανό θόρυβο. Αυτό στο MATLAB γίνεται μέσω της εντολής:

```
y = awgn(x,snr,'measured')
```

η οποία προσθέτει θόρυβο στο σήμα x, με σηματοθορυβικό λόγο snr. Αξίζει να αναφερθεί σε αυτό το σημείο ότι αυτό που έχει πραγματικά ενδιαφέρον δεν είναι ο σηματοθορυβικός λόγος, αλλά η ενέργεια ανά bit προς το θόρυβο (Eb/No). Η σχέση που συνδέει αυτά τα δύο μεγέθη είναι:

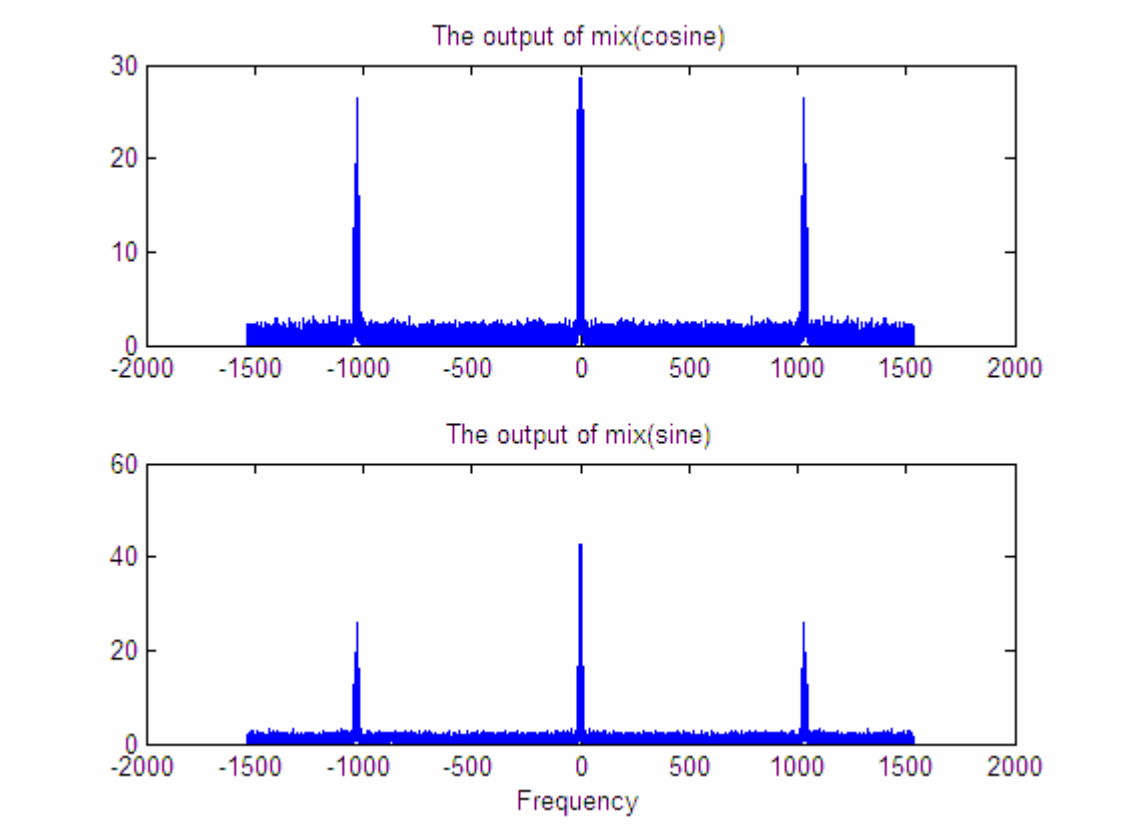
$$Eb/No(dB)=10*\log(Tsymbol/Tsample)+SNR(dB)-10\log(no_bits/symbol) \quad (4.16)$$

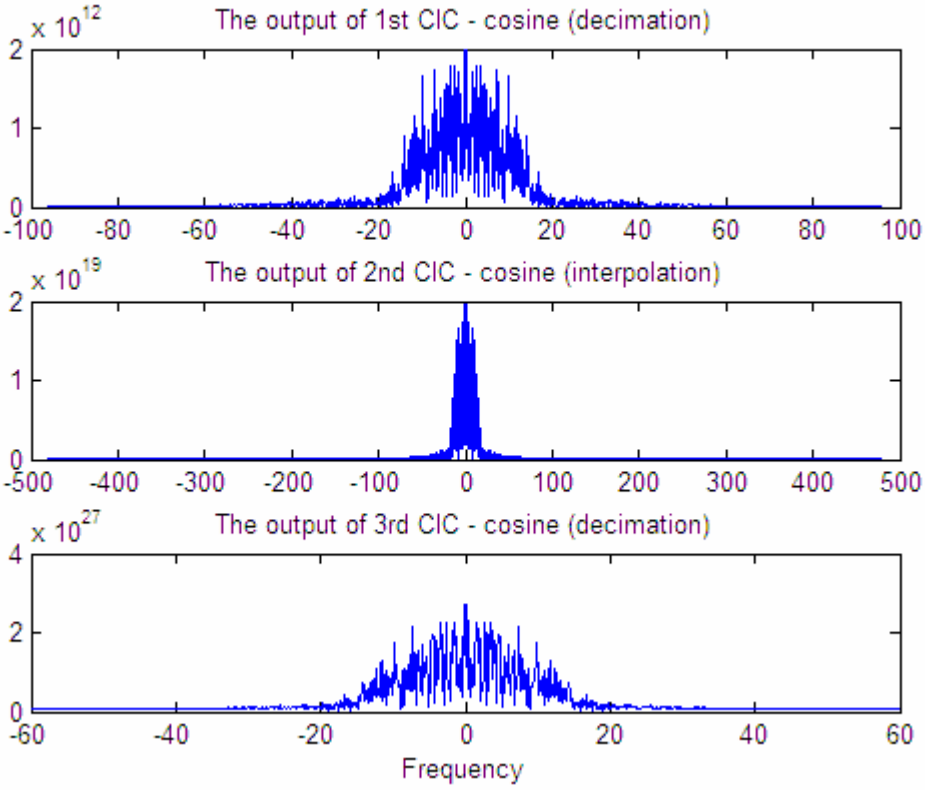
Όπου Tsymbol: περίοδος συμβόλου
Tsample: περίοδος δειγματοληψίας
SNR: σηματοθορυβικός λόγος
no_bits/symbol: αριθμός bit για κάθε σύμβολο

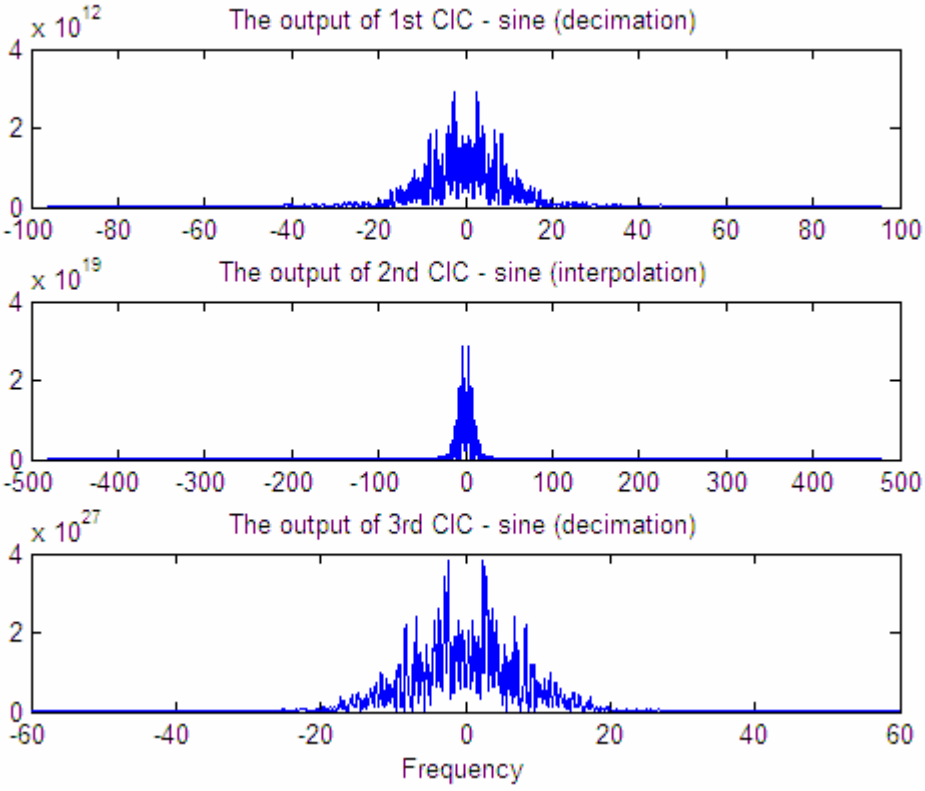
Εκτελέσαμε την προσομοίωση για διάφορες τιμές του Eb/No (ουσιαστικά διάφορες τιμές του SNR), μέχρι να εμφανιστεί στην έξοδο της IF ένα λάθος bit σε σχέση με αυτά που δέχτηκε σαν είσοδο. Μετά από πολλές δοκιμές διαπιστώσαμε ότι αυτό συνέβαινε περίπου για SNR = -8dB δηλαδή Eb/No = 10,062 dB. Παραθέτουμε τα διαγράμματα που προκύπτουν από την εκτέλεση της προσομοίωσης για διάφορες τιμές του Eb/No έως και την τιμή Eb/No = 10,062 dB που θεωρήσαμε σαν όριο αντοχής.

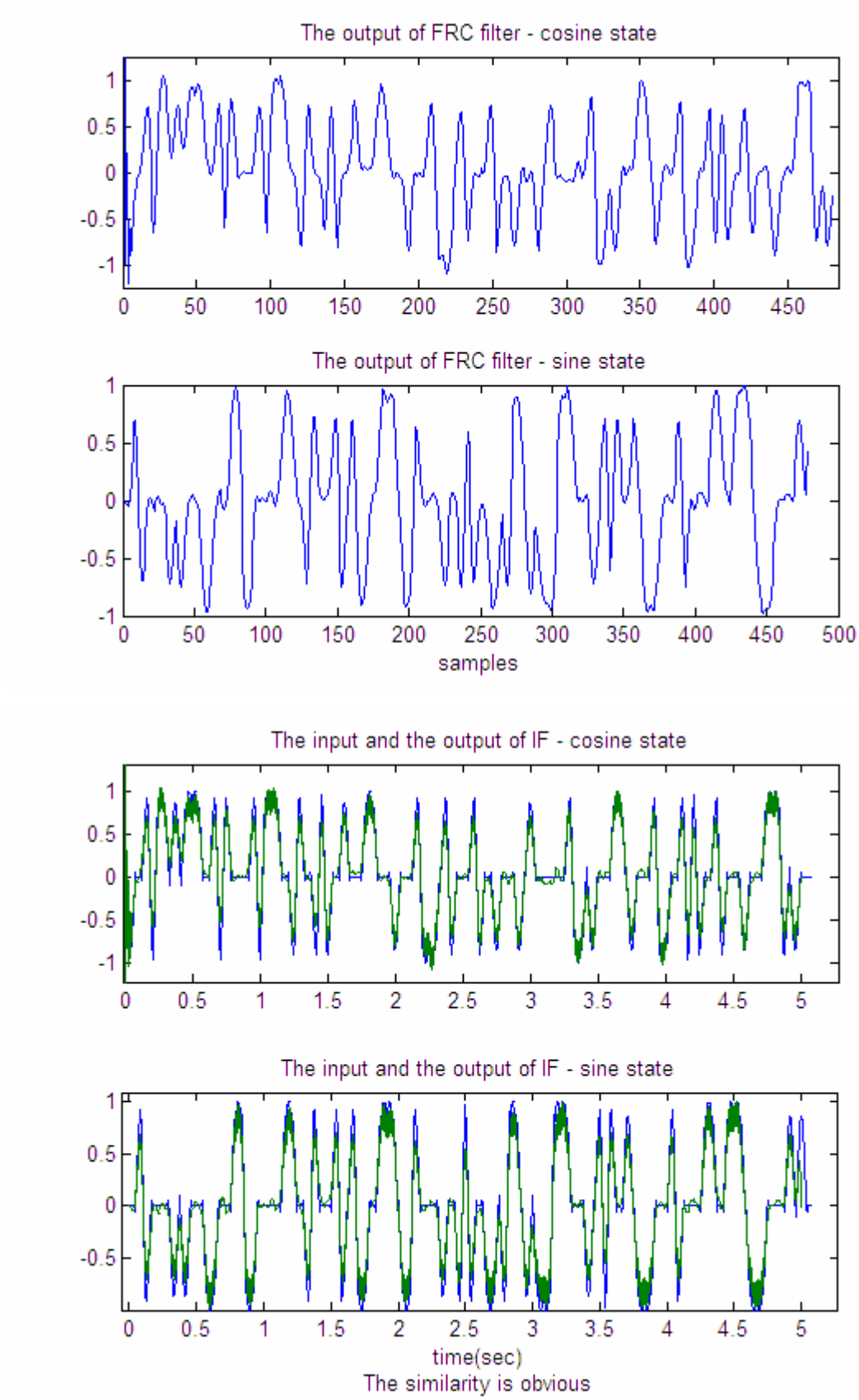
Θυμίζουμε ότι στα διαγράμματα που εμφανίζονται δύο χρώματα, το μπλε αντιστοιχεί στο σήμα που εισέρχεται στην IF και το πράσινο στο σήμα εξόδου της IF.

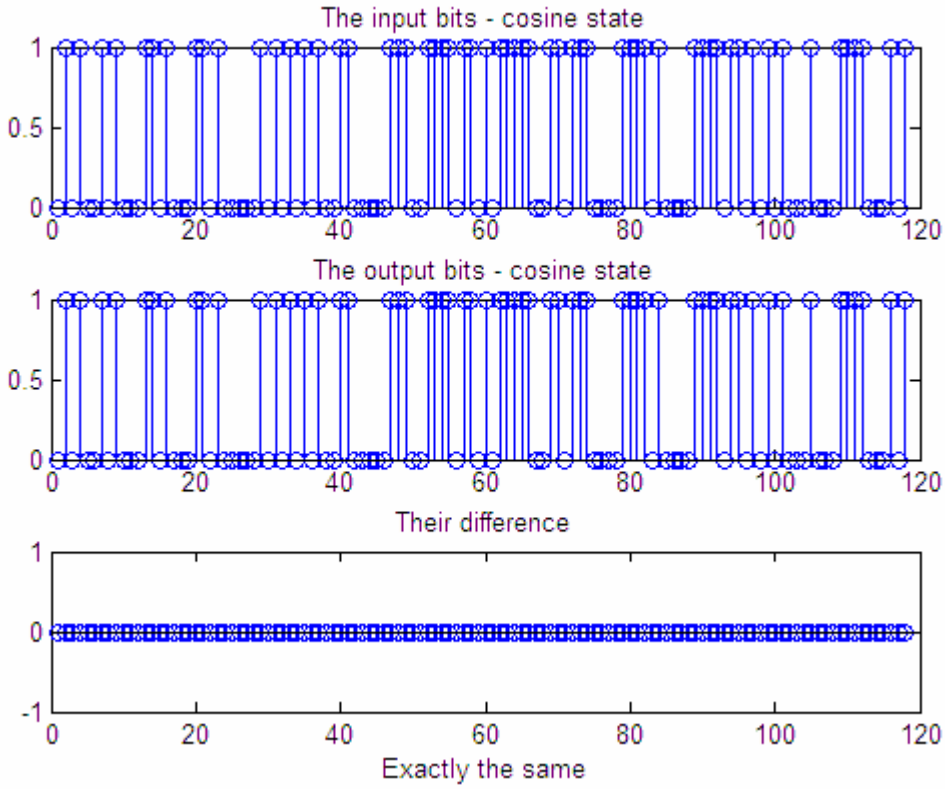
Eb/No = 23,062 dB (SNR = 5 dB)

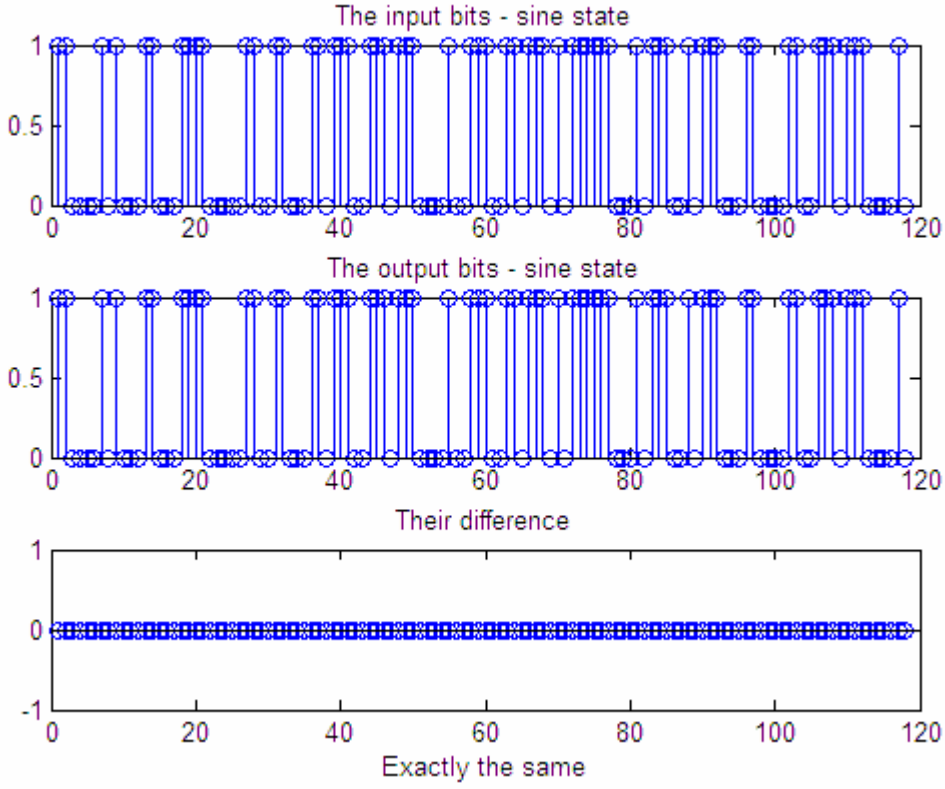



x 10^12
The output of 1st CIC - cosine (decimation)
2
1
0
-100 -80 -60 -40 -20 0 20 40 60 80 100
x 10^19
The output of 2nd CIC - cosine (interpolation)
2
1
0
-500 -400 -300 -200 -100 0 100 200 300 400 500
x 10^27
The output of 3rd CIC - cosine (decimation)
4
2
0
-60 -40 -20 0 20 40 60
Frequency

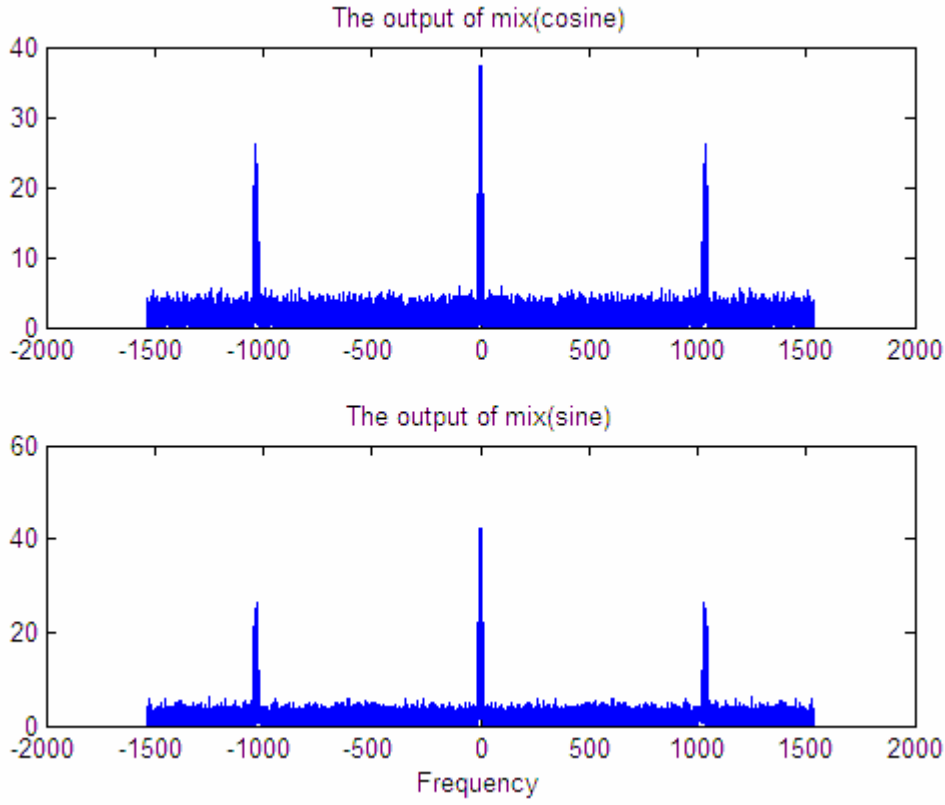

x 10^12
The output of 1st CIC - sine (decimation)
4
2
0
-100 -80 -60 -40 -20 0 20 40 60 80 100
x 10^19
The output of 2nd CIC - sine (interpolation)
4
2
0
-500 -400 -300 -200 -100 0 100 200 300 400 500
x 10^27
The output of 3rd CIC - sine (decimation)
4
2
0
-60 -40 -20 0 20 40 60
Frequency

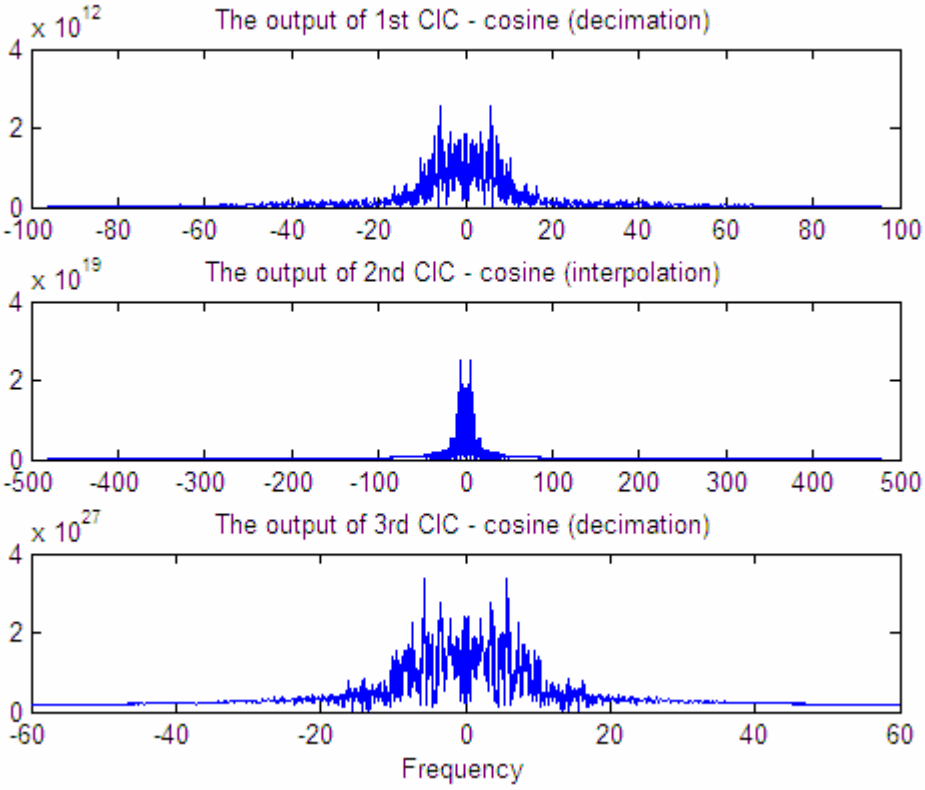

The output of FRC filter - cosine state
The output of FRC filter - sine state
samples
The input and the output of IF - cosine state
The input and the output of IF - sine state
time(sec)
The similarity is obvious

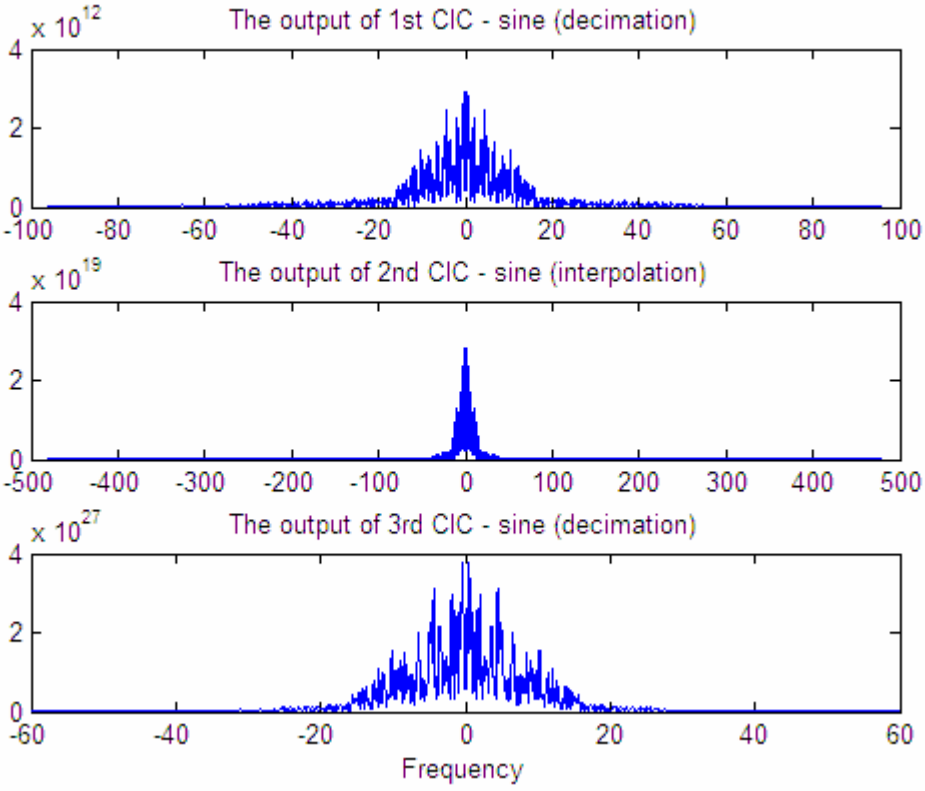

The input bits - cosine state
The output bits - cosine state
Their difference
Exactly the same

