

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΚΡΗΤΗΣ
ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Προσομοίωση Συστήματος Επικοινωνίας Software Radio

Μιχαήλ Ν. Καλοχριστιανάκης

Μεταπτυχιακή Εργασία

Ηράκλειο Κρήτης, Νοέμβριος 2002

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΚΡΗΤΗΣ
ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Προσομοίωση Συστήματος Επικοινωνίας Software Radio

Εργασία που υποβλήθηκε από τον
Μιχαήλ Ν. Καλοχριστιανάκη
ως μερική εκπλήρωση των απαιτήσεων
για την απόκτηση
ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΟΥ ΔΙΠΛΩΜΑΤΟΣ ΕΙΔΙΚΕΥΣΗΣ

Συγγραφέας:

Μιχαήλ Ν. Καλοχριστιανάκης
Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Η/Υ
Πολυτεχνική Σχολή Πανεπιστημίου Πατρών

Εξεταστική Επιτροπή:

Απόστολος Τραγανίτης, Αναπληρωτής Καθηγητής
Επόπτης

Βασίλειος Σύρης, Αναπληρωτής Καθηγητής
Μέλος

Παναγιώτης Τσακαλίδης, Αναπληρωτής Καθηγητής
Μέλος

Δεκτή:

Πάνος Κωνσταντόπουλος
Πρόεδρος Επιτροπής Μεταπτυχιακών Σπουδών

Νοέμβριος 2002

Προσομοίωση Συστήματος Επικοινωνίας Software Radio

Μιχαήλ Ν. Καλοχριστιανάκης

Μεταπτυχιακή Εργασία

Τμήμα Επιστήμης Υπολογιστών
Πανεπιστήμιο Κρήτης

Περίληψη

Η εξέλιξη των συστημάτων ασύρματης επικοινωνίας όπως αυτή διαμορφώνεται από το καθεστώς ανταγωνισμού μεταξύ των παροχέων, την καταναλωτική ζήτηση για υπηρεσίες και υλικό, και την πρόοδο της τεχνολογίας στον τομέα της σχεδίασης επεξεργαστών ειδικού σκοπού δείχνει να οδηγεί στην δημιουργία συστημάτων με οικονομοτεχνικά χαρακτηριστικά που να επιτρέπουν αδιάλειπτη παγκόσμια ραδιοκάλυψη, αποτελώντας παράλληλα αποδοτική επένδυση σε μεγάλη χρονική κλίμακα. Η τεχνολογία Software Radio αποτελεί μια ανερχόμενη τεχνολογία τέταρτης γενιάς που κατά πάσα πιθανότητα θα είναι ικανή να παράσχει τα παραπάνω στα επόμενα έτη, μέσω της υλοποίησης όσο το δυνατόν περισσότερων λειτουργιών οποιουδήποτε συστήματος ασύρματης ραδιοεπικοινωνίας σε λογισμικό το οποίο θα τρέχει πάνω από υλικό ικανό να αντεπεξέλθει στις υπολογιστικές απαιτήσεις της εργασίας αυτής.

Αντικείμενο της παρούσας εργασίας αποτελεί η μελέτη της τεχνολογίας Software Radio και η δημιουργία βιβλιοθήκης για την προσομοίωση μεγάλου μέρους του τηλεπικοινωνιακού περιβάλλοντος στο οποίο η τεχνολογία θα ενταχθεί και το οποίο θα κληθεί να υλοποιεί σε λογισμικό. Ειδικότερα, αναπτύχθηκε βιβλιοθήκη μοντέλων για το εργαλείο Simulink του Matlab (v12.1) ικανά να προσομοιώνουν τις λειτουργίες που παράγουν το σήμα πλήρους ρυθμού του πρότυπου κυψελοειδούς συστήματος GSM και το σήμα του πρότυπου 802.11b για ασύρματα τοπικά δίκτυα. Τα μοντέλα προσομοίωσης για το πρότυπο GSM περιλαμβάνουν κωδικοποίηση φωνής, καναλιού, διαφύλλωση και διαμόρφωση και αντίστοιχη λήψη. Τα μοντέλα προσομοιώσεις πρότυπου 802.11b περιλαμβάνουν υλοποίηση πακέτου μεγάλου μήκους για το πρότυπο σε ρυθμούς 1, 2, 5.5, και 11Mbps. Η βιβλιοθήκη συμπληρώνεται από μοντέλα που προσομοιώνουν το πρότυπο Bluetooth και το πρότυπο συστήματος εξάπλωσης φάσματος CDMA. Ο συνδυασμός των παραπάνω μοντέλων μπορεί να προσομοιώσει σήμα στενής η και ευρείας ζώνης για την προσομοίωση λήψης με τεχνολογία δεκτής αρχιτεκτονικής Software Radio.