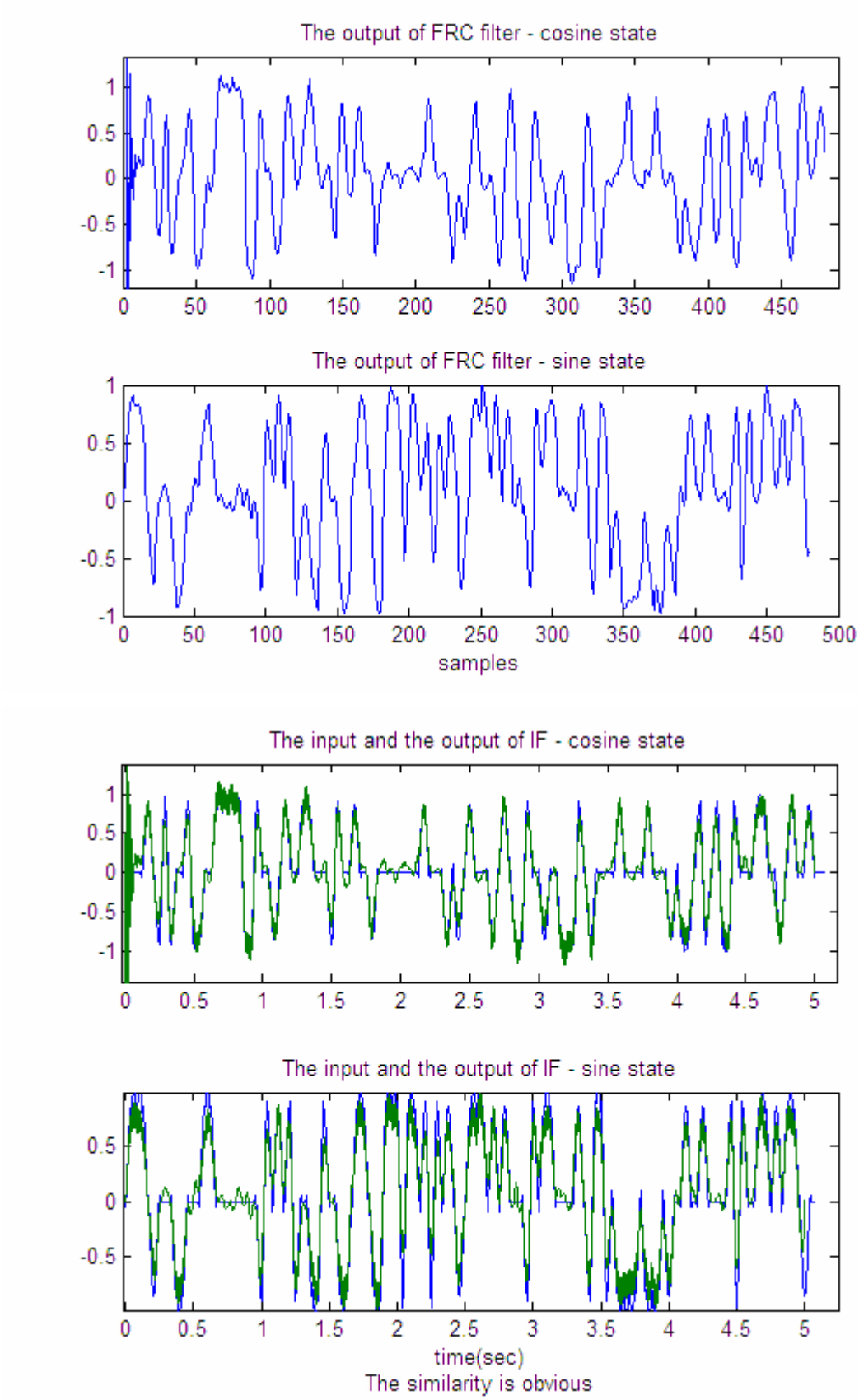

The input bits - sine state
The output bits - sine state
Their difference
Exactly the same

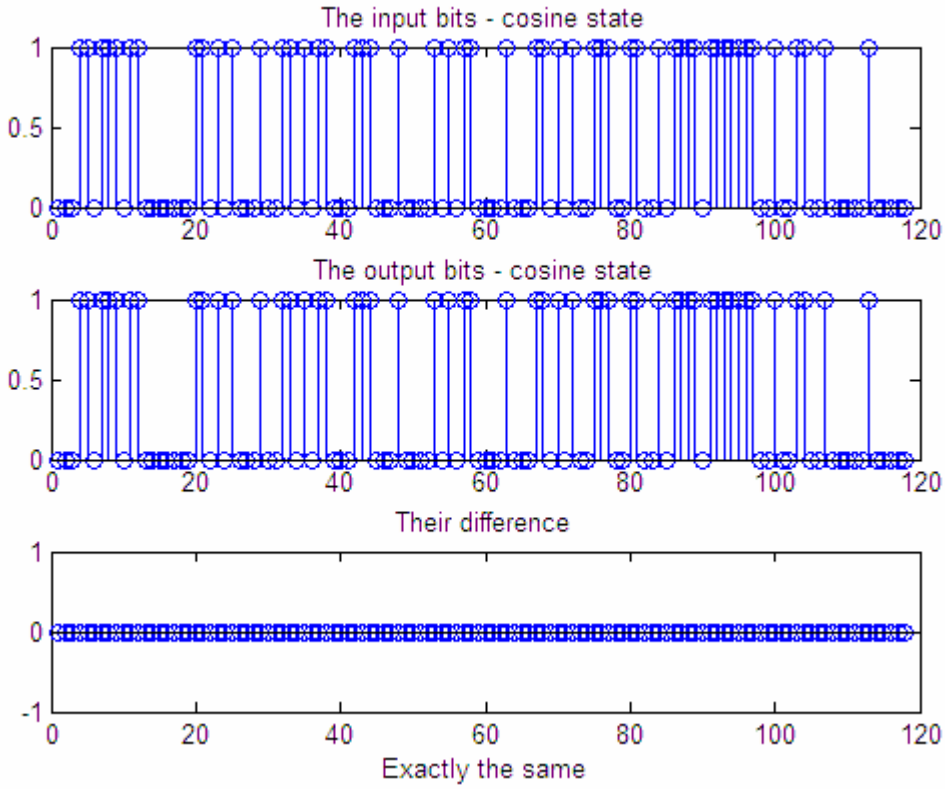
Eb/No = 18,062 dB (SNR = 0 dB)

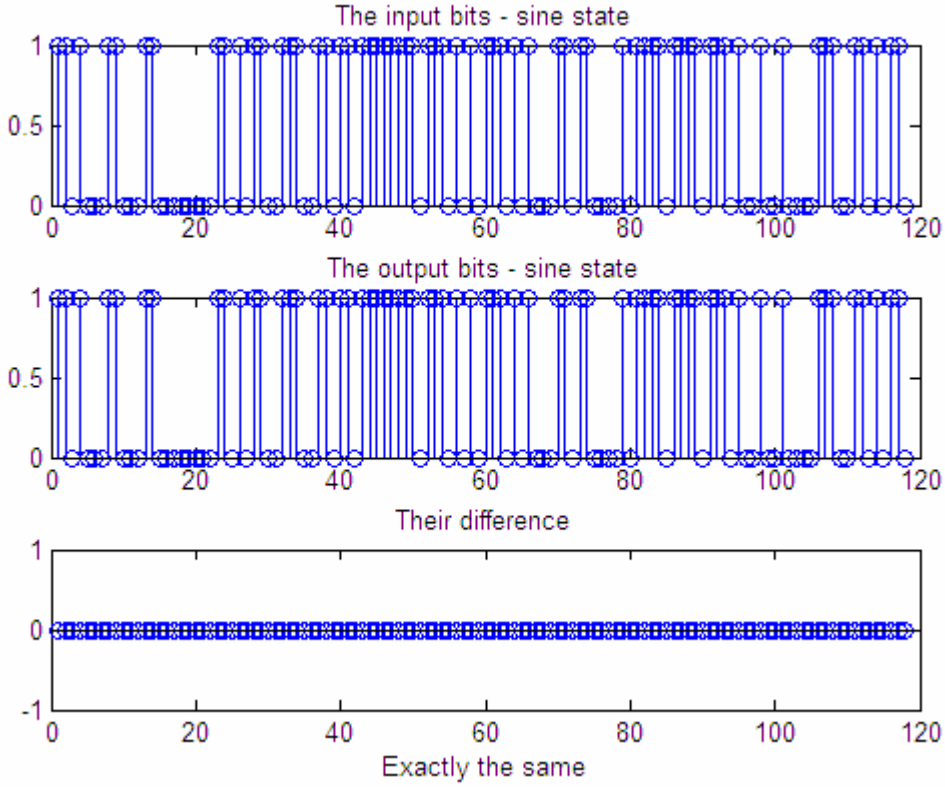



x 10^12
The output of 1st CIC - cosine (decimation)
4
2
0
-100 -80 -60 -40 -20 0 20 40 60 80 100
x 10^19
The output of 2nd CIC - cosine (interpolation)
4
2
0
-500 -400 -300 -200 -100 0 100 200 300 400 500
x 10^27
The output of 3rd CIC - cosine (decimation)
4
2
0
-60 -40 -20 0 20 40 60
Frequency

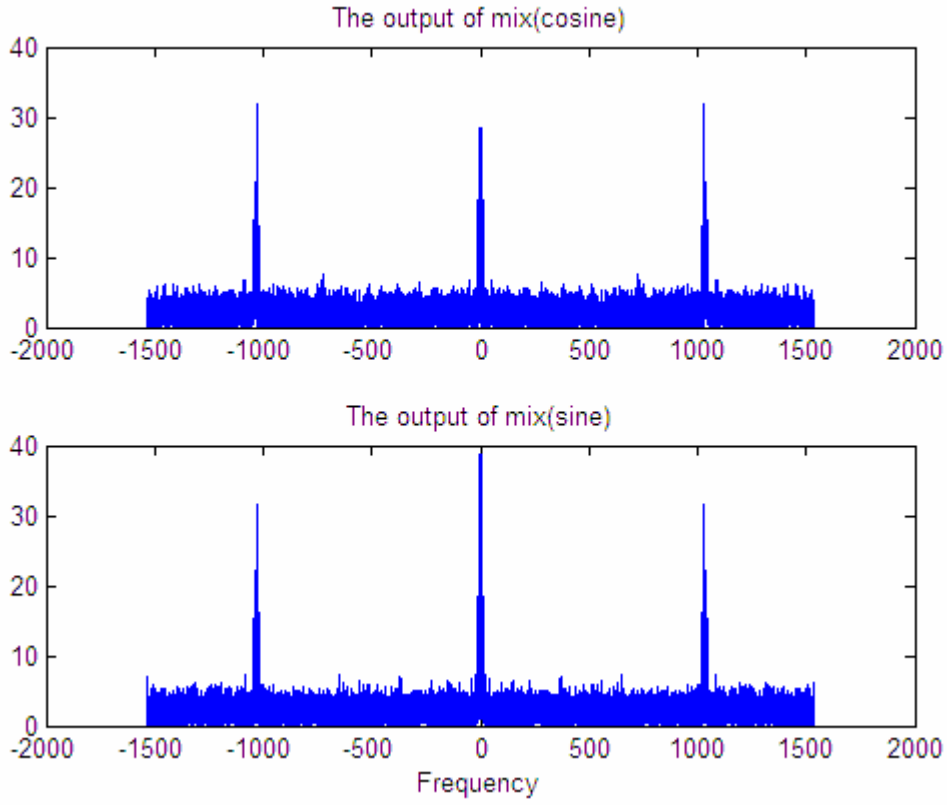

x 10^12
The output of 1st CIC - sine (decimation)
4
2
0
-100 -80 -60 -40 -20 0 20 40 60 80 100
x 10^19
The output of 2nd CIC - sine (interpolation)
4
2
0
-500 -400 -300 -200 -100 0 100 200 300 400 500
x 10^27
The output of 3rd CIC - sine (decimation)
4
2
0
-60 -40 -20 0 20 40 60
Frequency

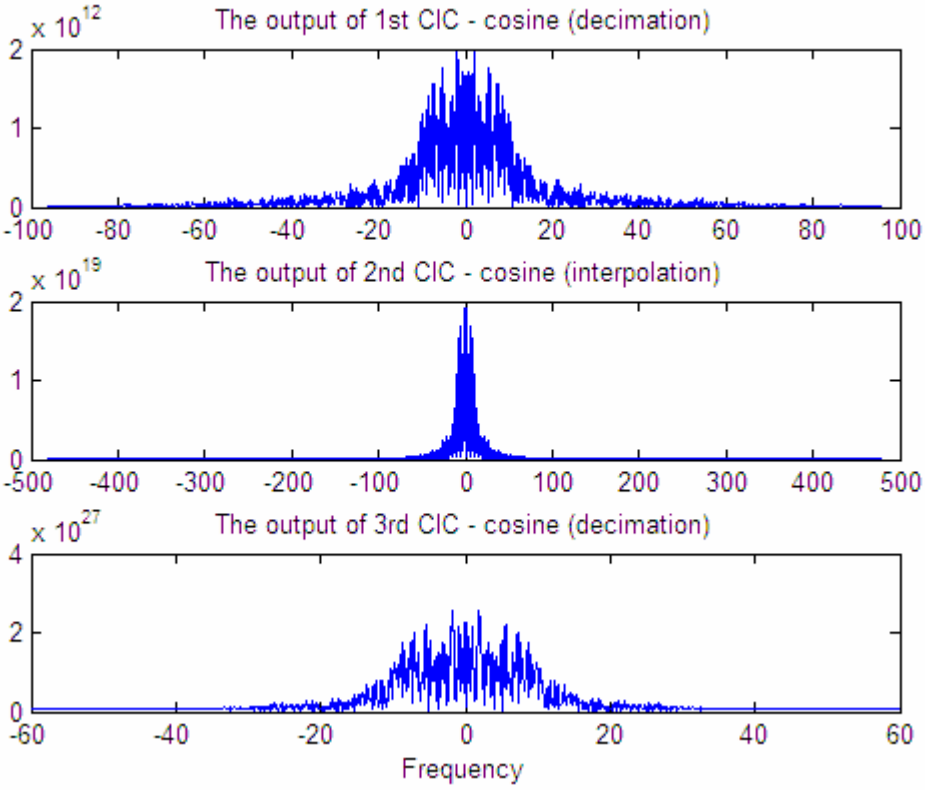

The output of FRC filter - cosine state
The output of FRC filter - sine state
samples
The input and the output of IF - cosine state
The input and the output of IF - sine state
time(sec)
The similarity is obvious

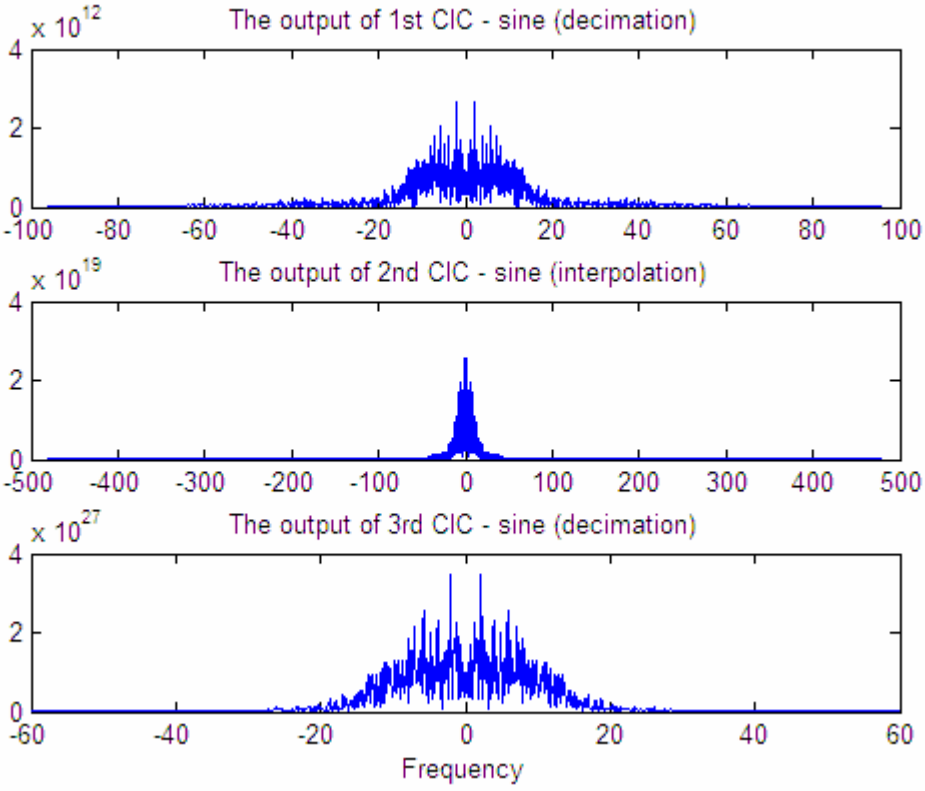

The input bits - cosine state
The output bits - cosine state
Their difference
Exactly the same

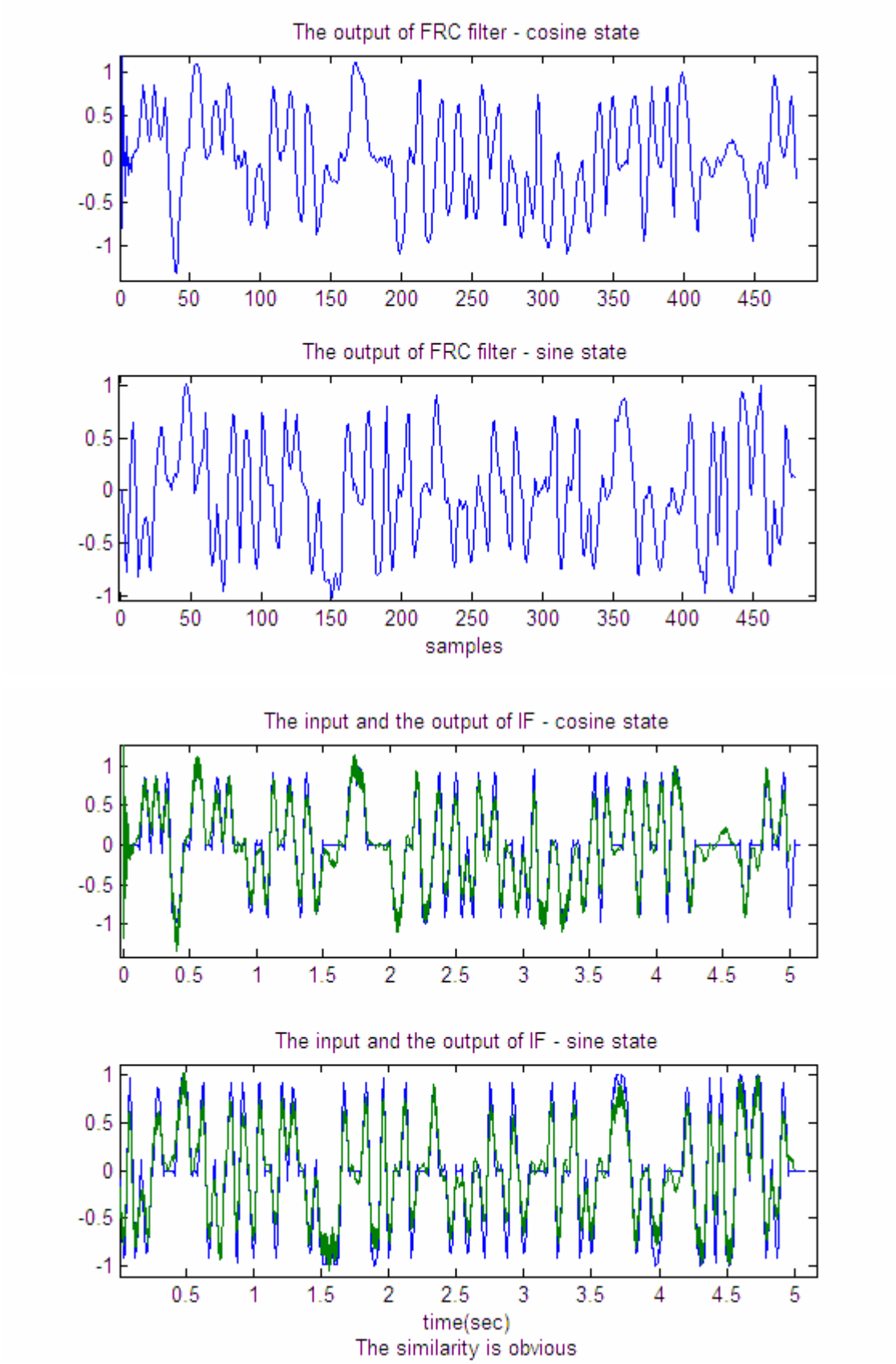

The input bits - sine state
The output bits - sine state
Their difference
Exactly the same

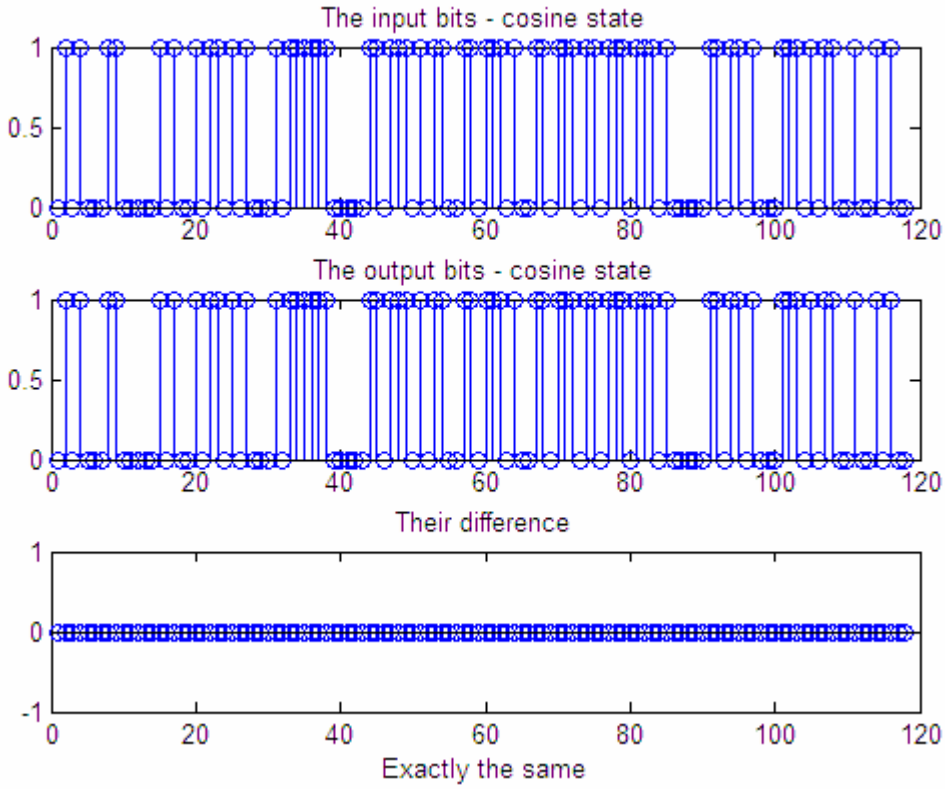
Eb/No = 16,062 dB (SNR = -2 dB)

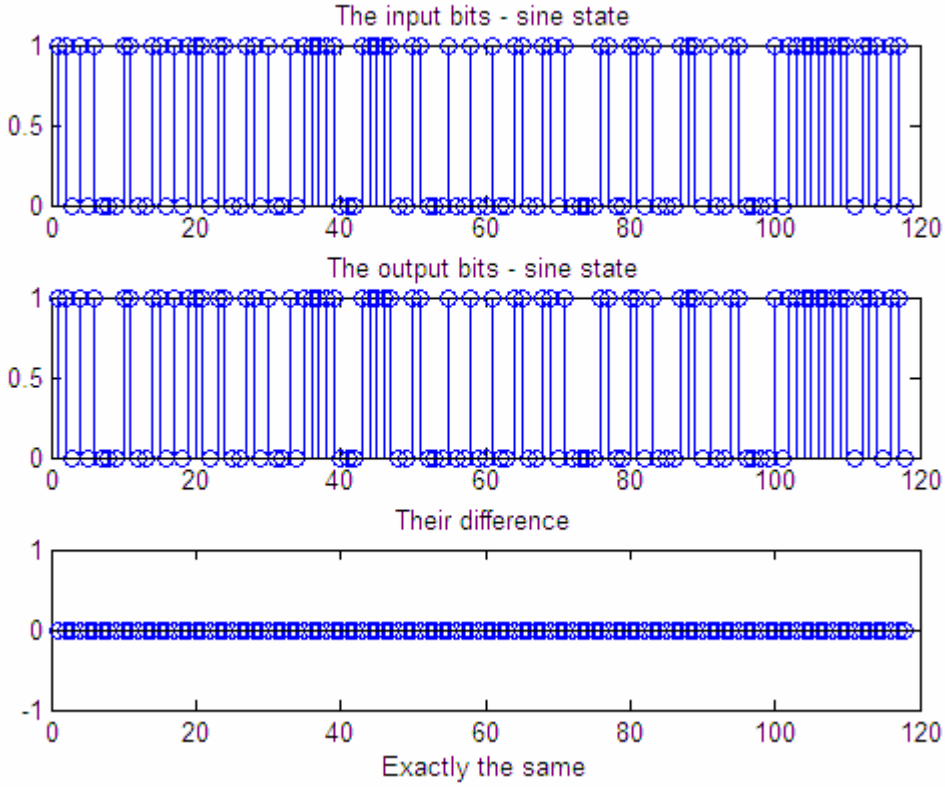



x 10^12
The output of 1st CIC - cosine (decimation)
2
1
0
-100 -80 -60 -40 -20 0 20 40 60 80 100
x 10^19
The output of 2nd CIC - cosine (interpolation)
2
1
0
-500 -400 -300 -200 -100 0 100 200 300 400 500
x 10^27
The output of 3rd CIC - cosine (decimation)
4
2
0
-60 -40 -20 0 20 40 60
Frequency

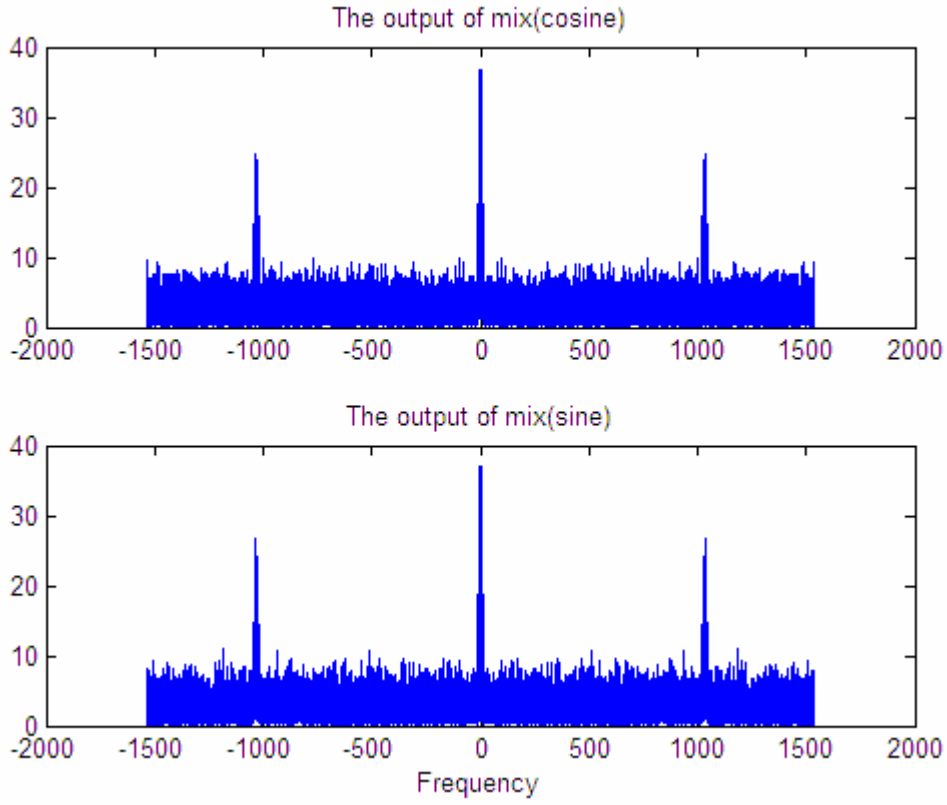

x 10^12
The output of 1st CIC - sine (decimation)
4
2
0
-100 -80 -60 -40 -20 0 20 40 60 80 100
x 10^19
The output of 2nd CIC - sine (interpolation)
4
2
0
-500 -400 -300 -200 -100 0 100 200 300 400 500
x 10^27
The output of 3rd CIC - sine (decimation)
4
2
0
-60 -40 -20 0 20 40 60
Frequency

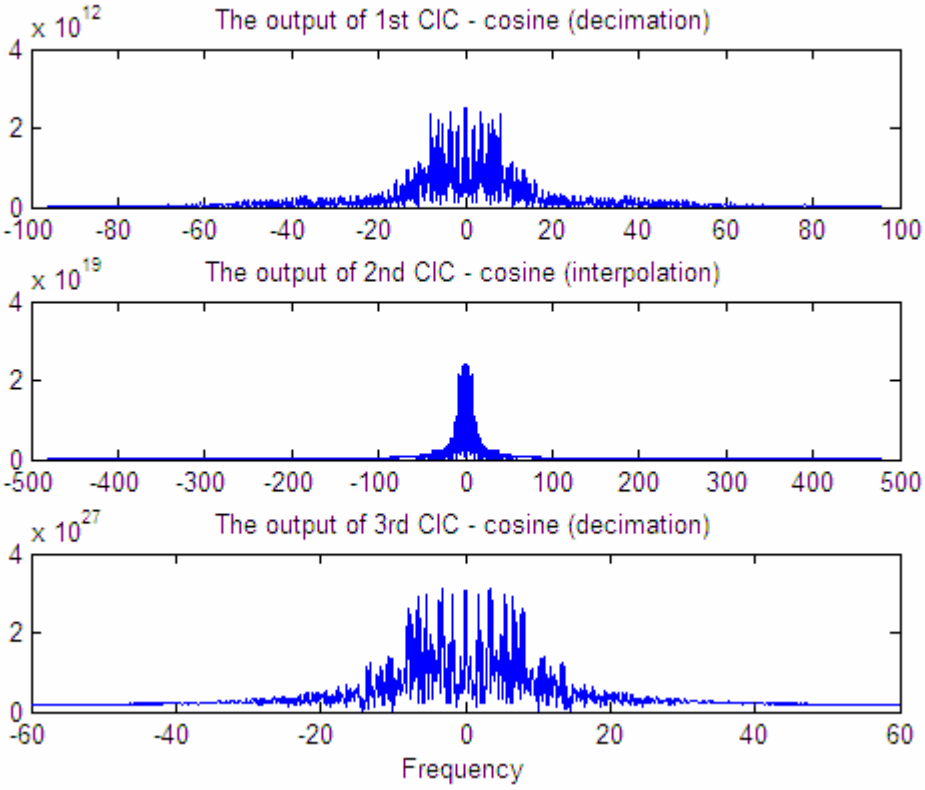

The output of FRC filter - cosine state
The output of FRC filter - sine state
samples
The input and the output of IF - cosine state
The input and the output of IF - sine state
time(sec)
The similarity is obvious

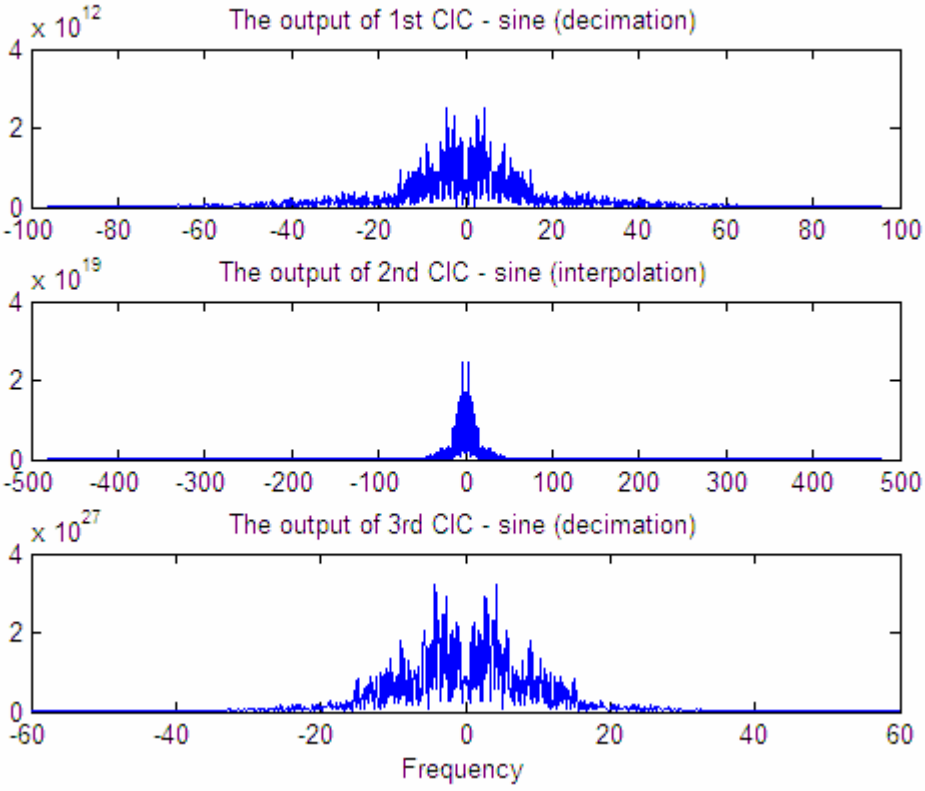

The input bits - cosine state
The output bits - cosine state
Their difference
Exactly the same

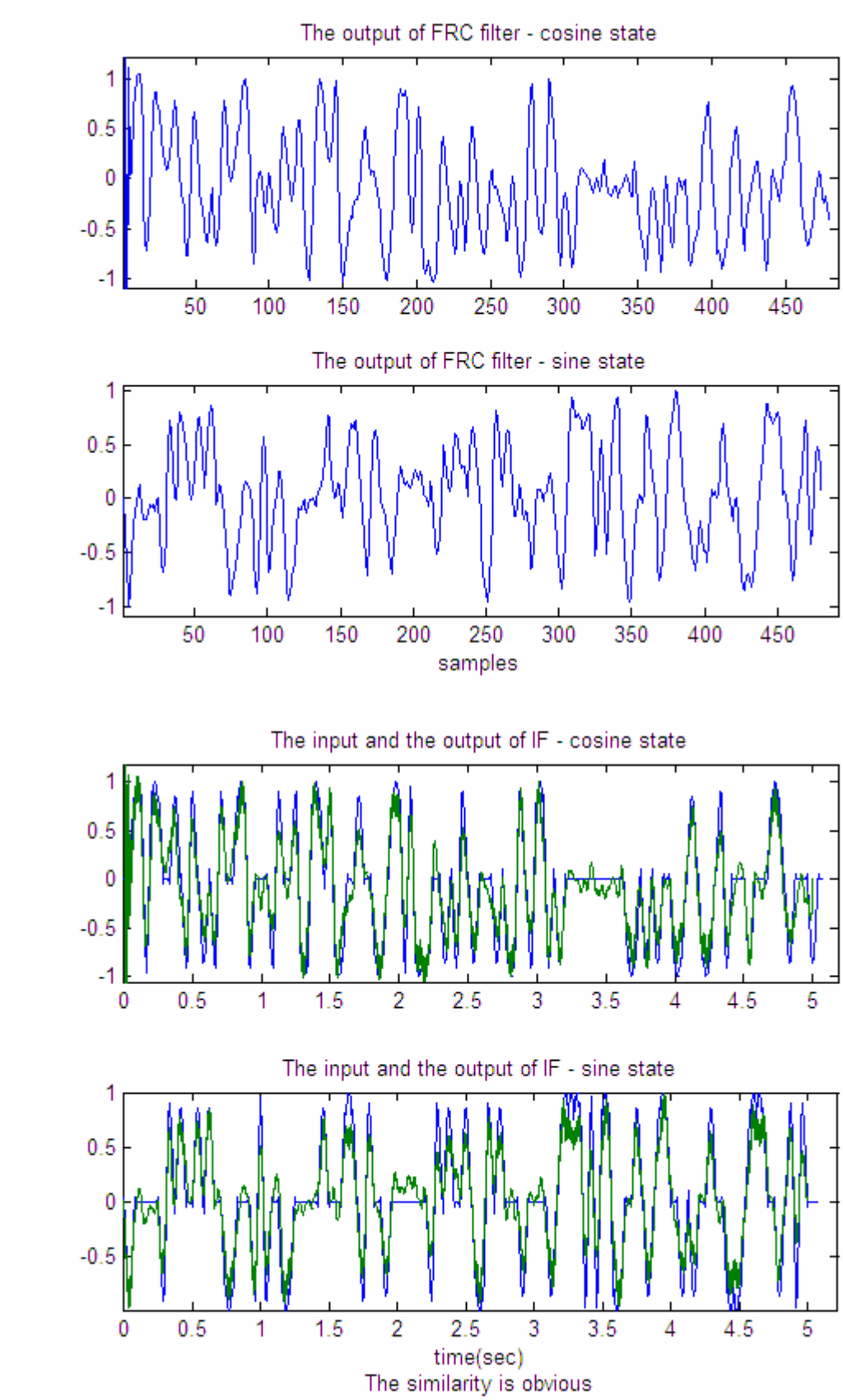

The input bits - sine state
The output bits - sine state
Their difference
Exactly the same

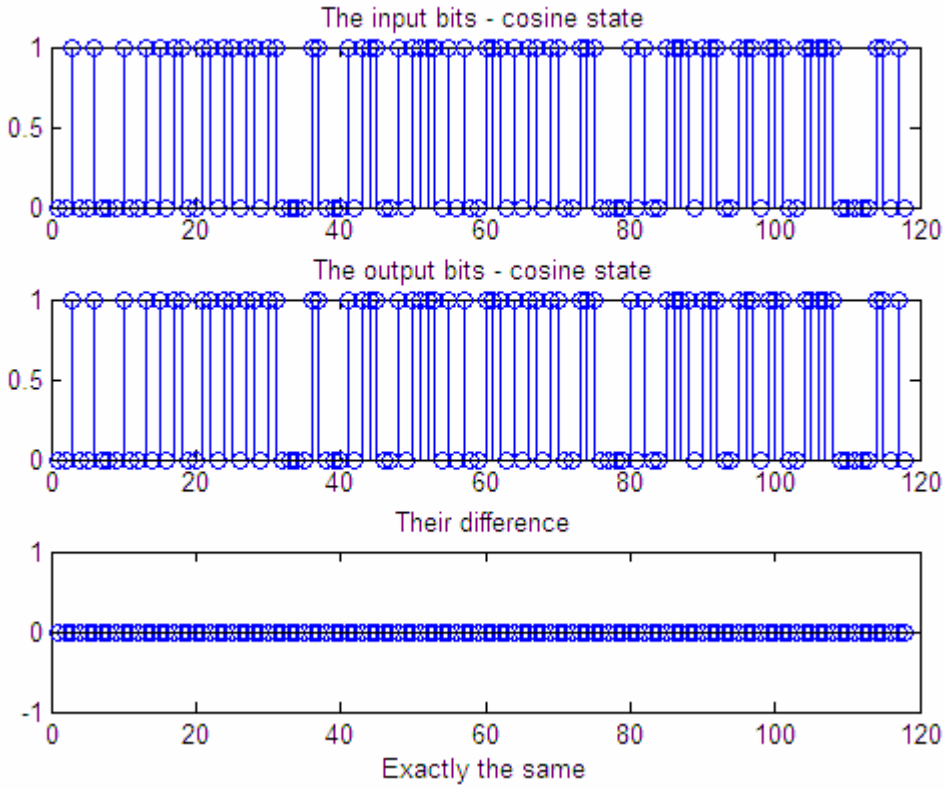
Eb/No = 13,062 dB (SNR = -5 dB)

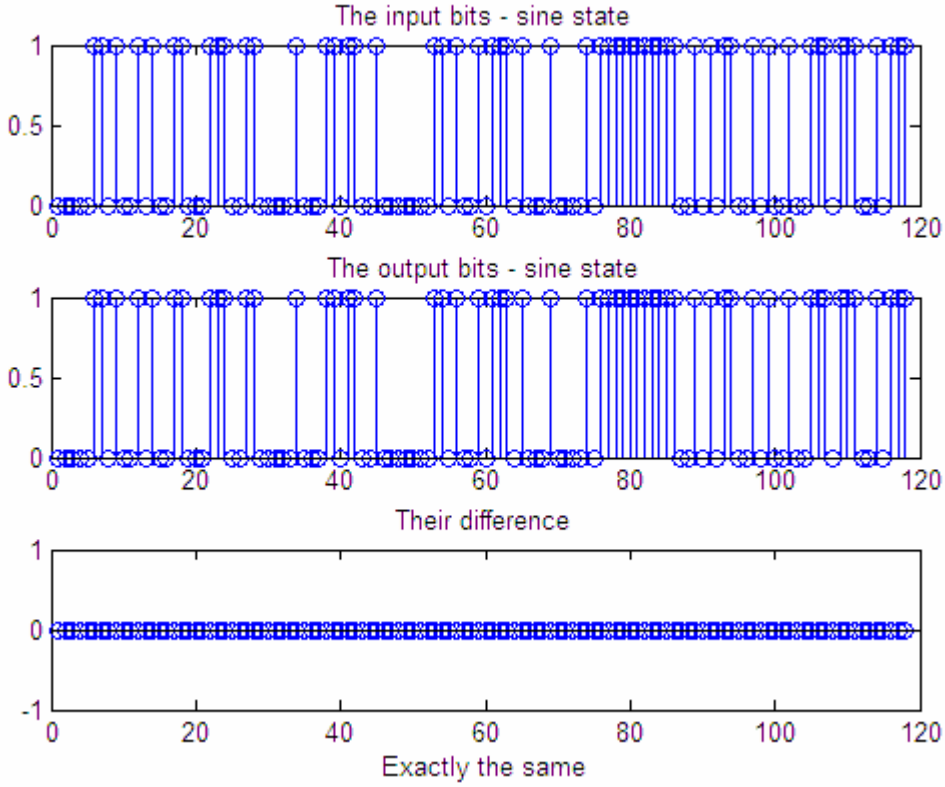



x 10^12
The output of 1st CIC - cosine (decimation)
4
2
0
-100 -80 -60 -40 -20 0 20 40 60 80 100
x 10^19
The output of 2nd CIC - cosine (interpolation)
4
2
0
-500 -400 -300 -200 -100 0 100 200 300 400 500
x 10^27
The output of 3rd CIC - cosine (decimation)
4
2
0
-60 -40 -20 0 20 40 60
Frequency

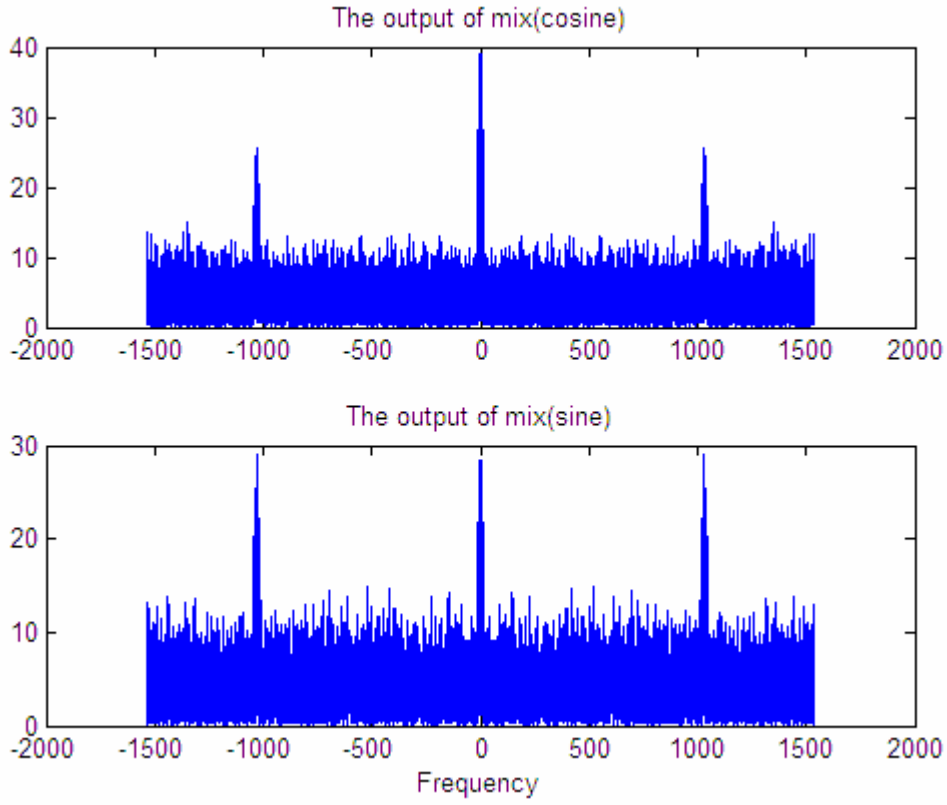

x 10^12
The output of 1st CIC - sine (decimation)
4
2
0
-100 -80 -60 -40 -20 0 20 40 60 80 100
x 10^19
The output of 2nd CIC - sine (interpolation)
4
2
0
-500 -400 -300 -200 -100 0 100 200 300 400 500
x 10^27
The output of 3rd CIC - sine (decimation)
4
2
0
-60 -40 -20 0 20 40 60
Frequency

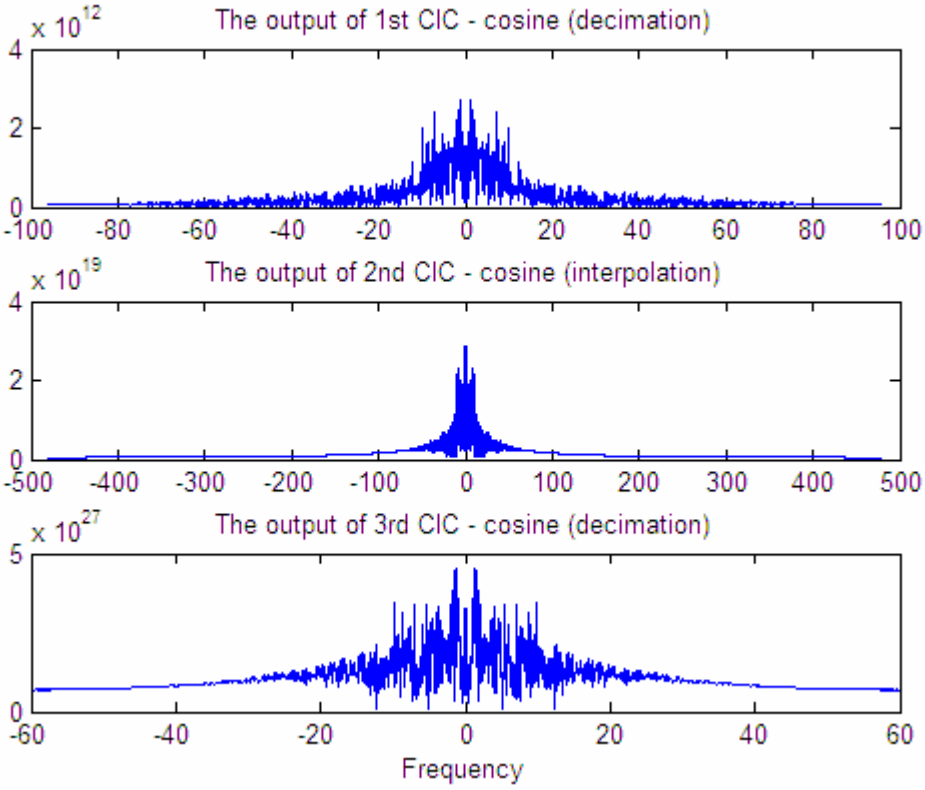

The output of FRC filter - cosine state
The output of FRC filter - sine state
samples
The input and the output of IF - cosine state
The input and the output of IF - sine state
time(sec)
The similarity is obvious

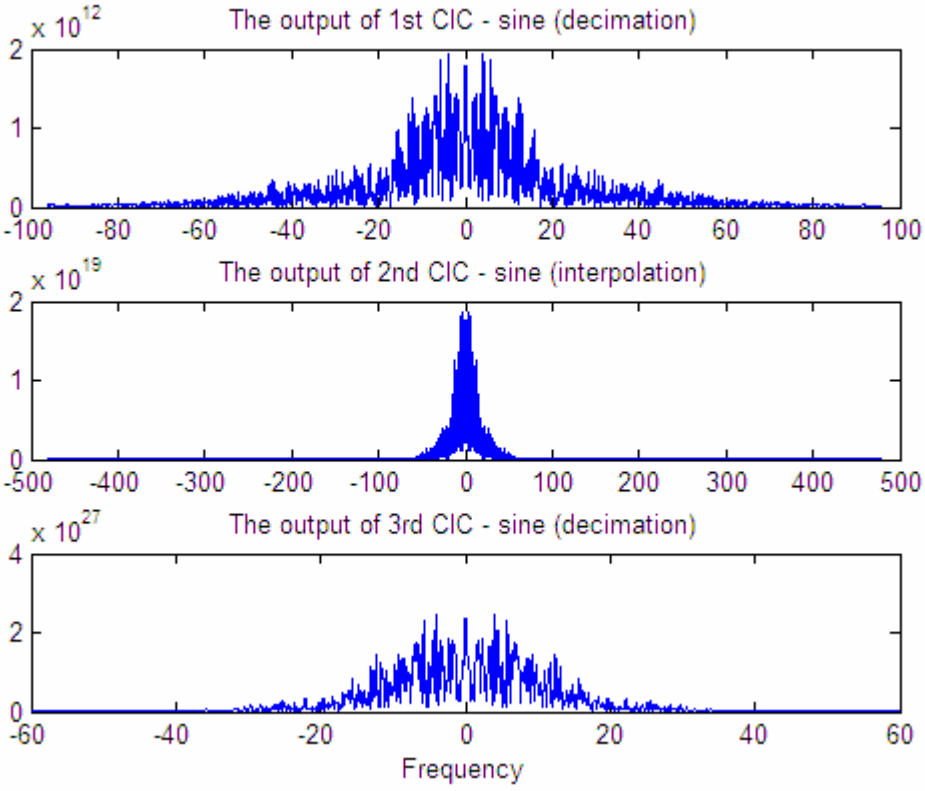

The input bits - cosine state
The output bits - cosine state
Their difference
Exactly the same

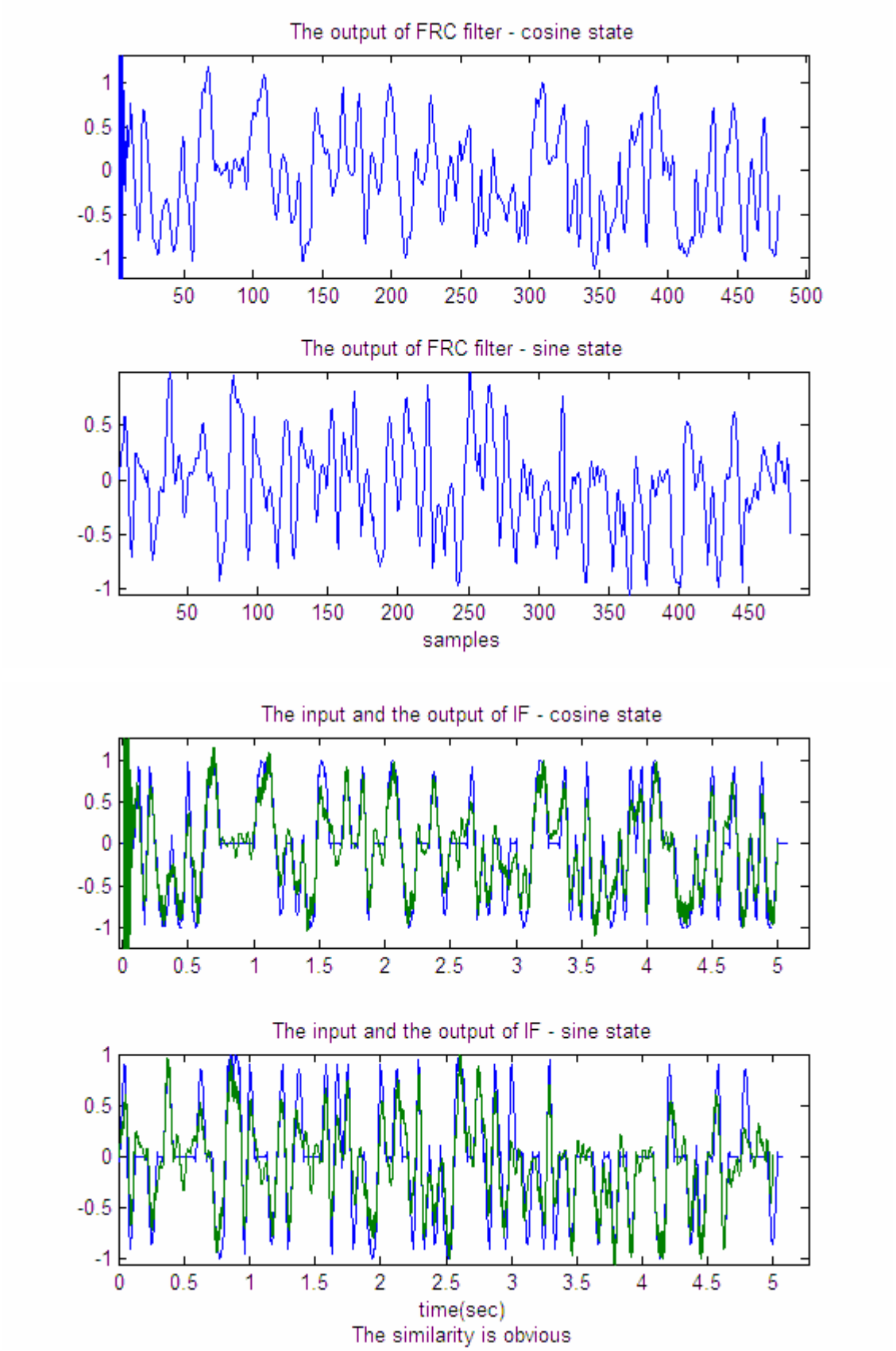

The input bits - sine state
The output bits - sine state
Their difference
Exactly the same