Επόπτης

Απόστολος Τραγανίτης
Αναπληρωτής Καθηγητής
Τμήμα Επιστήμης Υπολογιστών
Πανεπιστήμιο Κρήτης

Development of Simulation Tool for Software Radio Technology Communication System

Michael N. Kalochristianakis

Master of Science Thesis

Department of Computer Science
University of Crete
Greece

Abstract

Evolution in wireless communication systems as fashioned by the status quo in antagonism among network providers, consuming demand for services and corresponding hardware and technology progress in the field of special purpose processor design indicate a growing need for future communication systems presenting a combination of economical and technical characteristics that enable seamless global roaming and secure investment in the long term. Software Radio technology comprises an emerging fourth generation architecture expected to meet the above via the realization of as much wireless radio-communication functionality possible for any communication standard in software running over hardware capable of coping with the corresponding computational requirements.

The study of Software Radio technology and the development of a simulation library for most of the telecommunication environment within which Software Radio systems are expected to be issued constitute the object of the present work. The library has been developed for the Simulink tool for Matlab (v12.1), consisting of models that simulate the functional stages producing the full rate signal for the cellular standard GSM and the 802.11b standard signal for wireless local networks. Models simulating voice coding, channel coding, interleaving, modulation and the corresponding receiver blocks are provided for the GSM standard, while models realizing physical layer transmission for long packet format, supporting rates 1, 2, 5.5 and 11Mbps are provided for the 802.11b standard. The library also includes models simulating voice transmission for Bluetooth and CDMA standards. The combinational use of the above models can produce the narrowband or broadband signal for purposes Software Radio reception simulation.

Supervisor

Apostolos Traganitis
Associate Professor
Department of Computer Science
University of Crete
Greece

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να απευθύνω ευχαριστίες στον επόπτη στην παρούσα εργασία κύριο Απόστολο Τραγανίτη, χωρίς την συμβολή και την καθοδήγηση του οποίου η παρούσα εργασία δεν θα μπορούσε να ολοκληρωθεί. Εξίσου σημαντική υπήρξε η υποστήριξη και η ανταλλαγή απόψεων με την Βέτα Καλύβα και για τον λόγο αυτόν την ευχαριστώ.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Περίληψη	iv
Abstract	v
Ευχαριστίες	vi
Περιεχόμενα	vii
Κατάλογος Σχημάτων	x
Κατάλογος Πινάκων	xii

1. Εισαγωγή

1.1	Οι ασύρματες επικοινωνίες στο παρελθόν.....	1
1.2	Οι ασύρματες επικοινωνίες σήμερα.....	2
1.3	Το άμεσο μέλλον.....	3
1.4	Το απότερο μέλλον.....	5
1.4.1	Πολυπλοκότητα και λογισμικό.....	5
1.4.2	Η τεχνολογία Software Radio ως τεχνολογία τέταρτης γενιάς.....	6
1.4.2.1	Τα διαφαινόμενα πλεονεκτήματα.....	6
1.4.2.2	Τα θέματα που προκύπτουν.....	8
1.5	Η συνεισφορά της εργασίας.....	9
1.6	Η δομή της εργασίας.....	10

2. Η τεχνολογία Software Radio

2.1	Η τεχνολογία Software Radio	12
2.1.1	Εισαγωγή	12
2.2	Η ιδέα της τεχνολογίας Software Radio	12
2.2.1	Τα χαρακτηριστικά του σήματος	13
2.2.1.1	Παρεμβολή	13
2.2.2	Η αρχιτεκτονική του δέκτη	14
2.2.3	Λειτουργίες και κρισιμότητα	15
2.3	Οι κρίσιμες λειτουργίες	21
2.3.1	Μετατροπή ψηφιακού σήματος	22
2.3.1.1	Εύρος ζώνης	22
2.3.1.2	Flash μετατροπείς ψηφιακού σήματος	22
2.3.1.3	Σίγμα-Δέλτα μετατροπείς ψηφιακού σήματος	22
2.3.1.4	Flash ή ΣΔΜ	23
2.3.2	Ψηφιακή επεξεργασία σήματος	26
2.3.2.1	Ψηφιακή μεταφορά σήματος σε χαμηλή συχνότητα	29
2.3.2.2	Προσαρμογή του χρόνου δειγματοληψίας	29
2.3.2.3	Επιλογή καναλιού και αποεξάπλωση	30
2.3.2.4	Θέματα που σχετίζονται με την υλοποίηση	31
2.4	Σύνοψη	36