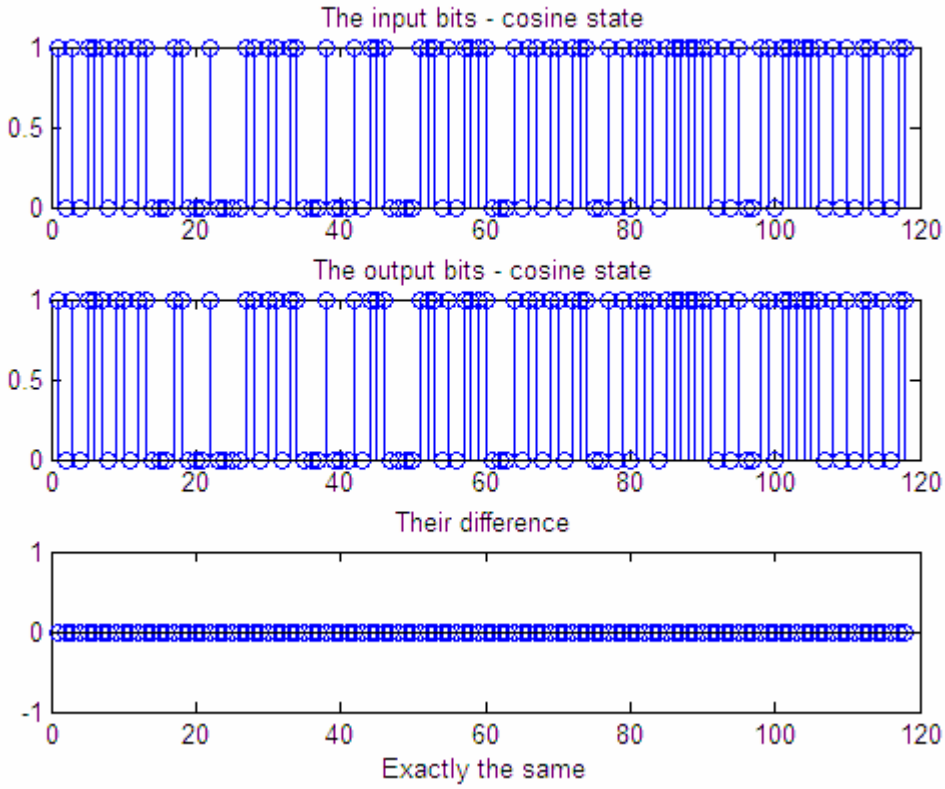
Eb/No = 10,062 dB (SNR = -8 dB)

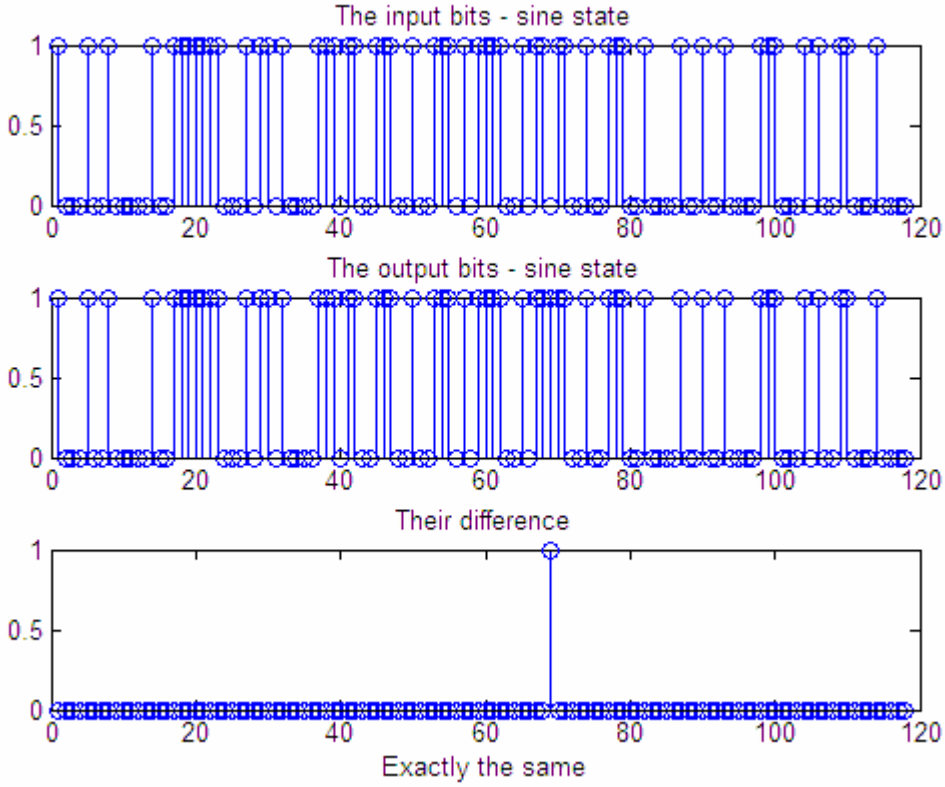



The output of 1st CIC - cosine (decimation)
x 10^12
4
2
0
-100 -80 -60 -40 -20 0 20 40 60 80 100
The output of 2nd CIC - cosine (interpolation)
x 10^19
4
2
0
-500 -400 -300 -200 -100 0 100 200 300 400 500
The output of 3rd CIC - cosine (decimation)
x 10^27
5
0
-60 -40 -20 0 20 40 60
Frequency


The output of 1st CIC - sine (decimation)
x 10^12
2
1
0
-100 -80 -60 -40 -20 0 20 40 60 80 100
The output of 2nd CIC - sine (interpolation)
x 10^19
2
1
0
-500 -400 -300 -200 -100 0 100 200 300 400 500
The output of 3rd CIC - sine (decimation)
x 10^27
4
2
0
-60 -40 -20 0 20 40 60
Frequency


The output of FRC filter - cosine state
The output of FRC filter - sine state
samples
The input and the output of IF - cosine state
The input and the output of IF - sine state
time(sec)
The similarity is obvious


The input bits - cosine state
The output bits - cosine state
Their difference
Exactly the same


The input bits - sine state
The output bits - sine state
Their difference
Exactly the same

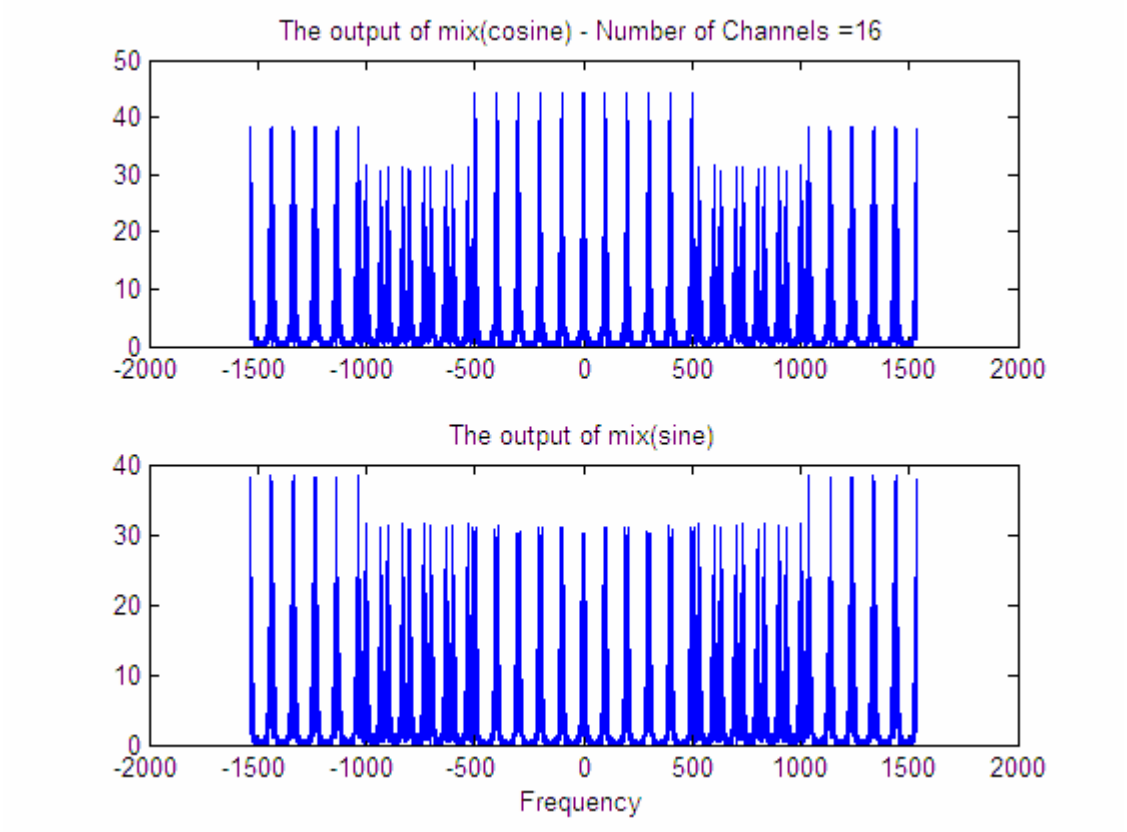
Όπως είναι σαφές, στην τελευταία περίπτωση (Eb/No = 10,062 dB) εμφανίζεται ένα λάθος στα bit του ημιτόνου.

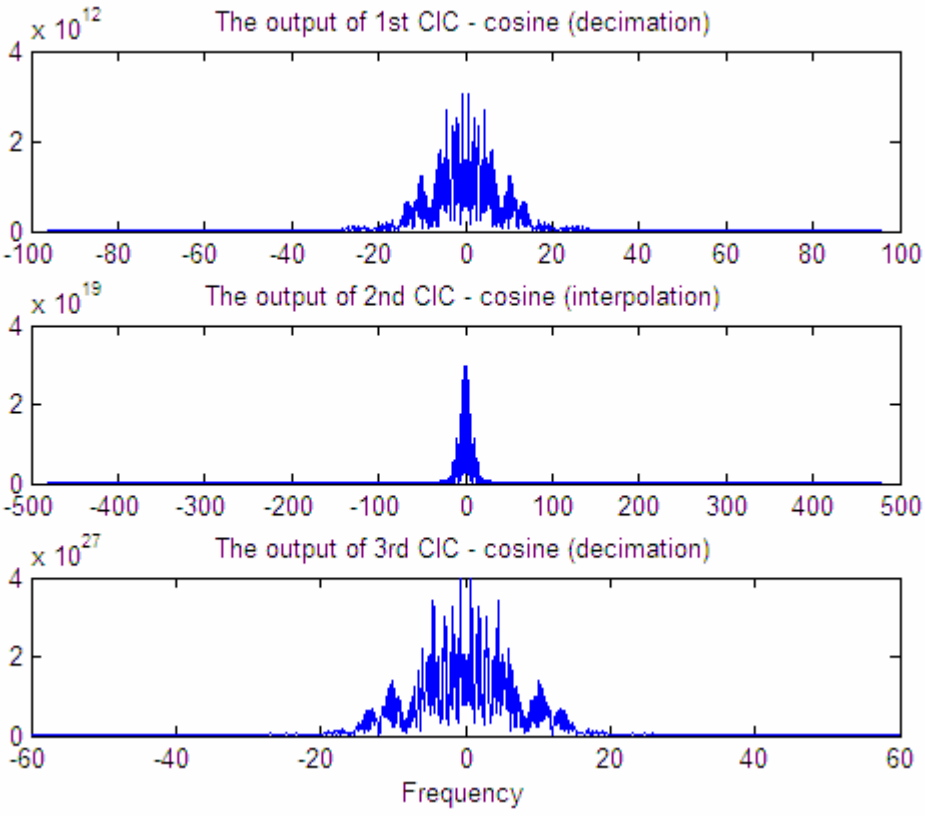
4.10 Μελέτη επίδρασης πολλών καναλιών χωρίς τη παρουσία θορύβου

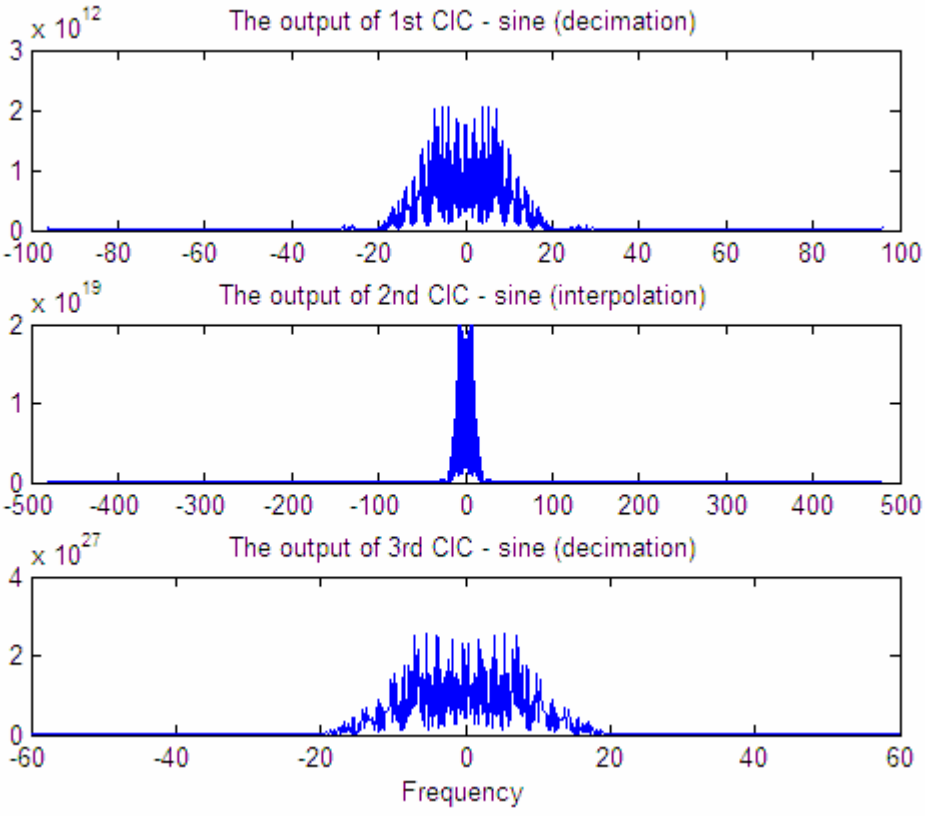
Από τις δύο παραμέτρους που έχουμε εξ' αρχής θέσει, δηλαδή το θόρυβο και τον αριθμό των καναλιών (βλέπε εισαγωγή παρόντος κεφαλαίου), μεταβάλλαμε στην προηγούμενη παράγραφο τον θόρυβο για διάφορες τιμές κρατώντας το πλήθος των καναλιών σταθερό και ίσο με ένα. Στην παράγραφο αυτή θα μεταβάλλουμε την δεύτερη παράμετρο δηλαδή τον αριθμό των καναλιών κρατώντας το θόρυβο μηδενικό.

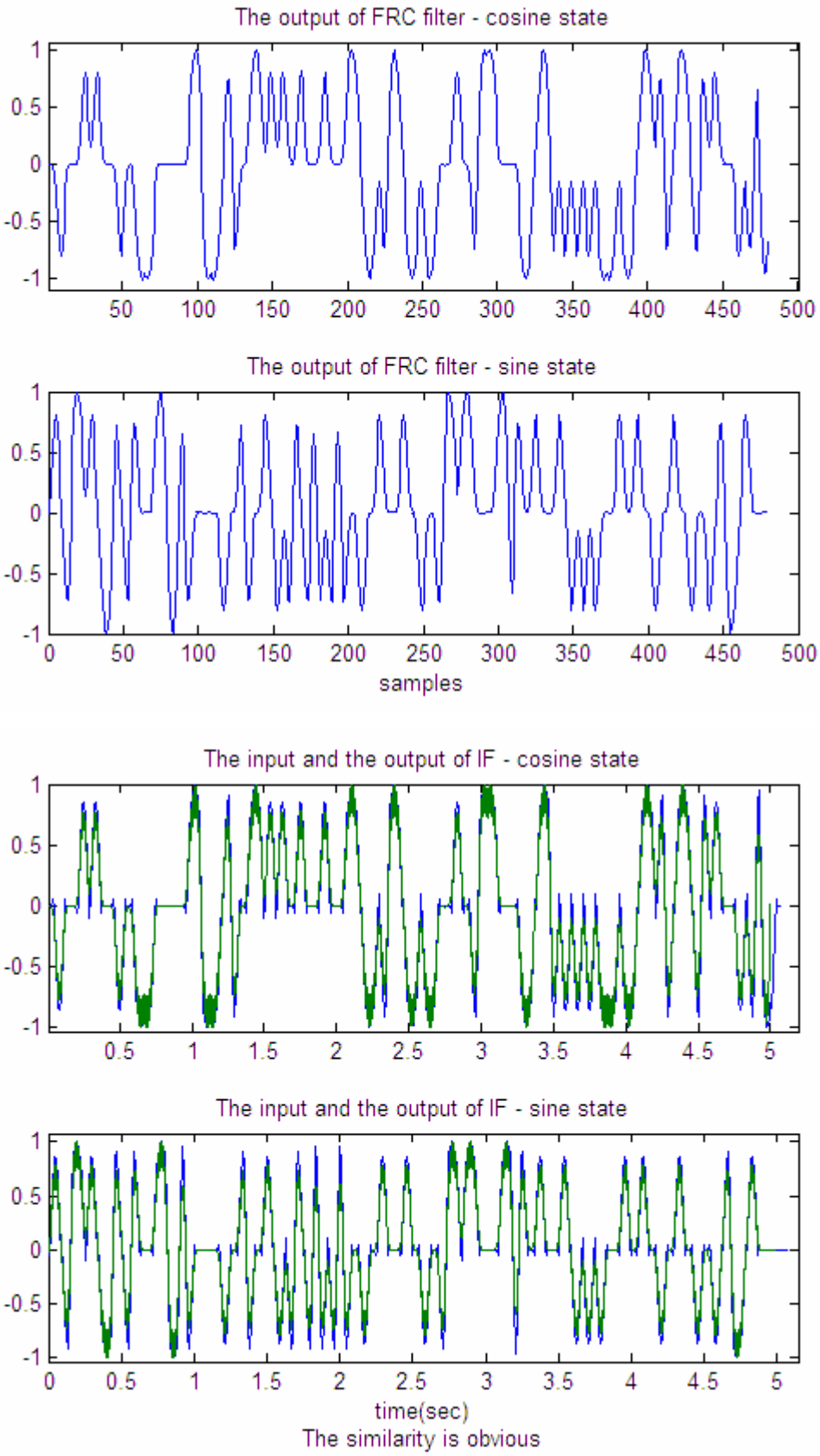
Για το σκοπό αυτό, χωρίς να αλλάξουμε τίποτε άλλο, αλλάζουμε στο πρόγραμμα IF_Eksomoiosi.m την παράμετρο ch_space, η οποία αντιστοιχεί στο διάστημα μεταξύ των καναλιών. Αυτή η παράμετρος επηρεάζει το βήμα της for στο πρόγραμμα polla_cos_sin.m και ουσιαστικά μεταβάλλει το πλήθος των καναλιών που κάθε φορά θα έχουμε. Τα όρια της for παραμένουν σταθερά και ίσα με 61,44 MHz και 76,8 MHz, που η διαφορά τους αντιστοιχεί στο εύρος ζώνης των 15,36 MHz στο οποίο δουλεύουμε και περιλαμβάνει την συχνότητα των 66,6 MHz (σχήμα 4.3). Ακολουθούν για 4 τιμές βημάτων (ch_space), 4 τιμές καναλιών με τα αντίστοιχα διαγράμματα που απεικονίζουν την έξοδο από κάθε υποβαθμίδα. Στην τελευταία τιμή του ch_space που είναι ίση με 23 εμφανίζονται για πρώτη φορά λάθη στα bits. Αυτό συμφωνεί απόλυτα με τη θεωρία όπως την έχουμε εφαρμόσει μέχρι τώρα, αφού το 23 αντιστοιχεί σε απόσταση 230 kHz, η οποία είναι μικρότερη από το εύρος του κάθε καναλιού, το οποίο είχαμε εξαρχής θεωρήσει ότι είναι ίσο με 240 kHz. Με βήμα δηλαδή 23 τα κανάλια έχουν αρχίσει εμφανώς να επικαλύπτονται μεταξύ τους.

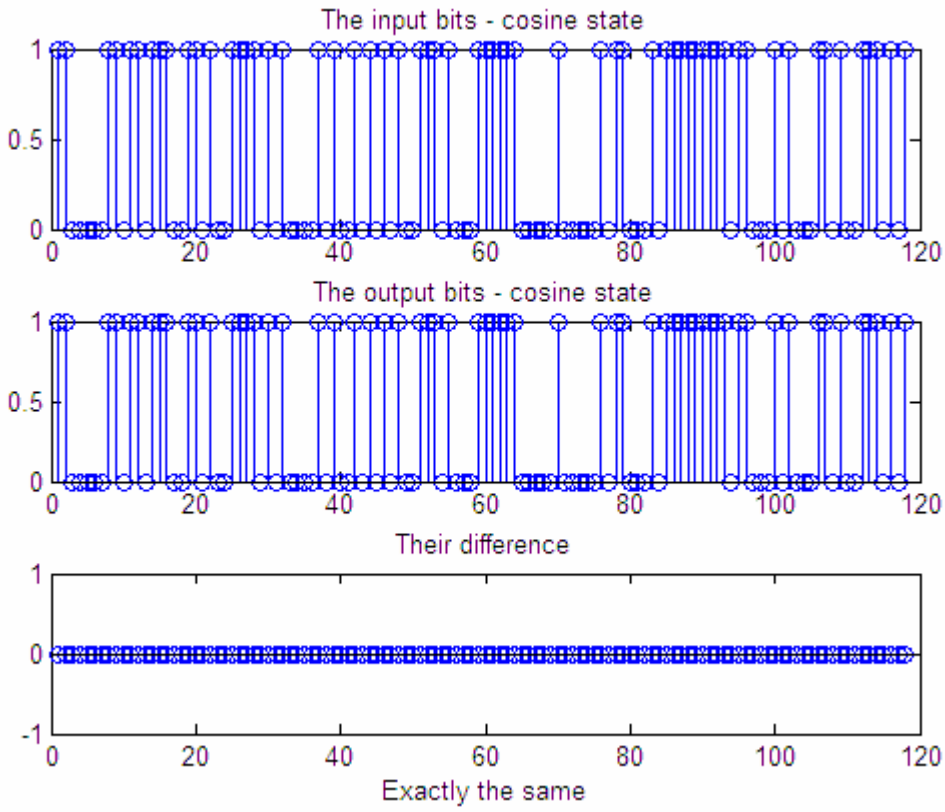
Για βήμα 100, πλήθος καναλιών: 16

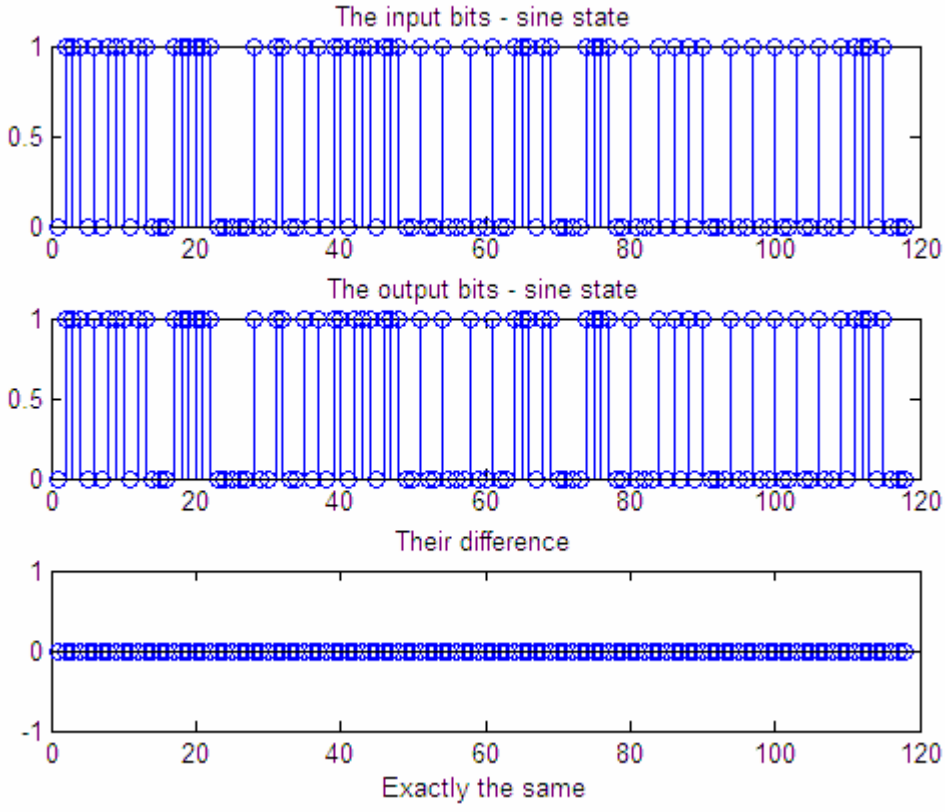



x 10^12
The output of 1st CIC - cosine (decimation)
x 10^19
The output of 2nd CIC - cosine (interpolation)
x 10^27
The output of 3rd CIC - cosine (decimation)
Frequency

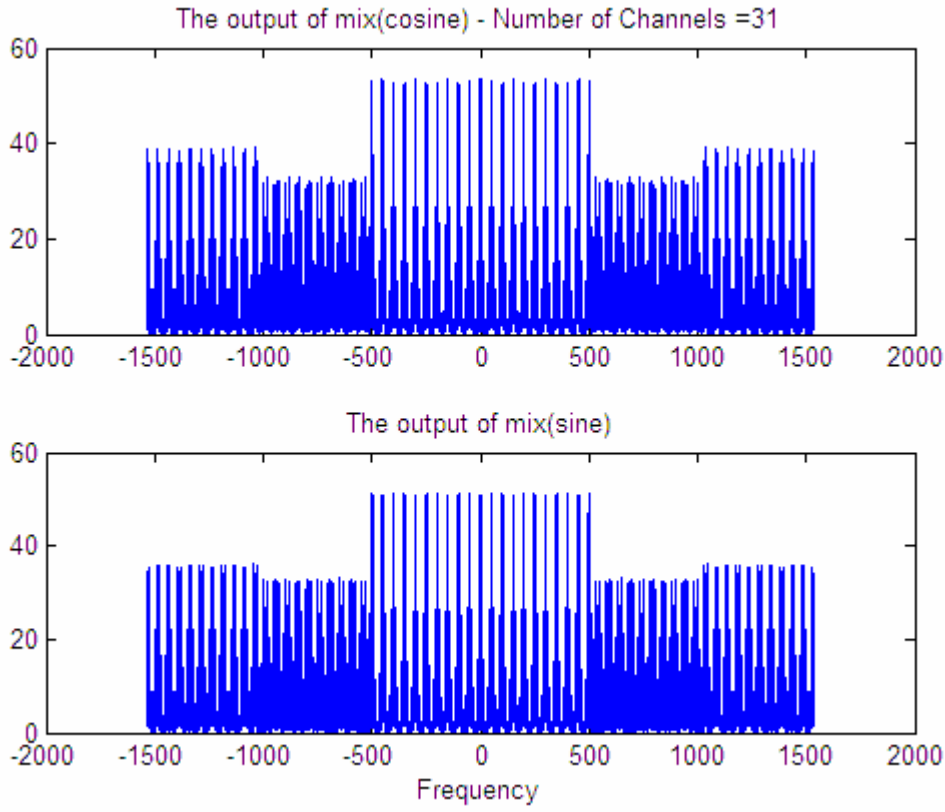

x 10^12
The output of 1st CIC - sine (decimation)
x 10^19
The output of 2nd CIC - sine (interpolation)
x 10^27
The output of 3rd CIC - sine (decimation)
Frequency

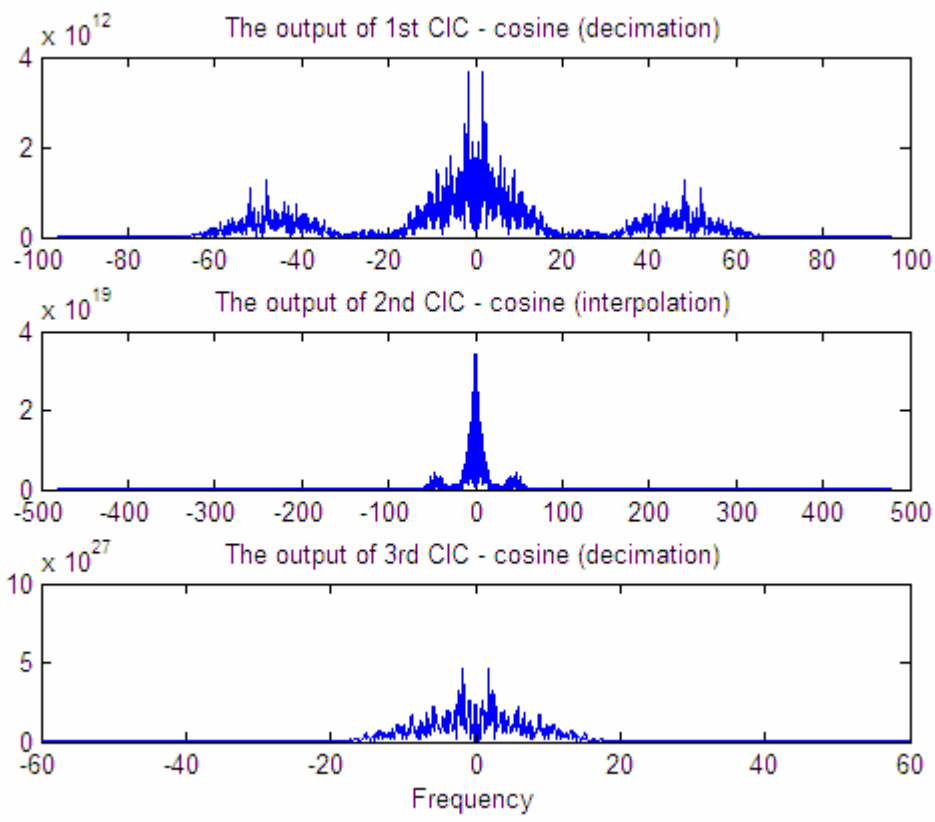

The output of FRC filter - cosine state
The output of FRC filter - sine state
samples
The input and the output of IF - cosine state
The input and the output of IF - sine state
time(sec)
The similarity is obvious

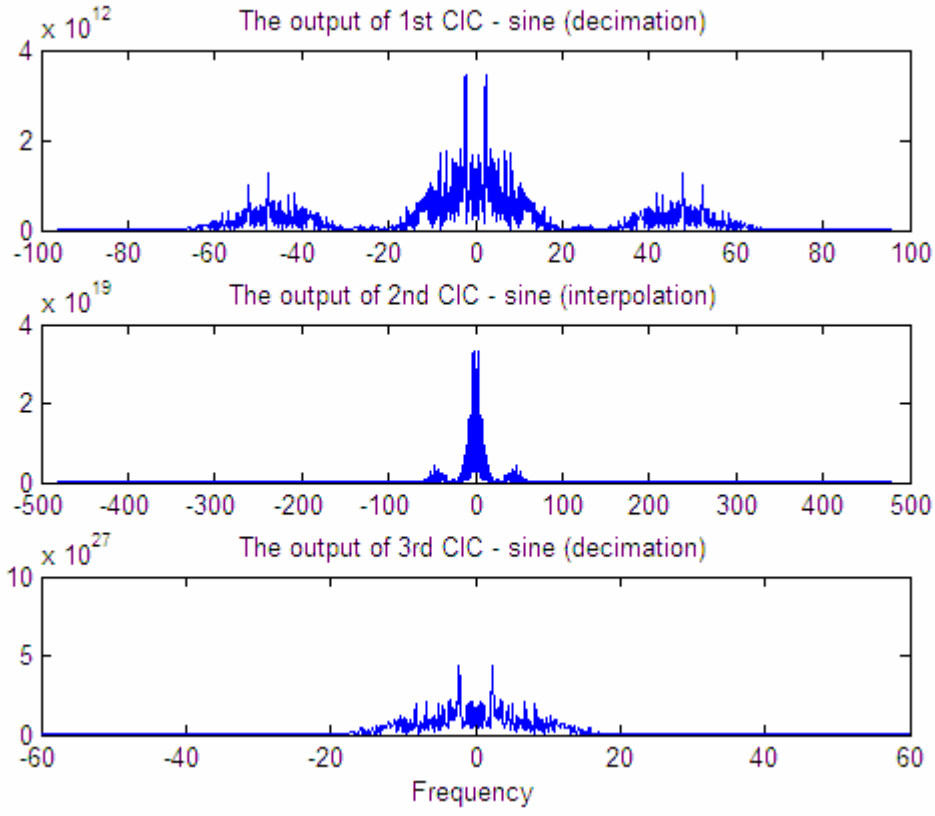

The input bits - cosine state
The output bits - cosine state
Their difference
Exactly the same

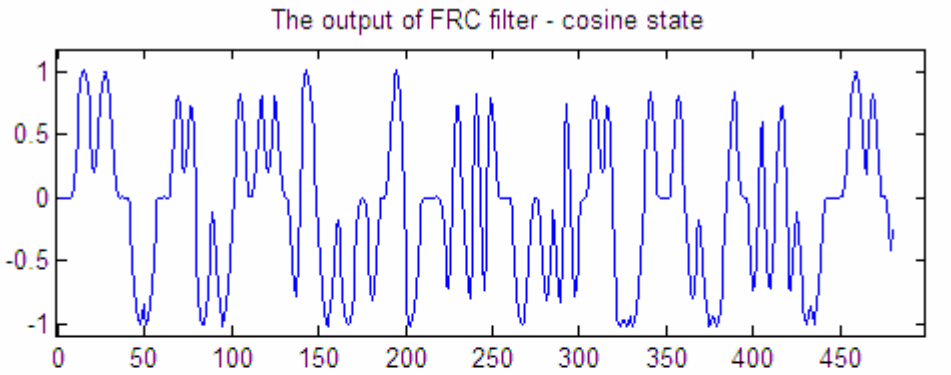

The input bits - sine state
The output bits - sine state
Their difference
Exactly the same

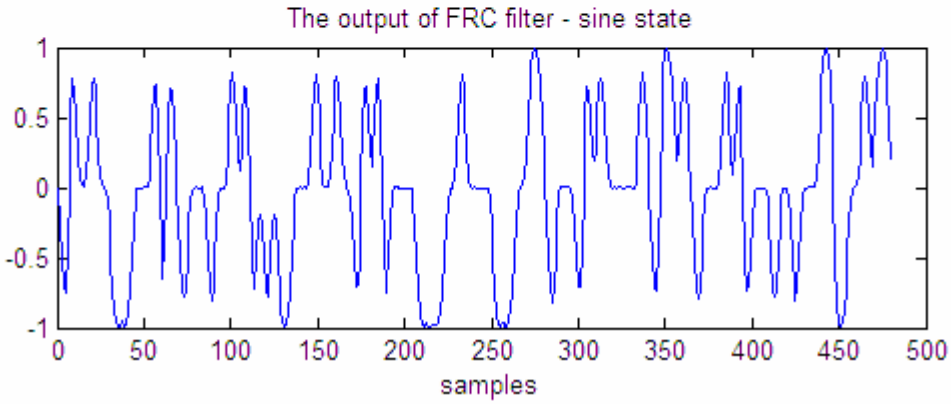
Για βήμα 50, πλήθος καναλιών: 31

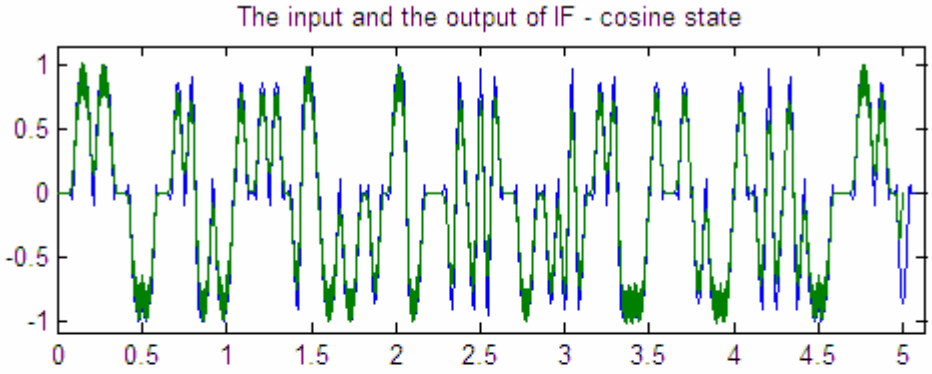


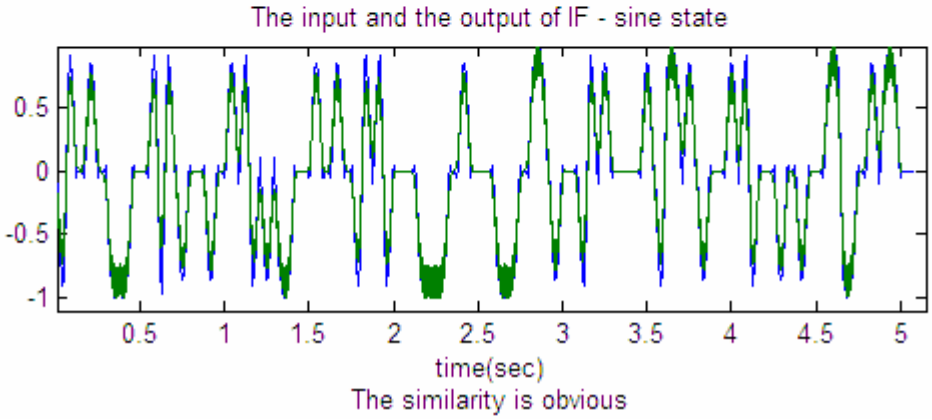

x 10^12
The output of 1st CIC - cosine (decimation)
x 10^19
The output of 2nd CIC - cosine (interpolation)
x 10^27
The output of 3rd CIC - cosine (decimation)
Frequency

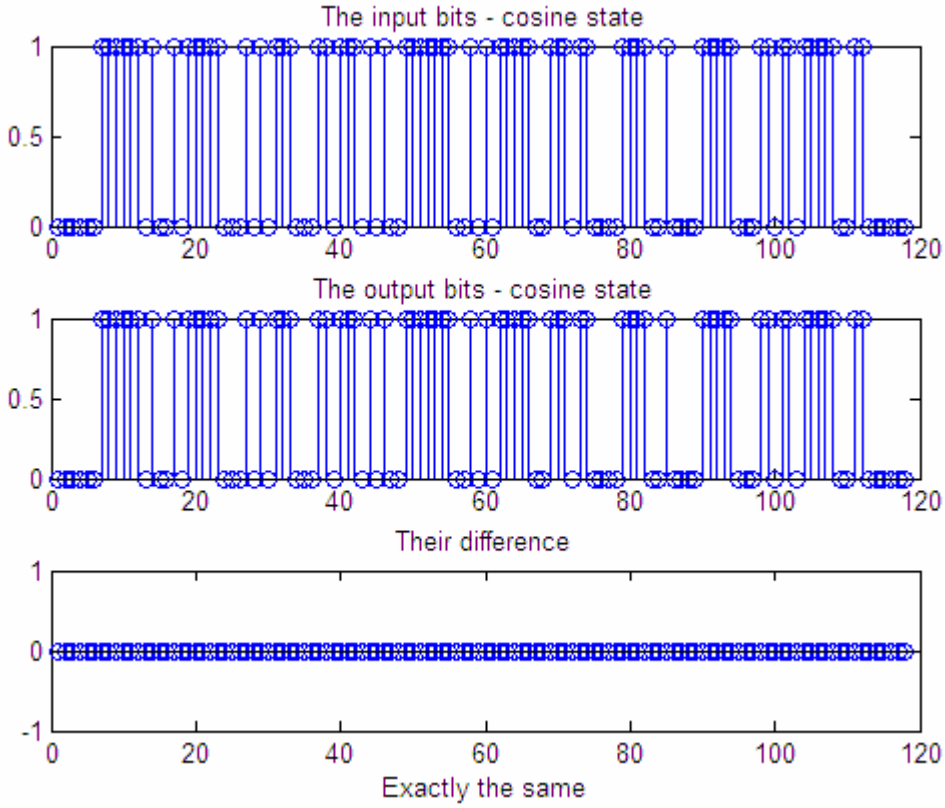

x 10^12
The output of 1st CIC - sine (decimation)
x 10^19
The output of 2nd CIC - sine (interpolation)
x 10^27
The output of 3rd CIC - sine (decimation)
Frequency

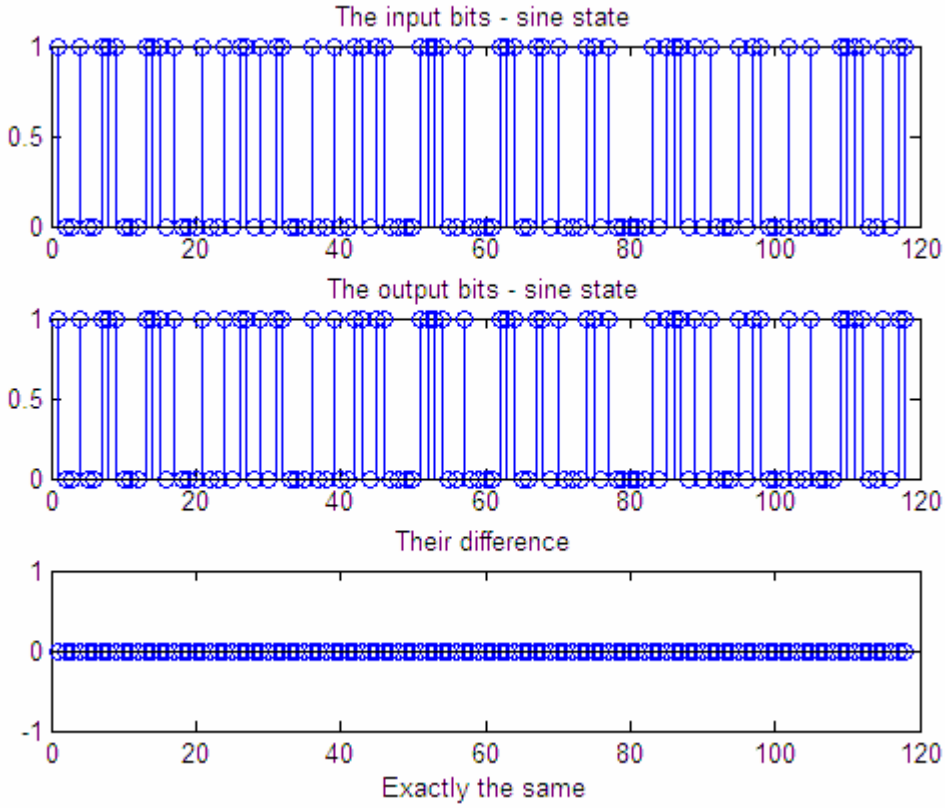

The output of FRC filter - cosine state
1
0.5
0
-0.5
-1
0
50
100
150
200
250
300
350
400
450


The output of FRC filter - sine state
1
0.5
0
-0.5
-1
0
50
100
150
200
250
300
350
400
450
500
samples

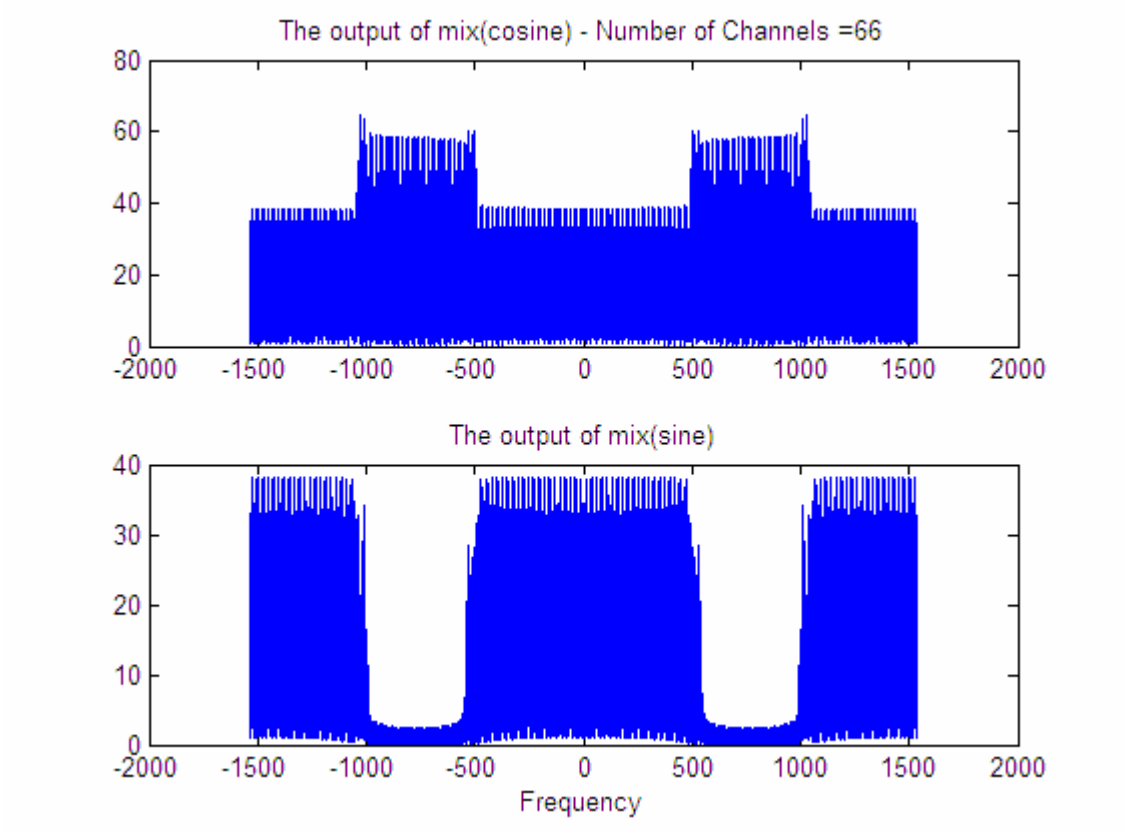

The input and the output of IF - cosine state
1
0.5
0
-0.5
-1
0
0.5
1
1.5
2
2.5
3
3.5
4
4.5
5

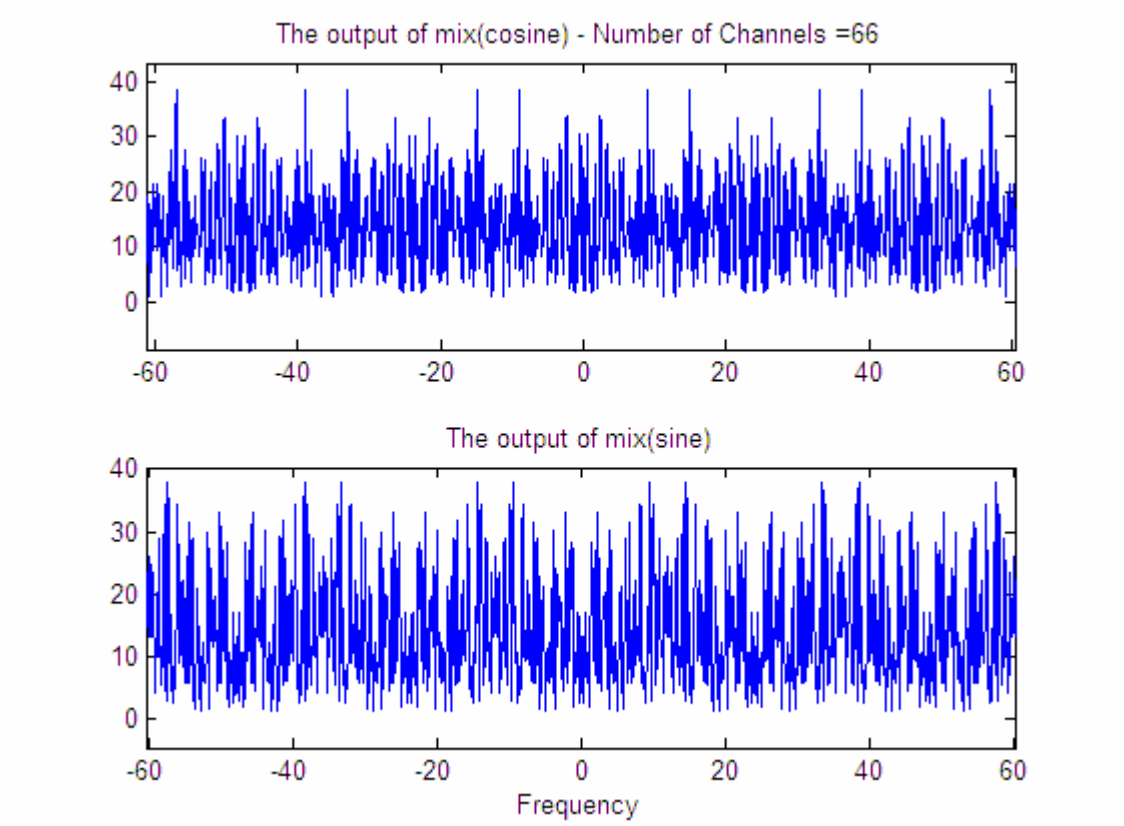

The input and the output of IF - sine state
0.5
0
-0.5
-1
0.5
1
1.5
2
2.5
3
3.5
4
4.5
5
time(sec)
The similarity is obvious


The input bits - cosine state
1
0.5
0
0
20
40
60
80
100
120
The output bits - cosine state
1
0.5
0
0
20
40
60
80
100
120
Their difference
1
0
-1
0
20
40
60
80
100
120
Exactly the same

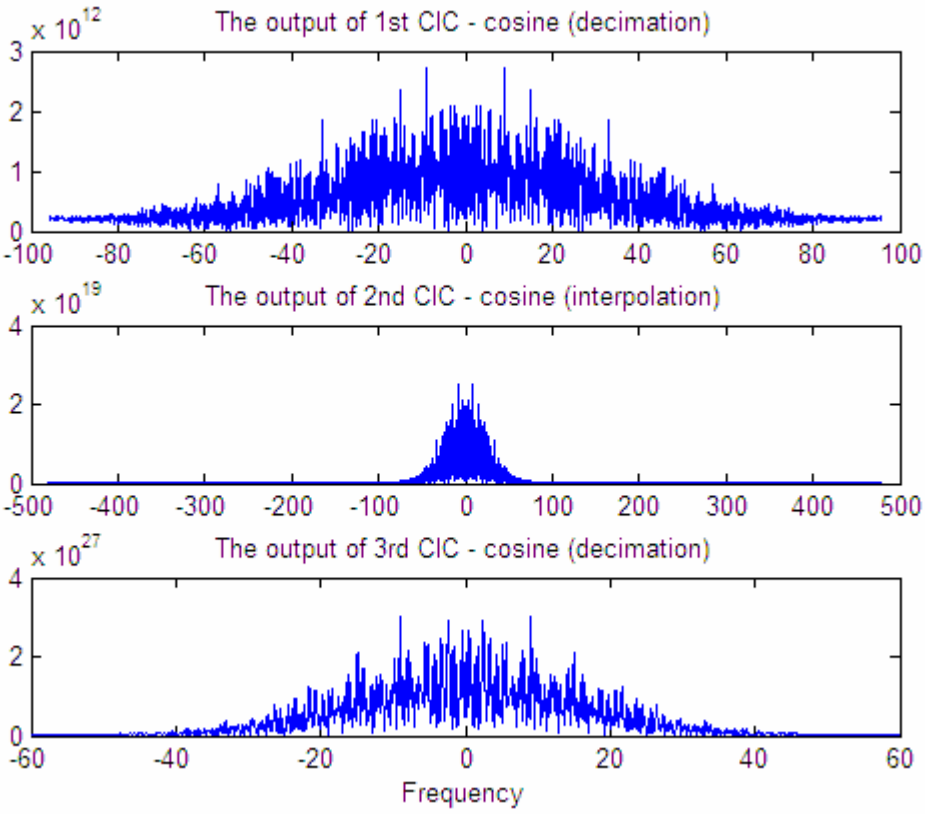

The input bits - sine state
1
0.5
0
0
20
40
60
80
100
120
The output bits - sine state
1
0.5
0
0
20
40
60
80
100
120
Their difference
1
0
-1
0
20
40
60
80
100
120
Exactly the same