3 Προσομοίωση συστήματος ζεύξης GSM

3.1	Κωδικοποίηση φωνής	37
3.1.1	Το μοντέλο παραγωγής της φωνής	37
3.1.2	Κωδικοποίηση φωνής analysis by synthesis	39
3.1.3	RPE-LTP κωδικοποίηση φωνής	41
3.2	Κωδικοποίηση καναλιού και διαφύλλωση	42
3.3	Διαμόρφωση	44
3.4	Λήψη	47

4 Προσομοίωση ζεύξης 802.11b

4.1	Τεχνολογίες και πρότυπα ασύρματων τοπικών δικτύων.....	48
4.2	Το πρότυπο 802.11b.....	49
4.3	Διαμόρφωση CCK.....	52
4.4	Η υλοποίηση.....	54

5 Προσομοίωση συστήματος ζεύξης Bluetooth και IS-95b

5.1	Μοντέλο προσομοίωσης ζεύξης του προτύπου Bluetooth.....	58
5.1.1	Το πρότυπο Bluetooth.....	58
5.1.2	Το μοντέλο προσομοίωσης.....	60
5.2	Μοντέλο προσομοίωσης ζεύξης του προτύπου IS-95b.....	62
5.2.1	Συστήματα εξάπλωσης φάσματος.....	62
5.2.2	Τεχνικές εξάπλωσης φάσματος.....	65
5.2.3	Το πρόβλημα near-far.....	65
5.2.4	Το CDMA reference blockset του Simulink.....	67
5.3	Ισοδύναμο βασικής ζώνης σημάτων και συστημάτων.....	68
5.3.1	Το πρόβλημα των υψηλών χρόνων δειγματοληψίας.....	68
5.3.2	Μιγαδική περιβάλλουσα ζωνοπερατού σήματος.....	69
5.4	Μοντέλο καναλιού.....	72

Παράρτημα

I	CRC και κωδικοποίηση καναλιού στο GSM.....	76
II	Συνελκτικού κώδικες στο GSM.....	77
III	Δυναδικές συμπληρωματικές σειρές.....	78
IV	Αποκωδικοποίηση Viterbi.....	79

Βιβλιογραφία

Κατάλογος Σχημάτων

1.1	Εξέλιξη των γενεών επίγειων ασύρματων συστημάτων επικοινωνίας	4
1.2	Η βιβλιοθήκη που αναπτύχθηκε για το εργαλείο Simulink	10
2.1	Πρότυπα και υπηρεσίες στο πεδίο της συχνότητας	14
2.2	Χαρακτηριστικά σήματος και σήμα παρεμβολής στο GSM	15
2.3	Αρχιτεκτονικές δεκτών software radio	18
2.4	Το πρόβλημα της υπέρθεσης συχνοτήτων στον υπερετερόδυνο δεκτή	19
2.5	Παραμορφώσεις του λαμβανόμενου σήματος για αναλογική μετατροπή του σε σήμα βασικής ζώνης	19
2.6	Γενικευμένη μορφή δέκτη	20
2.7	Ψηφιοποίηση πλήρους και μερικής ζώνης	23
2.8	Σίγμα-Δέλτα διαμορφωτές	24
2.9	Ψηφιοποίηση ευρείας ζώνης και μορφοποίηση θορύβου	28
2.10	Μετατροπή σήματος σε ψηφιακό και μεταφορά στη βασική ζώνη	30
2.11	Προσαρμογή του εύρους ζώνης και επιλογή καναλιού/αποεξάπλωση	32
2.12	Γενικευμένο στάδιο επιλογής καναλιού και αποεξάπλωσης	33
2.13	Υλοποίηση που φίλτρου επιλογής καναλιού και αποεξάπλωσης	34
2.14	Υλοποίηση της μείξης του σήματος με την έξοδο του γενικευμένου φίλτρου επιλογής καναλιού και αποεξάπλωση	35
3.1	Διάγραμμα φάσματος φωνής σε άξονες συχνότητας και χρόνου που παρουσιάζει ημιστατικό χαρακτήρα της φωνής σε μικρή κλίμακα	38
3.2	Μοντέλο παραγωγής φωνής	40
3.3	Δομικό διάγραμμα του κωδικοποιητή φωνής για το σύστημα GSM	42
3.4	Μοντέλο προσομοίωσης κωδικοποιητή φωνής	43
3.5	Μοντέλο προσομοίωσης διαμορφωτή για το GSM	44
3.6	Φάσμα παλμού διαμορφώσεων GMSK και MSK	45
3.7	Η δομή του καναλιού GSM	46