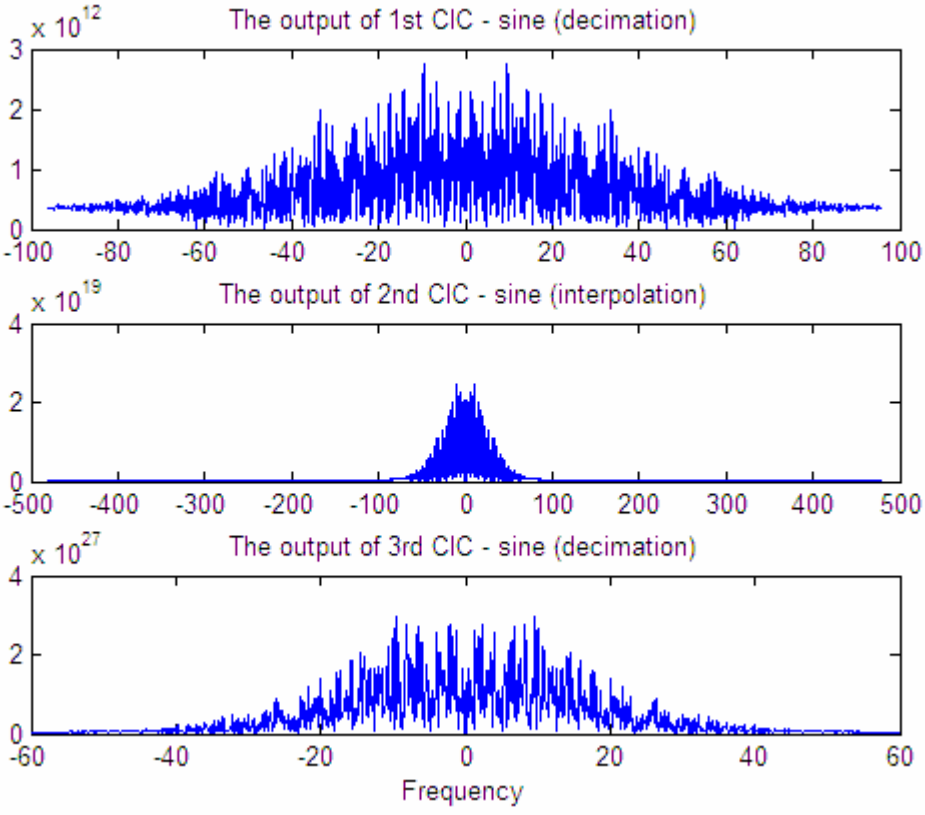
Για βήμα 24, πλήθος καναλιών: 66

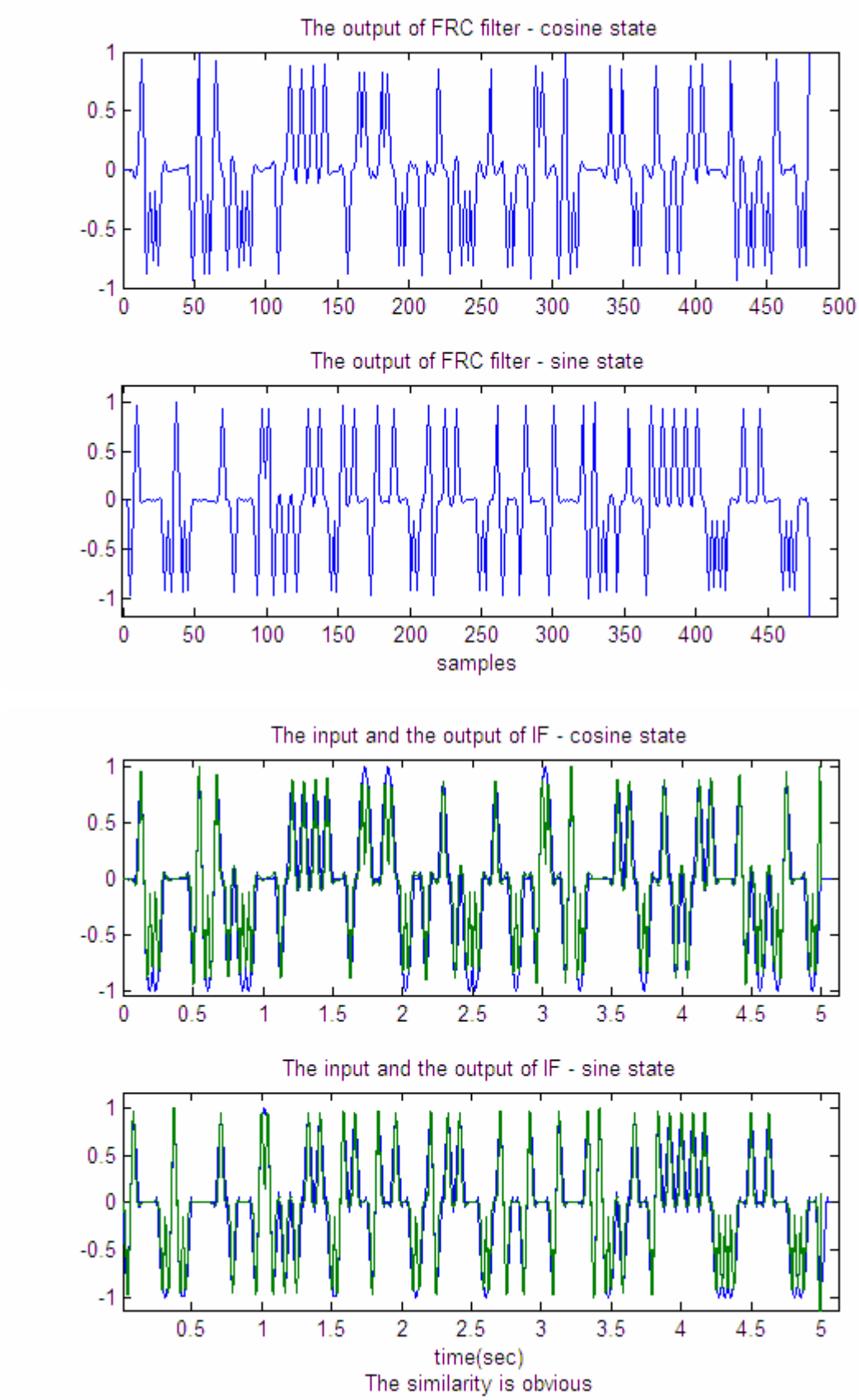


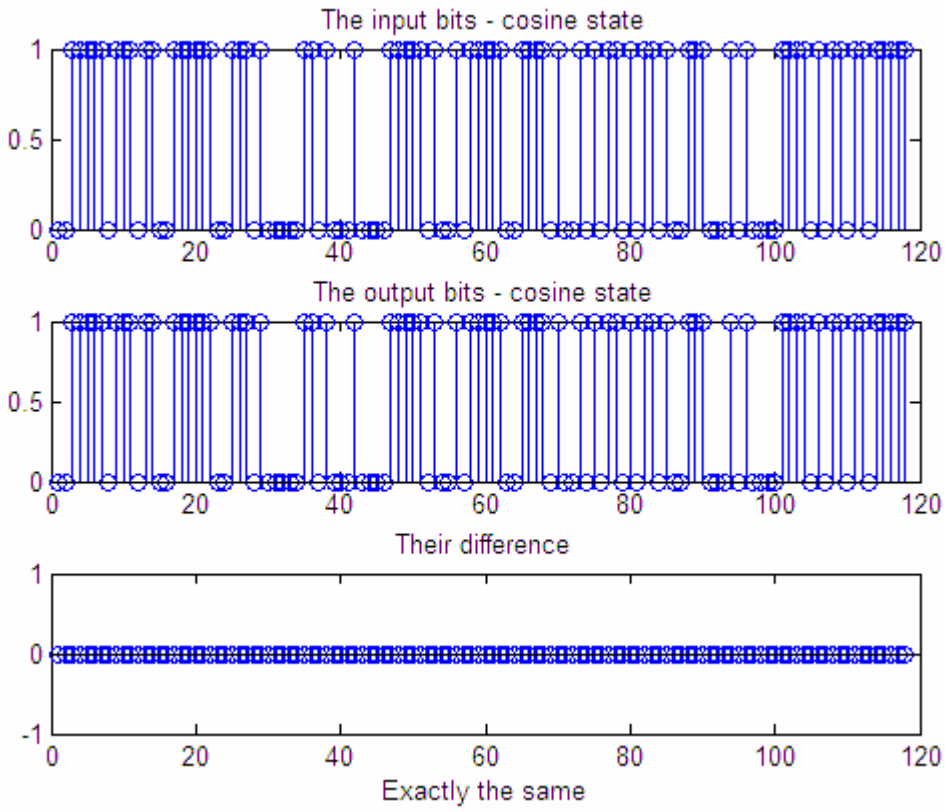


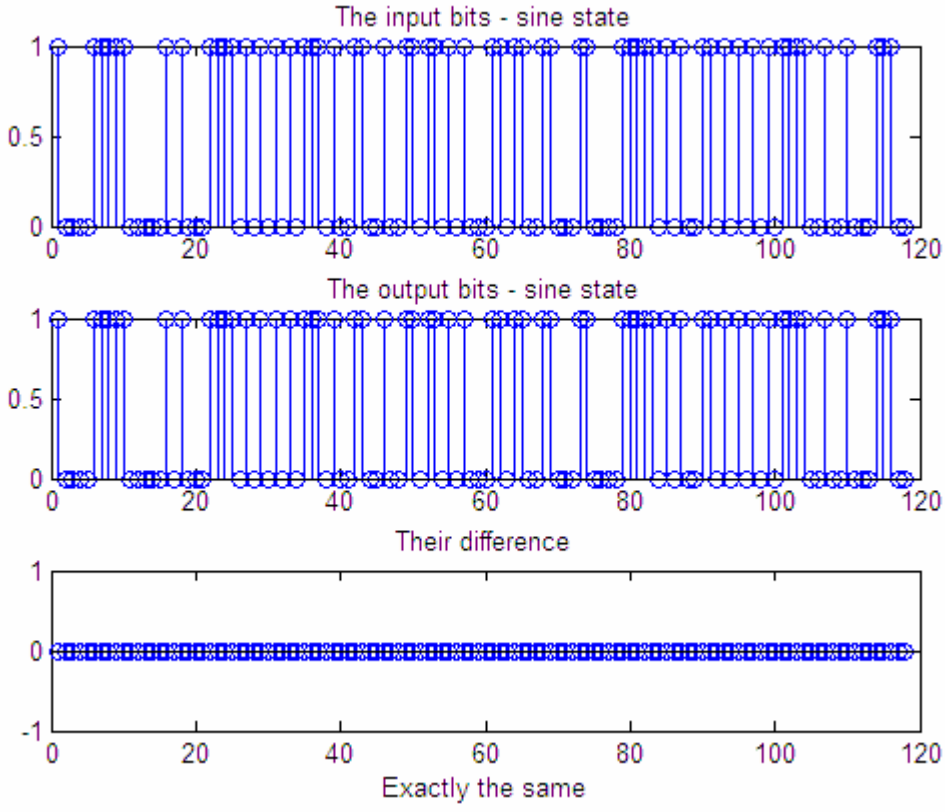
Εδώ λόγω του ότι το πρώτο σχήμα δεν μας βοηθάει να διακρίνουμε καλά τα κανάλια που έχουμε, έχουμε κάνει εστίαση σε 5 από αυτά, στο κεντρικό και στα δύο διπλανά του δεξιά και αριστερά και για τις δύο συνιστώσες. Με μια προσεκτική ματιά φαίνεται ότι αυτά δεν επικαλύπτονται μεταξύ τους.


x 10^12
The output of 1st CIC - cosine (decimation)
x 10^19
The output of 2nd CIC - cosine (interpolation)
x 10^27
The output of 3rd CIC - cosine (decimation)
Frequency

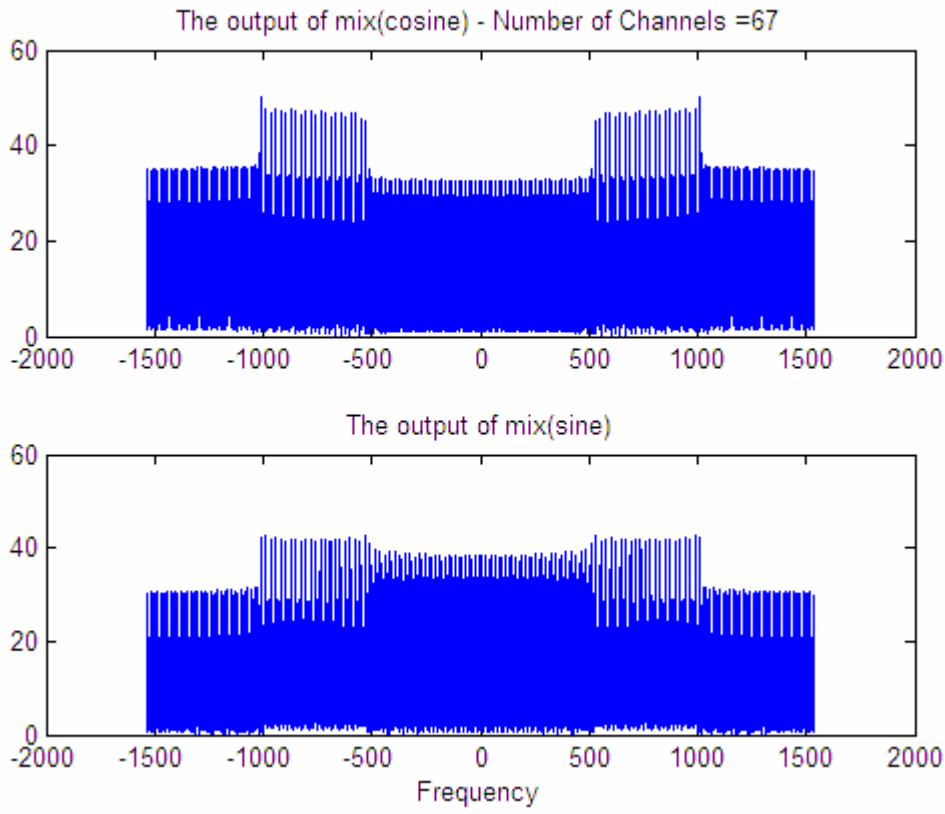

x 10^12
The output of 1st CIC - sine (decimation)
x 10^19
The output of 2nd CIC - sine (interpolation)
x 10^27
The output of 3rd CIC - sine (decimation)
Frequency

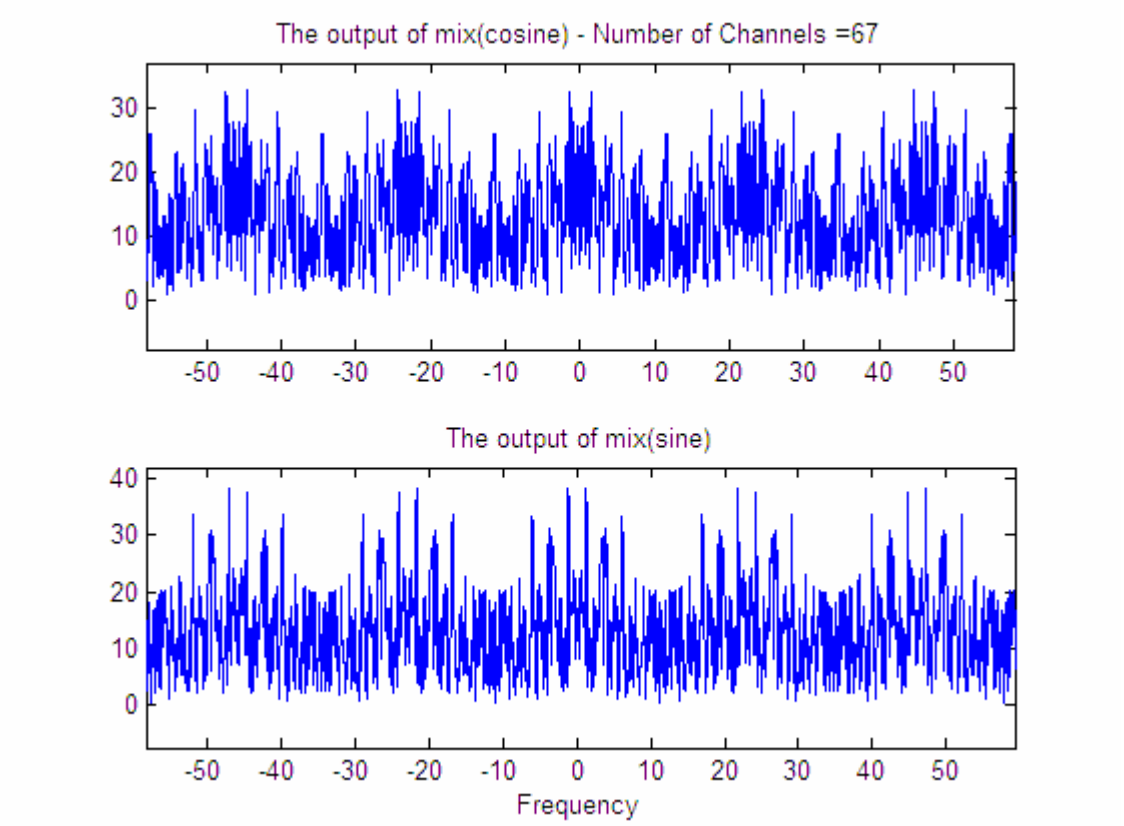

The output of FRC filter - cosine state
The output of FRC filter - sine state
samples
The input and the output of IF - cosine state
The input and the output of IF - sine state
time(sec)
The similarity is obvious


The input bits - cosine state
The output bits - cosine state
Their difference
Exactly the same

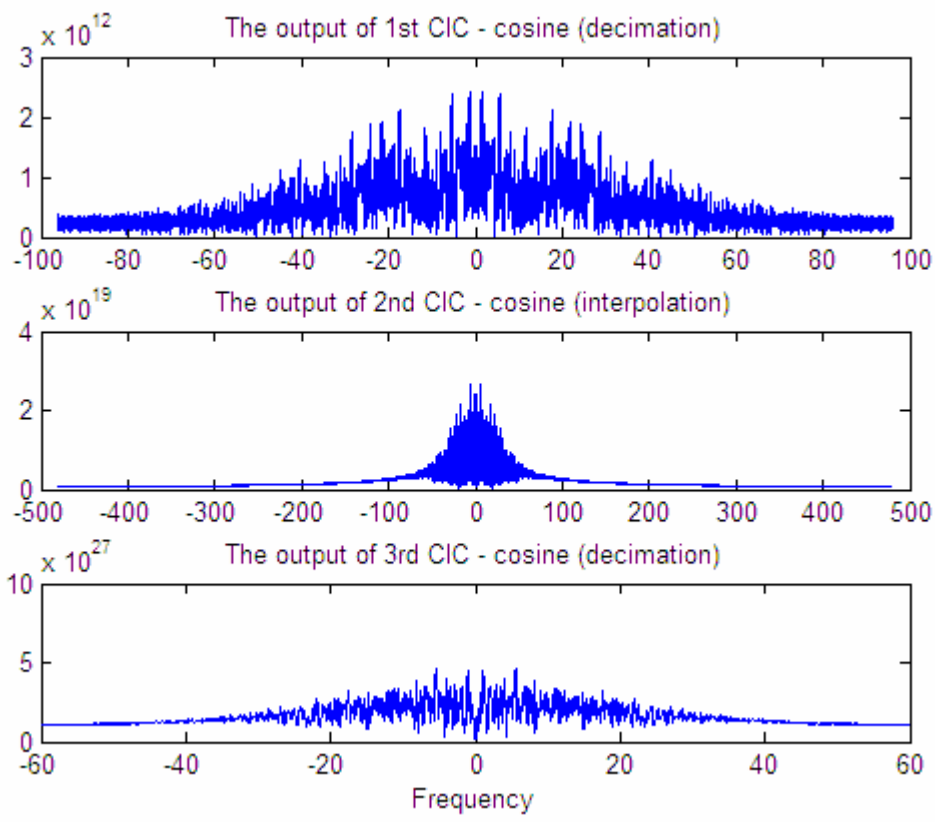

The input bits - sine state
The output bits - sine state
Their difference
Exactly the same

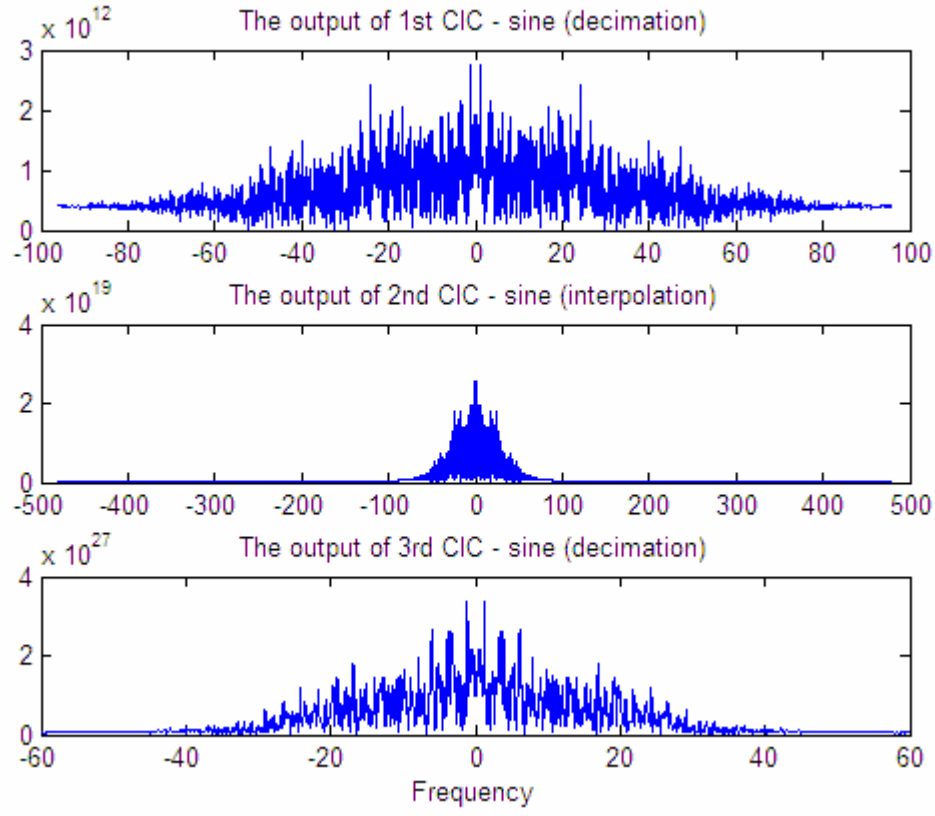
Για βήμα 23, πλήθος καναλιών: 67

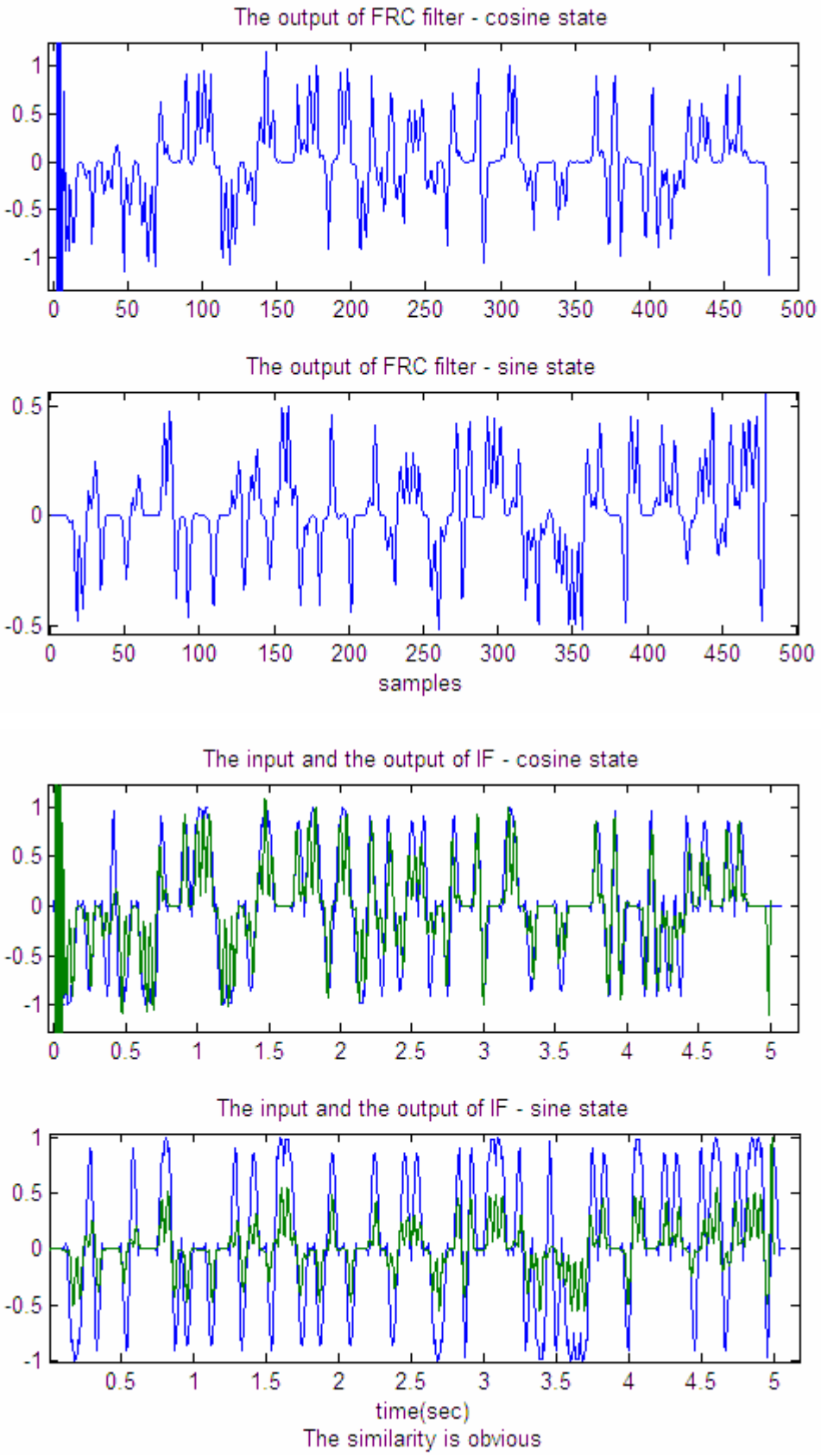


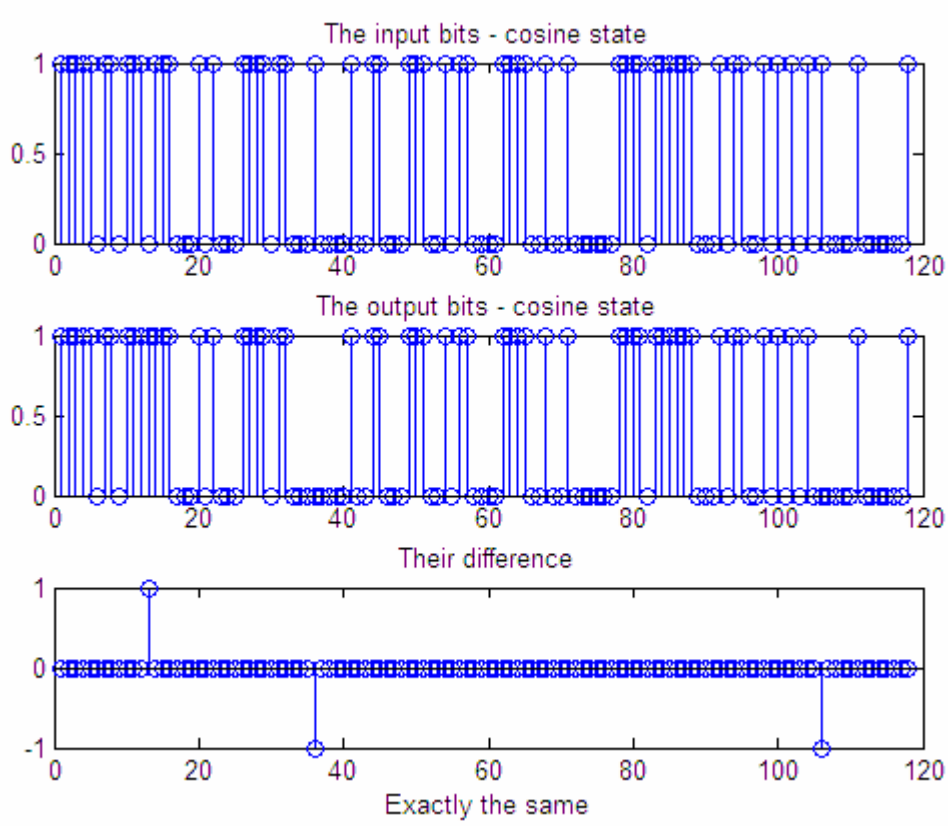


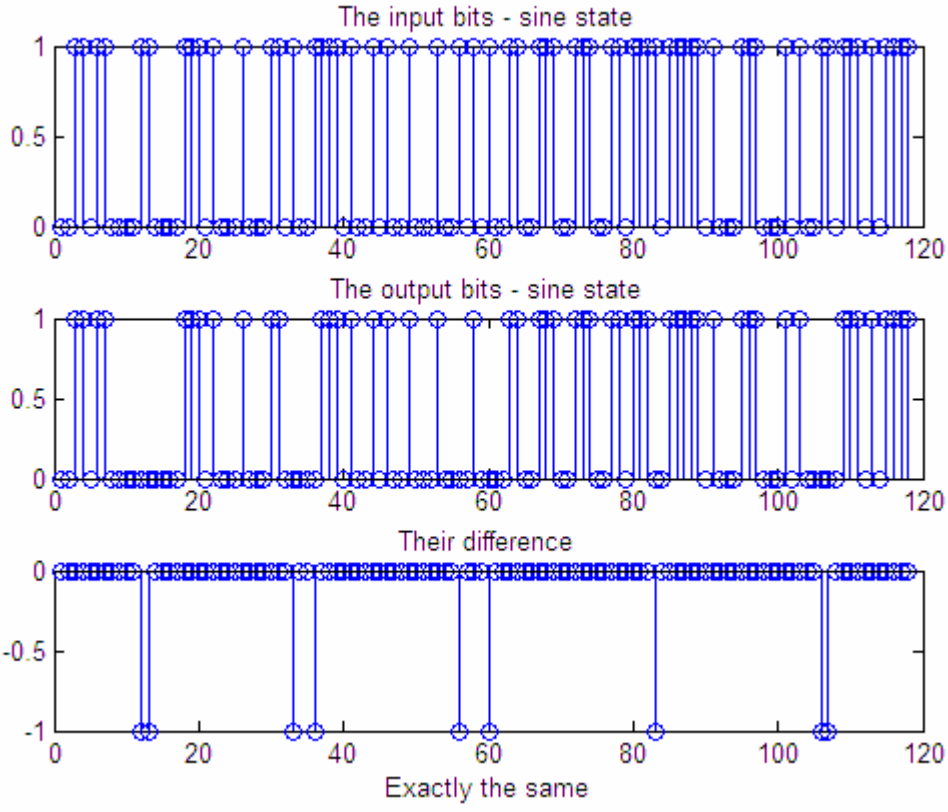
Ομοίως και εδώ, λόγω του ότι το πρώτο σχήμα δεν μας βοηθάει να διακρίνουμε καλά τα κανάλια που έχουμε, έχουμε κάνει εστίαση σε 5 από αυτά, στο κεντρικό και στα δύο διπλανά του δεξιά και αριστερά και για τις δύο συνιστώσες. Με μια προσεκτική ματιά φαίνεται ότι αυτά υπάρχει επικάλυψη μεταξύ τους στα άκρα.


x 10^12
The output of 1st CIC - cosine (decimation)
x 10^19
The output of 2nd CIC - cosine (interpolation)
x 10^27
The output of 3rd CIC - cosine (decimation)
Frequency


x 10^12
The output of 1st CIC - sine (decimation)
x 10^19
The output of 2nd CIC - sine (interpolation)
x 10^27
The output of 3rd CIC - sine (decimation)
Frequency


The output of FRC filter - cosine state
The output of FRC filter - sine state
samples
The input and the output of IF - cosine state
The input and the output of IF - sine state
time(sec)
The similarity is obvious


The input bits - cosine state
The output bits - cosine state
Their difference
Exactly the same


The input bits - sine state
The output bits - sine state
Their difference
Exactly the same

Έτσι λοιπόν το σύστημά μας μπορεί να εργαστεί σωστά για 66 κανάλια και μάλιστα επειδή δουλεύουμε στο GSM, λόγω της χρονικής πολυπλεξίας που αυτό υιοθετεί (TDMA), μιλάμε ουσιαστικά για 66*8=528 κανάλια – χρήστες.

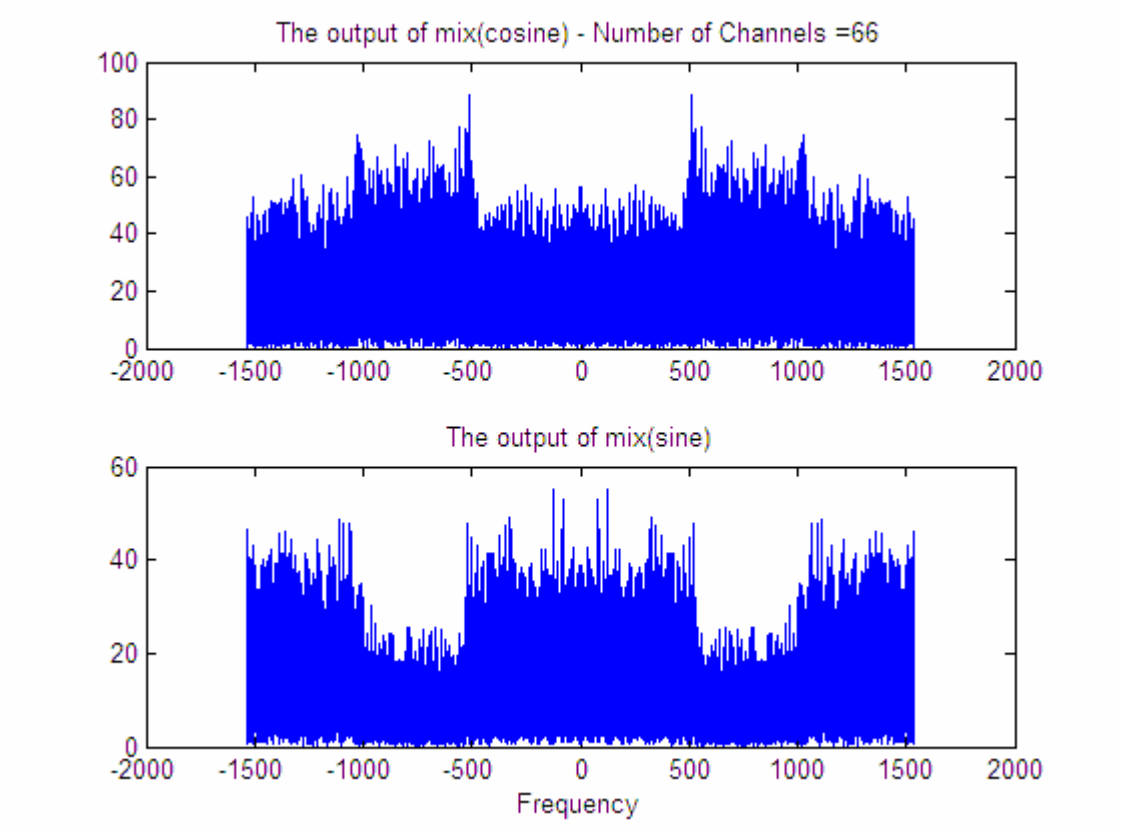
4.11 Μελέτη της ανοχής του συστήματος πολλών καναλιών σε θόρυβο

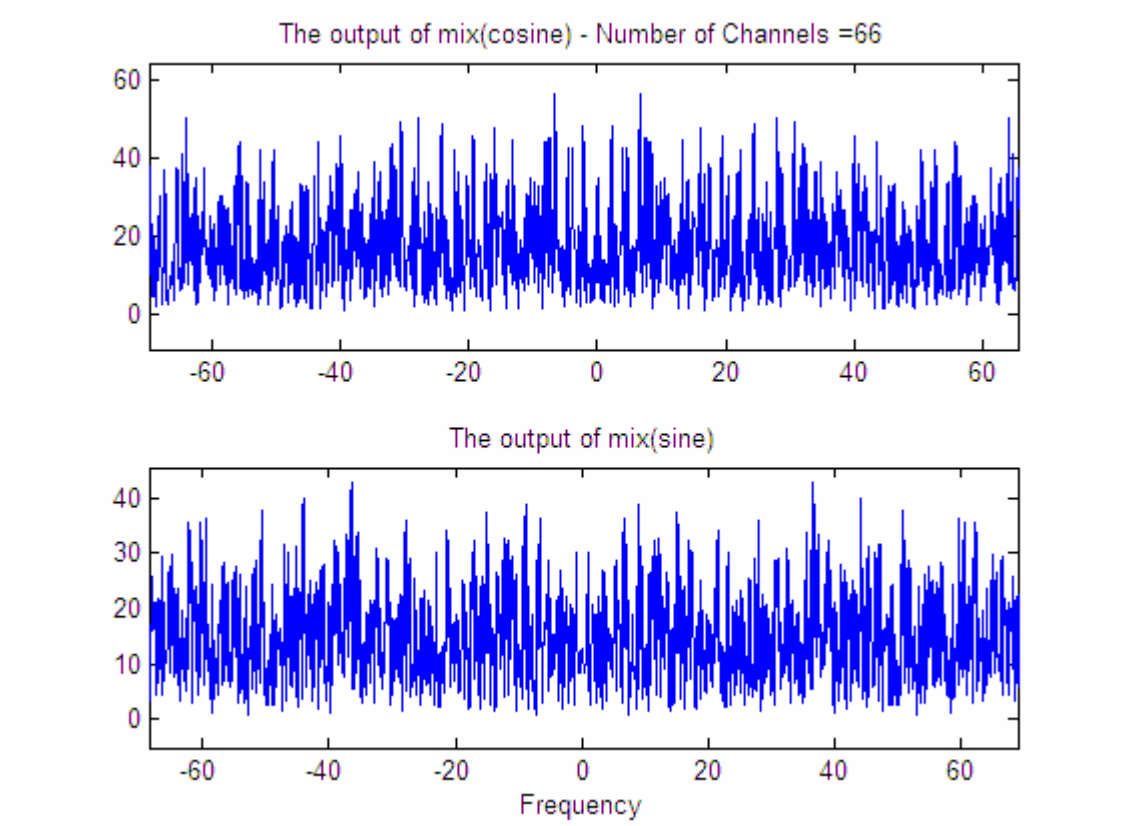
Όπως καταλαβαίνει κανείς ένα σύστημα που εξομοιώνεται χωρίς την παρουσία θορύβου, απέχει κατά πολύ από την πραγματικότητα. Για να είναι λοιπόν πιο ρεαλιστική η εξομοίωσή μας θα πρέπει να περιλαμβάνει εκτός από ένα μεγάλο πλήθος καναλιών και ένα ποσοστό θορύβου. Στην προηγούμενη παράγραφο είδαμε πόσα κανάλια μπορεί να περιελάβει το σύστημά μας, χωρίς θόρυβο, μέχρι να γίνει κάποιο λάθος, ποσοστό αρκετά υψηλό για το μικρό πλήθος των bits που έχουμε. Τώρα θα δούμε για το μέγιστο αριθμό καναλιών, πόσο θόρυβο μπορεί να αντέξει.

Δοκιμάζοντας πολλές τιμές για το SNR του θορύβου, ξεκινώντας από τις τιμές που βρήκαμε στη παραπάνω παράγραφο για θόρυβο με ένα κανάλι, και συνεχώς αυξάνοντας το SNR, καταλήξαμε στην τιμή των 6dB, ενώ για 5dB είχαμε δύο bits λάθος. Πρέπει δηλαδή, για να μην παρουσιάσει το σύστημά μας κανένα λάθος, το σήμα να είναι 6dB πάνω από το θόρυβο, δεδομένου πάντα ότι το σύστημά μας περιλαμβάνει το μέγιστο αριθμό καναλιών που βρέθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, δηλαδή 66 κανάλια. Με άλλα λόγια 6dB πρέπει να είναι το SNR, ώστε ο θόρυβος να μην επηρεάζει καθόλου το σύστημα, αφού το ίδιο ποσοστό λάθους (μηδενικό) για τον ίδιο αριθμό καναλιών είχαμε και στην προηγούμενη παράγραφο χωρίς την παρουσία θορύβου.

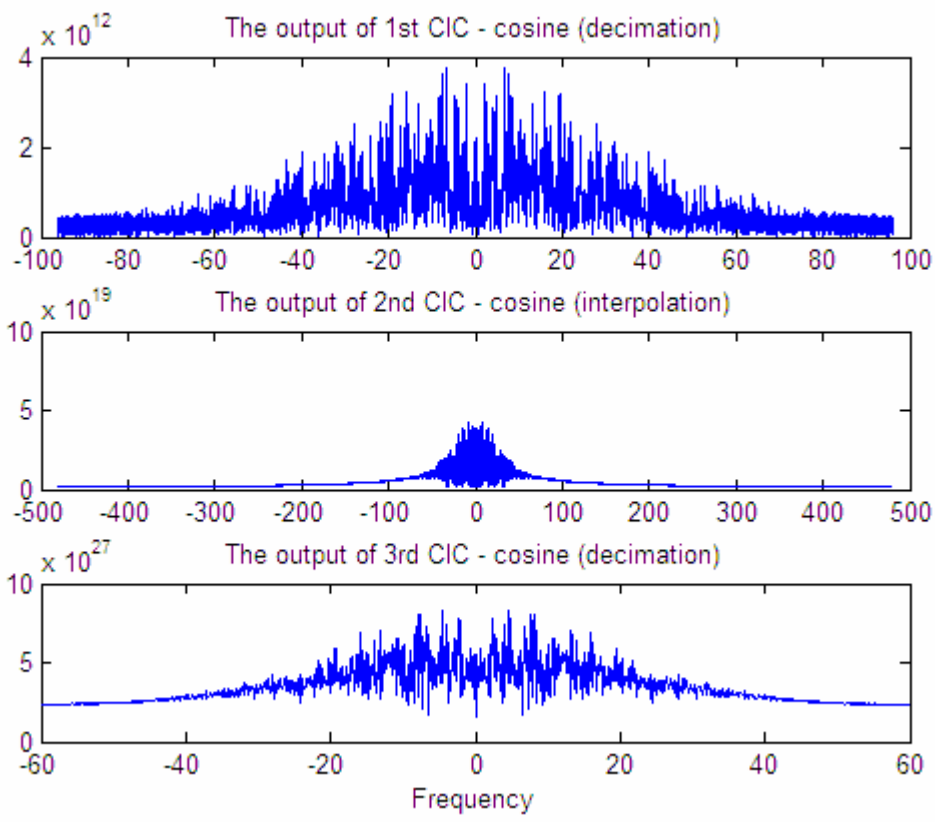
Στη συνέχεια παρατίθενται τα σχετικά διαγράμματα που προέκυψαν από το πρόγραμμα της εξομοίωσης για τις συνθήκες που αναφέραμε, δηλαδή για πλήθος καναλιών = 66 και SNR = 5 και 6 dB αντίστοιχα.

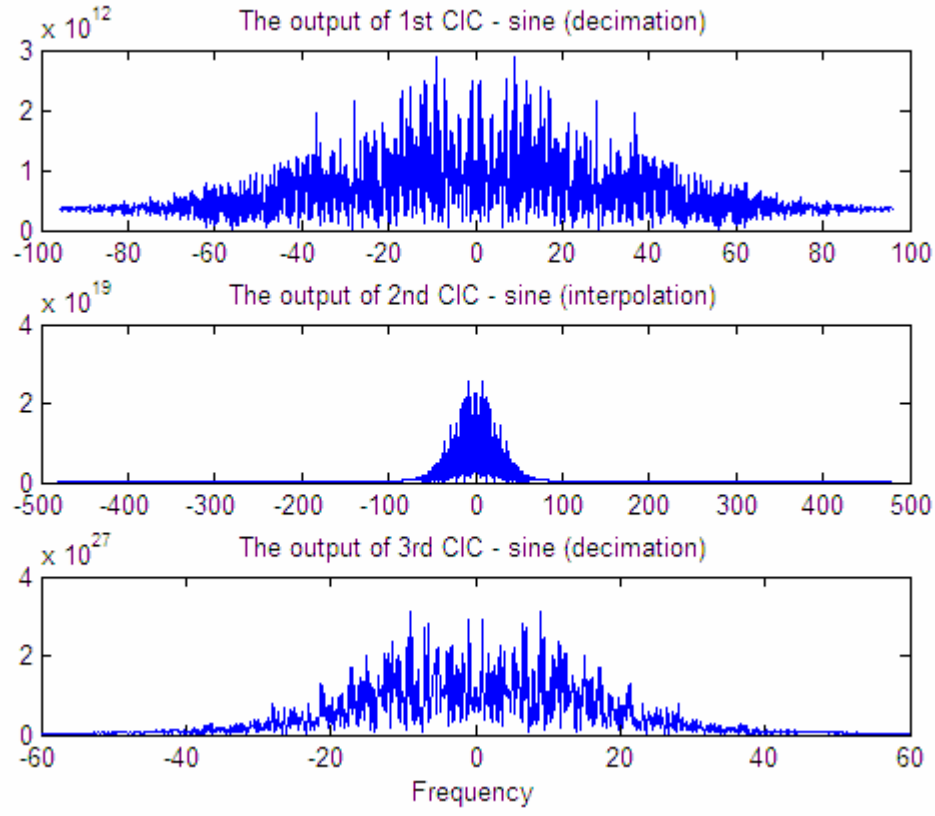
Πλήθος καναλιών: 66, θόρυβος: Eb/No = 23,062 dB (SNR = 5 dB)

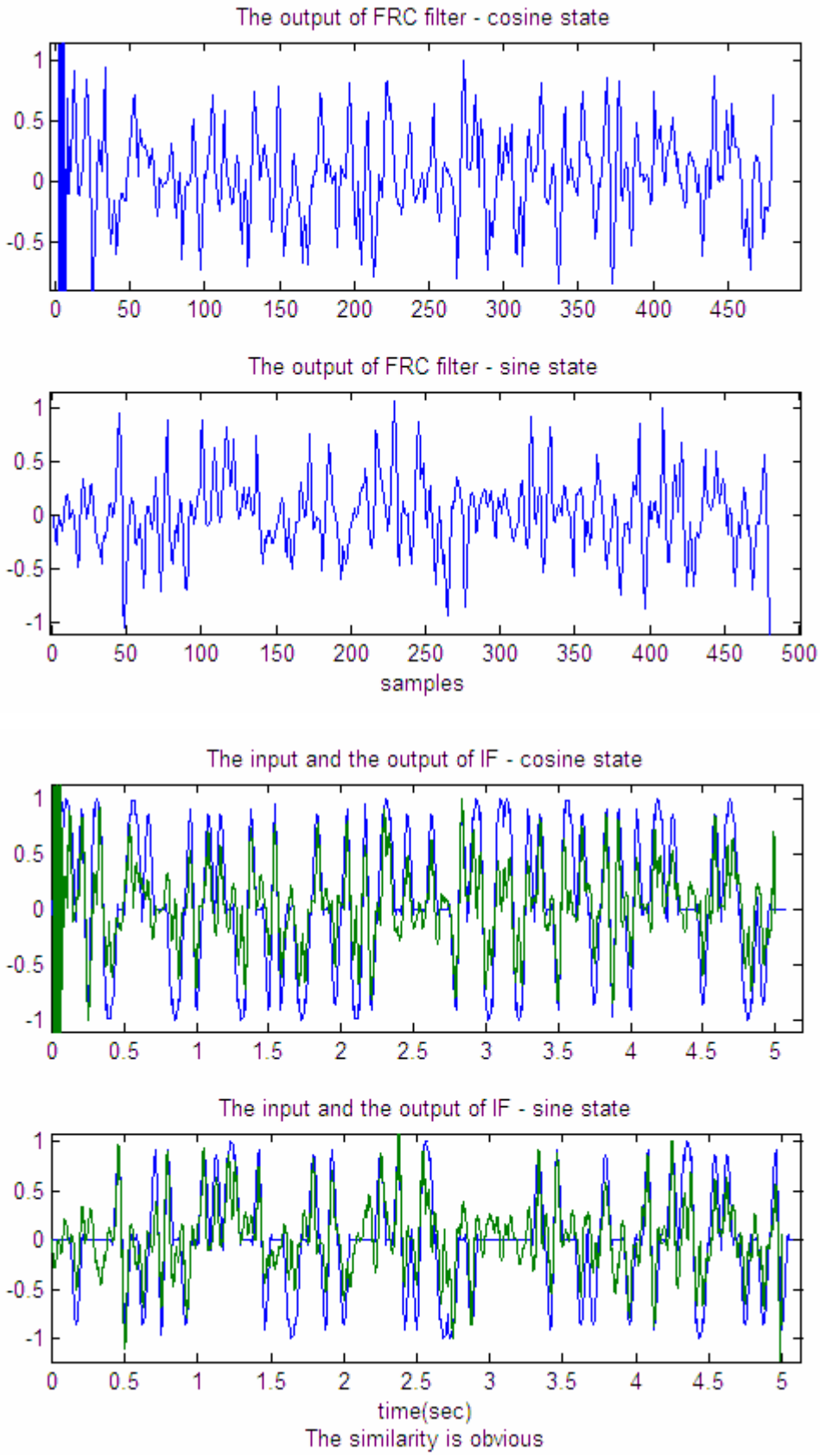


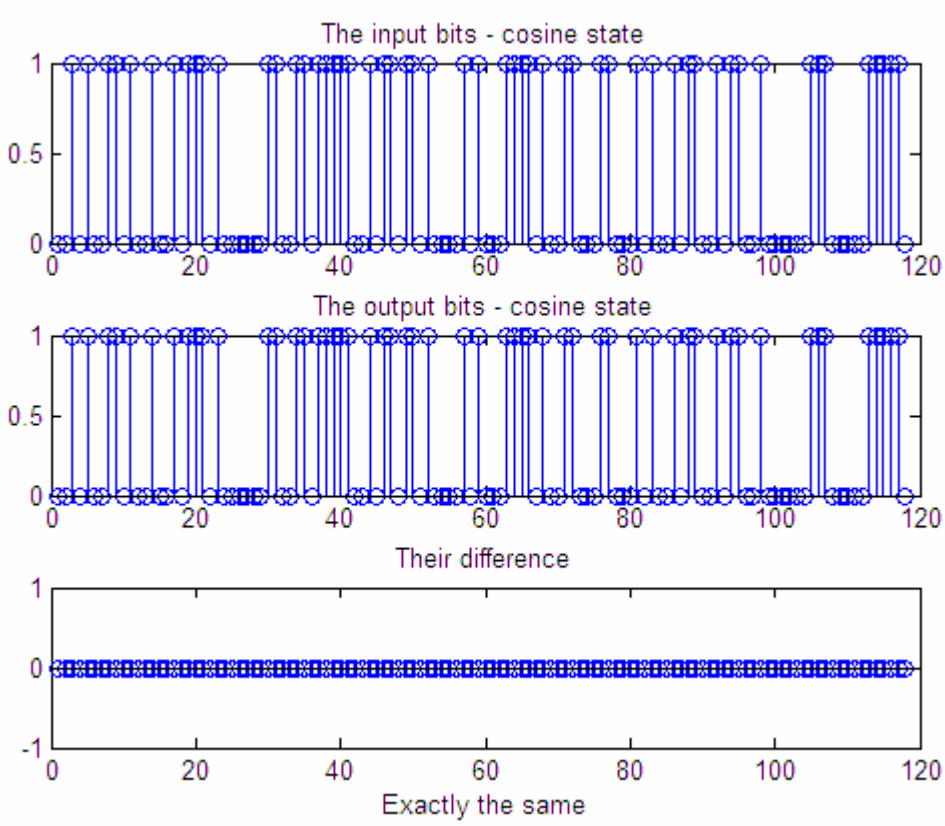


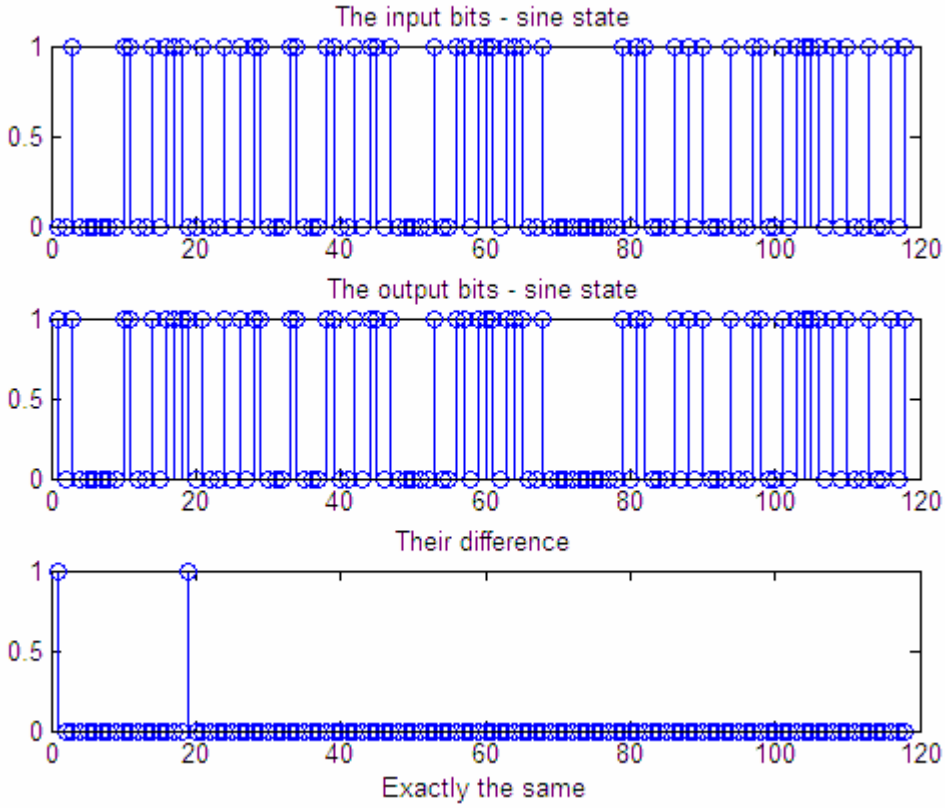
Το παραπάνω σχήμα αποτελεί πάλι εστίαση στα 5 κανάλια που βρίσκονται κοντά στο μηδέν. Είναι εμφανής ο θόρυβος και η αλλοίωση που προσπαθεί να επιφέρει.


x 10^12
The output of 1st CIC - cosine (decimation)
x 10^19
The output of 2nd CIC - cosine (interpolation)
x 10^27
The output of 3rd CIC - cosine (decimation)
Frequency


x 10^12
The output of 1st CIC - sine (decimation)
x 10^19
The output of 2nd CIC - sine (interpolation)
x 10^27
The output of 3rd CIC - sine (decimation)
Frequency

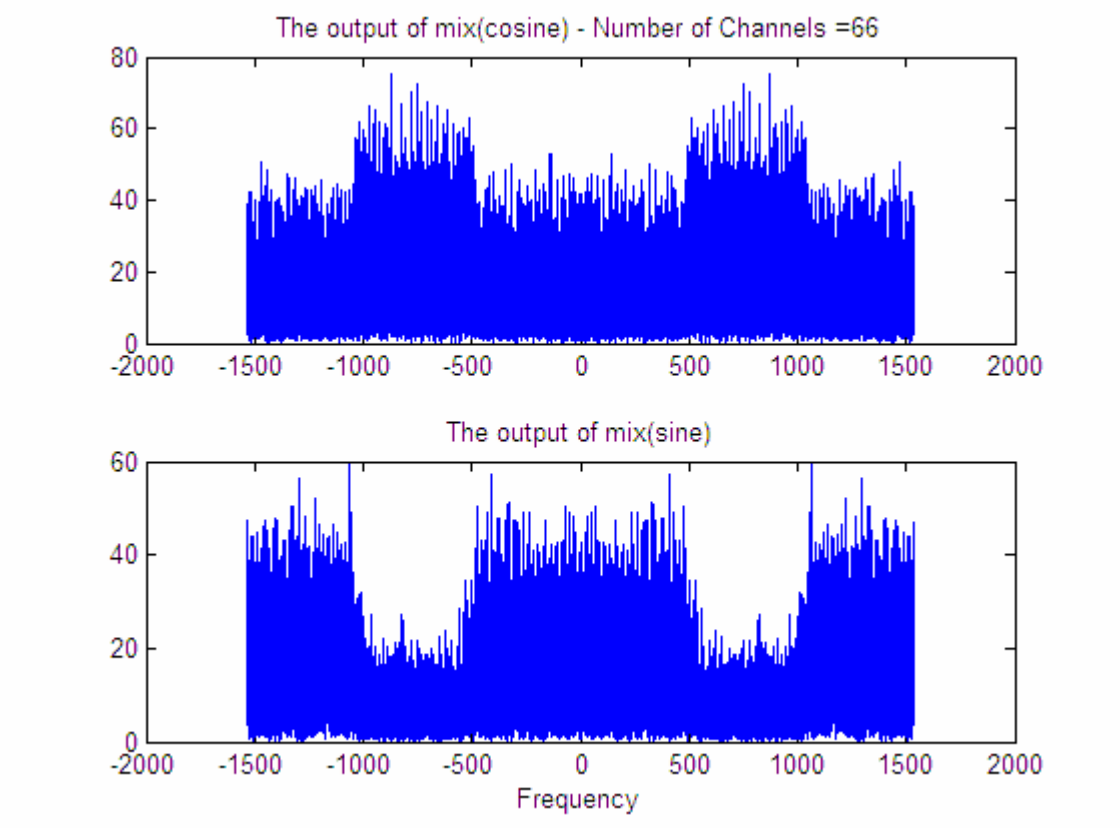

The output of FRC filter - cosine state
The output of FRC filter - sine state
samples
The input and the output of IF - cosine state
The input and the output of IF - sine state
time(sec)
The similarity is obvious

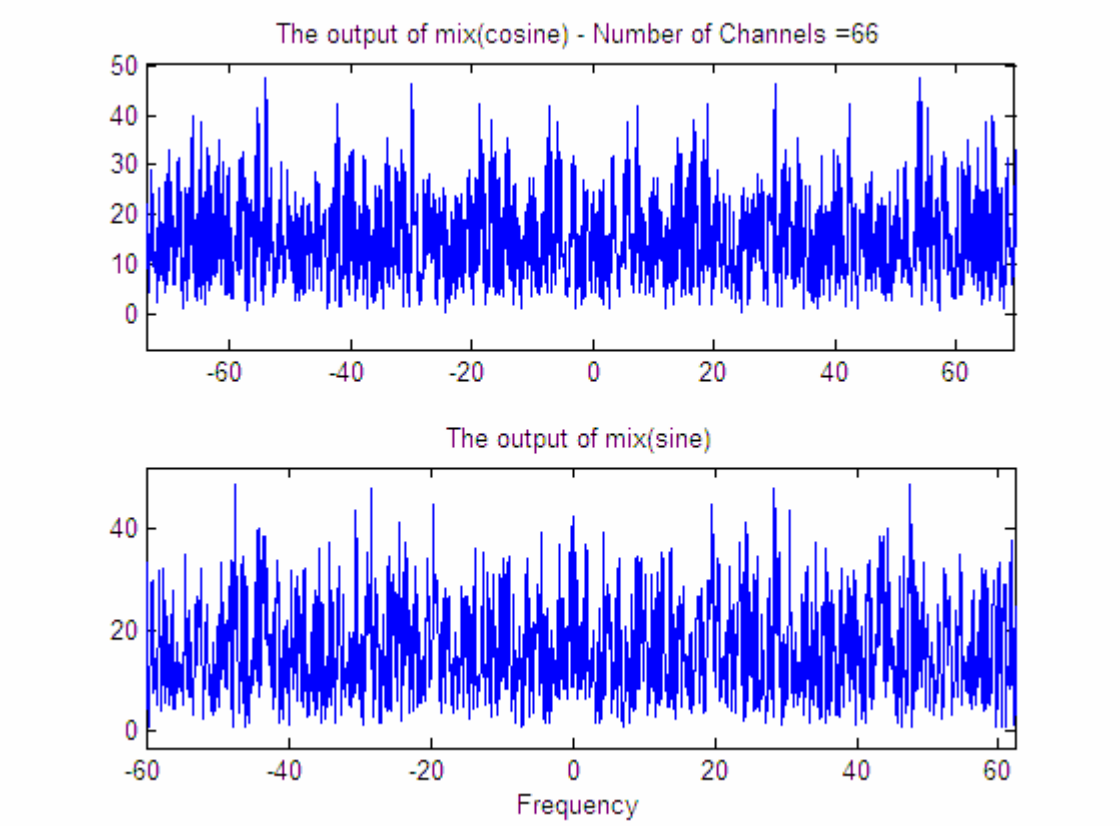

The input bits - cosine state
The output bits - cosine state
Their difference
Exactly the same


The input bits - sine state
The output bits - sine state
Their difference
Exactly the same

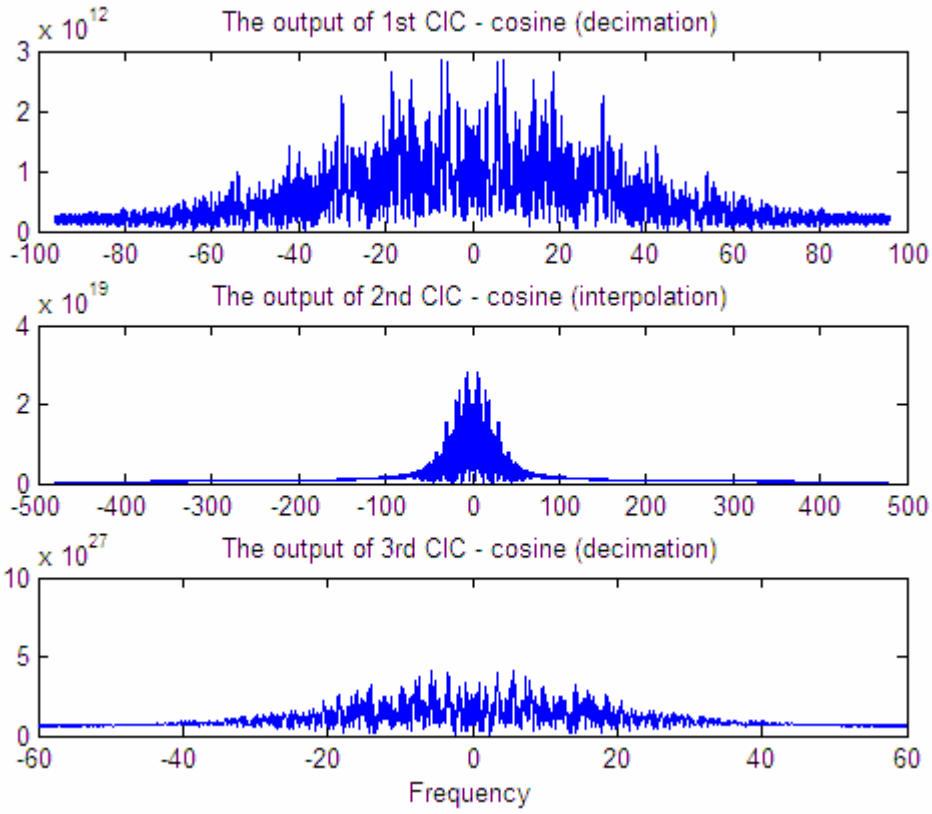
Εδώ φαίνονται τα δύο bits λάθος, τα οποία έγιναν στην συνιστώσα του ημιτόνου.

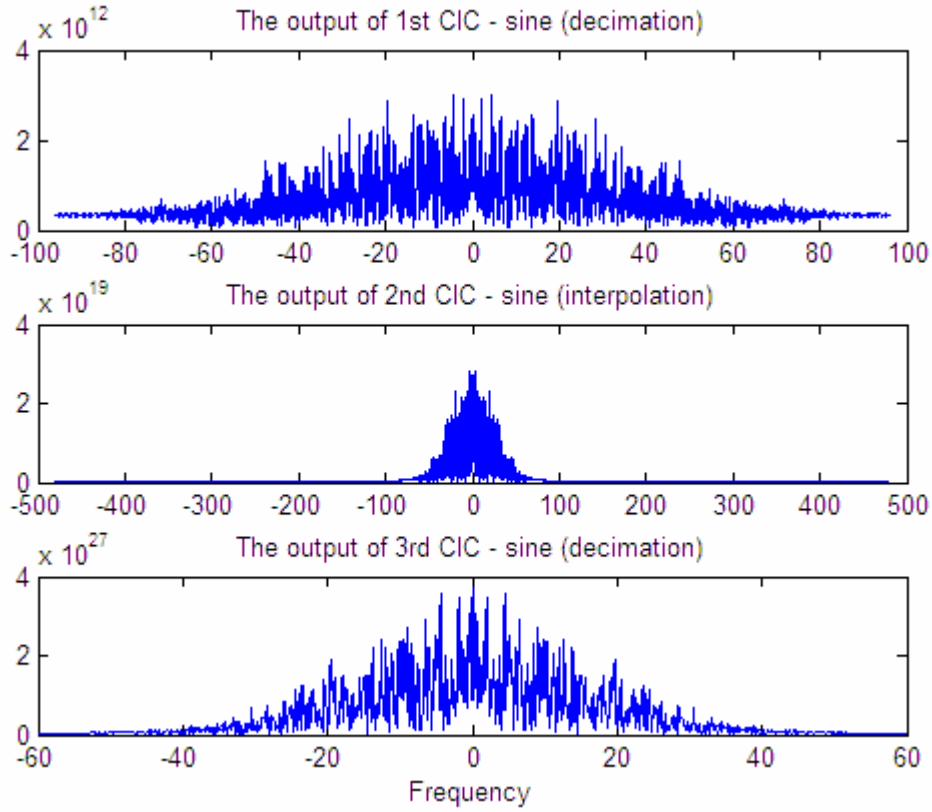
Πλήθος καναλιών: 66, θόρυβος: Eb/No = 24,062 dB (SNR = 6 dB)

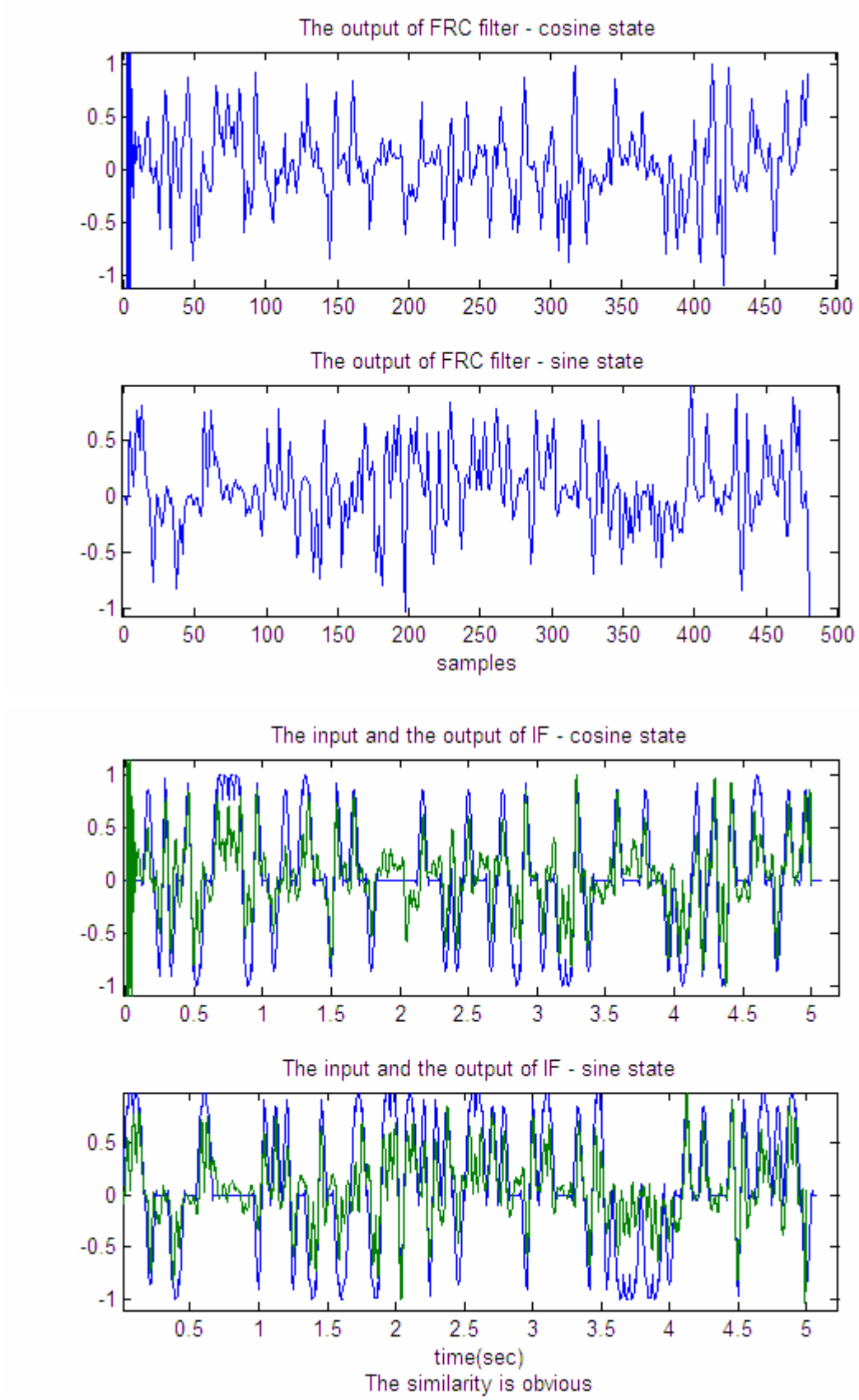


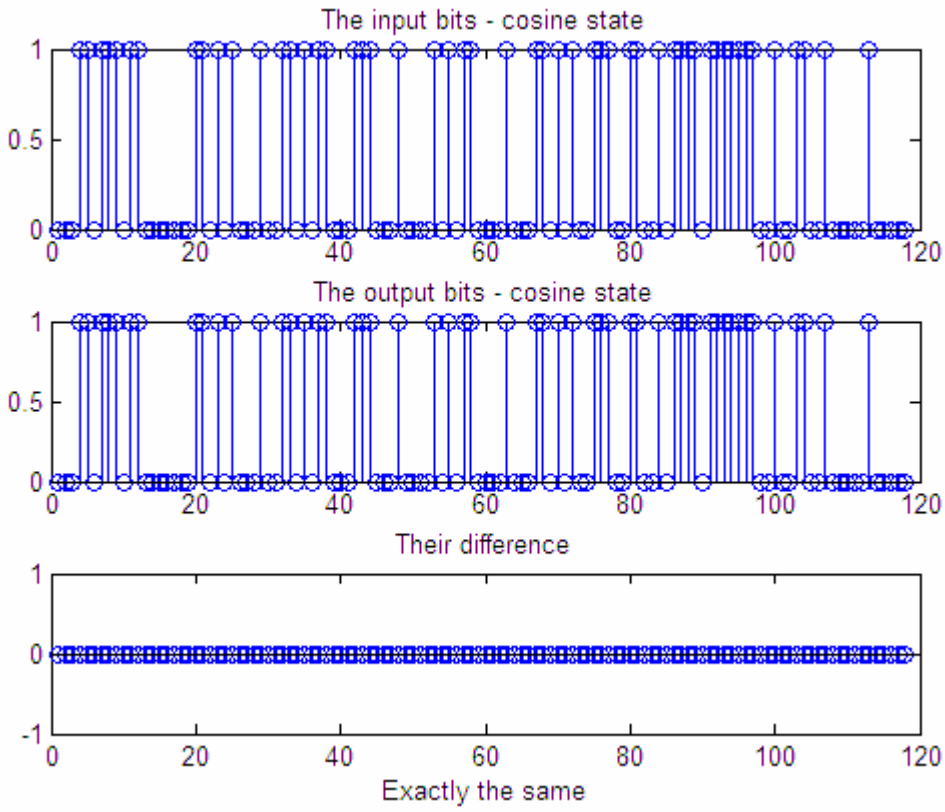


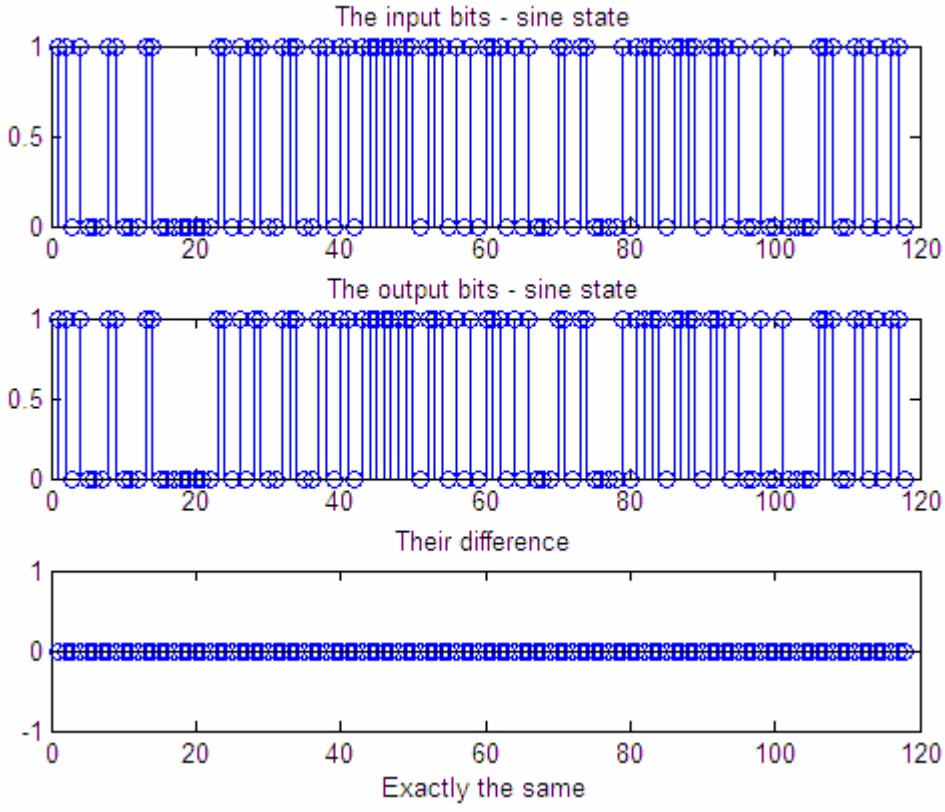
Το παραπάνω σχήμα αποτελεί πάλι εστίαση στα 5 κανάλια που βρίσκονται κοντά στο μηδέν. Είναι εμφανής και εδώ η ύπαρξη του θορύβου.


x 10^12
The output of 1st CIC - cosine (decimation)
3
2
1
0
-100 -80 -60 -40 -20 0 20 40 60 80 100
x 10^19
The output of 2nd CIC - cosine (interpolation)
4
2
0
-500 -400 -300 -200 -100 0 100 200 300 400 500
x 10^27
The output of 3rd CIC - cosine (decimation)
10
5
0
-60 -40 -20 0 20 40 60
Frequency


x 10^12
The output of 1st CIC - sine (decimation)
4
2
0
-100 -80 -60 -40 -20 0 20 40 60 80 100
x 10^19
The output of 2nd CIC - sine (interpolation)
4
2
0
-500 -400 -300 -200 -100 0 100 200 300 400 500
x 10^27
The output of 3rd CIC - sine (decimation)
4
2
0
-60 -40 -20 0 20 40 60
Frequency


The output of FRC filter - cosine state
The output of FRC filter - sine state
samples
The input and the output of IF - cosine state
The input and the output of IF - sine state
time(sec)
The similarity is obvious


The input bits - cosine state
The output bits - cosine state
Their difference
Exactly the same


The input bits - sine state
The output bits - sine state
Their difference
Exactly the same

4.12 Σημείωση

Τελειώνοντας, θα πρέπει να επισημάνουμε δύο βασικά σημεία που έπαιξαν καθοριστικό ρόλο στην εξομοίωση που επιτελέστηκε παραπάνω. Καταρχήν θα πρέπει να πούμε ότι στην προσπάθεια που έγινε, ακολουθήθηκε το paper της αναφοράς [11]. Γι' αυτό και έγιναν ορισμένες παραδοχές, που ενώ εκ πρώτης όψεως μοιάζουν αυθαίρετες, είναι βασισμένες σε αυτήν την αναφορά. Το δεύτερο σημείο έχει σχέση με τις συχνότητες. Αν παρατηρήσει κανείς τον κώδικα που παραθέσαμε παραπάνω, θα διαπιστώσει ότι δεν ακολουθήσαμε τις συχνότητες που αναφέραμε, αλλά τις ίδιες διαιρεμένες με το 10000. Αυτό πράγματι συνέβη γιατί αν και δεν αλλοιώνει τα αποτελέσματα και τα συμπεράσματα που απορρέουν από αυτά, διευκόλυνε πολύ στη μείωση του φορτίου των πράξεων, δεδομένου ότι με τις πραγματικές τιμές θα χρειαζόμασταν πολλές ώρες για μία μόνο εξομοίωση.

Αναφορές

[1] Software Defined Radio for 3G, Paul Burns, ©2003 ARTECH HOUSE, INC.
[2] Software Defined Radio, Walter Tuttlebee, ©2002JohnWiley &Sons, Ltd.
[3] Software Radio Architecture : Object - Oriented Approaches to Wireless Systems Engineering, Joseph MitolaIII,©2000JohnWiley&Sons,Inc.
[4] IEEE Communications Magazine, May 1995, Joe Mitola, "The Software Radio Architecture".
[5] IEEE Communications Magazine, February 1999, Joseph Mitola III The Mitre Corporation, "Technical Challenges in the Globalization of Software Radio".
[6] IEEE Communications Magazine, September 2000, Enrico Buracchini, CSELT, "The Software Radio Concept".
[7] Π. Κωττή, "Διαμόρφωση και μετάδοση σημάτων", Εκδόσεις Τζιόλα 2003.
[8] Simon Haykin, "Συστήματα Επικοινωνίας", Επιμέλεια Ε.Δ. Συκάς Μ.Ε. Θεολόγου, Εκδόσεις Παπασωτηρίου 1995.
[9] Theodore S.Rapaport, "Wireless Communications Principles & Practice", Prentice Hall
[10] Dr.Fred J. Taylor, "Introduction to Digital Signal Processing (DSP)", University of Florida
[11] Shiann-Shiun JENG, Shu-Ming CHANG, Bor-Shuh LAN, "Multi-Mode Digital IF Downconverter for Software Radio Application", IEICE TRANS. COMMUN., NO 12 DECEMBER 2003
[12] Communications Receivers - Principles and Design, Rohde, Bucher, Εκδόσεις McGRAW-HILL, 1994.