3.8	Το μοντέλο δέκτη full rate καναλιού	47
4.1	Τρόποι λειτουργίας του πρότυπου 802.11	50
4.2	Είδη πακέτων που υποστηρίζονται από το πρότυπο 802.11	52
4.3	Τα κανάλια που προβλέπει το πρότυπο 802.11b για μετάδοση σήματος εξάπλωσης άμεσης ακολουθίας	53
4.4	Διεπαφή χρηστή του μοντέλου προσομοίωσης ζεύξης για το 802.11b	55
4.5	Μοντέλο προσομοίωσης πομπού ρυθμού 11 Mbps για το 802.11b.	56
4.6	Πλαίσιο 802.11b και μεταδιδόμενο σήμα	57
5.1	Σύγχρονη, με σύνδεση επικοινωνία	59
5.2	Οι τρεις μορφές λειτουργίας του πρότυπου Bluetooth.	60
5.3	Μοντέλο πομπού Bluetooth	61
5.4	Μοντέλο προσομοίωσης Bluetooth με χρήση του εργαλείου Simulink	61
5.5	Το βασικό πακέτο του πρότυπου Bluetooth.	62
5.6	Μέθοδοι πολλαπλής πρόσβασης	63
5.7	Φάσματα σήματος εξάπλωσης συχνότητας	64
5.8	Εξάπλωση φάσματος σήματος με την τεχνική της άμεσης ακολουθίας	66
5.9	Παράσταση φορέα συχνότητας 2 GHz για μια περίοδο	69
5.10	Διαδικασία παραγωγής ισοδύναμου βασικής ζώνης σήματος.	71
5.11	Ισοδύναμο βασικής ζώνης για ζωνοπερατά σήματα	72
5.12	Το φαινόμενο εξασθένησης μικρής και μεγάλης κλίμακας	73

Κατάλογος Πινάκων

2.1	Παράμετροι του γενικευμένου δεκτή.	20
2.2	Παράμετροι λειτουργίας των πρότυπων GSM, DECT, και GPS.	26
2.3	Δυναμικό εύρος των σημάτων κινητής επικοινωνίας των πρότυπων GSM, DECT και GPS για την ψηφιοποίηση ευρέως φάσματος.	26
2.4	Χαρακτηριστικά των μετατροπών αναλογικού σήματος σε ψηφιακό.	27
4.1	Η προτυποποίηση της οικογένειας πρότυπων 802.11.	49
4.2	Ρυθμοί που αποδίδονται από το πρότυπο 802.11.	51
4.3	Αντιστοίχιση δεδομένων σε φάσεις.	53

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Εισαγωγή

Βρισκόμαστε στο μέσον μιας επανάστασης στον τομέα του σχεδιασμού και της κατασκευής συστημάτων ραδιοεπικοινωνίας απαρχή της οποίας αποτέλεσε η καινοτομία του σχεδιασμού ψηφιακών συστημάτων για πρώτη φορά στα μέσα της δεκαετίας του 1970. Από το σημείο εκείνο, το ψηφιακό κομμάτι του εξοπλισμού που κατασκευάζονταν για να καλύψει την ανθρώπινη ανάγκη της επικοινωνίας από μακριά άρχισε να μεγαλώνει εις βάρος του αναλογικού, ακολουθώντας τις εκθετικά αυξανόμενες δυνατότητες των ψηφιακών συστημάτων. Μέχρι τα τέλη της επόμενης δεκαετίας, σχεδόν όλα τα δομικά στοιχεία των συστημάτων, από τα σήματα ελέγχου μέχρι και τις κωδικοποιήσεις καναλιού και πηγής υλοποιούνταν πλέον με ψηφιακό τρόπο αξιοποιώντας τις αυξανόμενες δυνατότητες που προσέφερε η καινούρια τεχνολογία.

1.1 Οι ασύρματες επικοινωνίες στο παρελθόν

Η πρώτη γενιά (αναλογικών) συστημάτων κινητής τηλεπικοινωνίας περιλάμβανε συστήματα όπως το AMPS στην βόρεια Αμερική, το TACS στην Βρετανία και το NMT στην Σκανδιναβία, συστήματα τα οποία μπορούσαν να προσφέρουν υπηρεσία μετάδοσης φωνής. Τα συστήματα αυτά άρχισαν να εγκαταλείπονται πολύ γρήγορα και να αντικαθίστανται από ψηφιακά των οποίων η ευκολία κατασκευής, το μειωμένο κόστος και κυρίως τα πλεονεκτήματα των νέων τεχνολογιών που μπορούσαν να υλοποιούν άνοιξαν την αγορά τηλεπικοινωνιών στο ευρύ κοινό και μέσα σε λίγα χρόνια την έφεραν να κατηγοριοποιείται σε γενιές συστημάτων ικανές να προσφέρουν υποστήριξη πληθώρας υπηρεσιών πέραν της βασικής τηλεφωνικής. Τα καινούρια συστήματα μπορούσαν να προσφέρουν εκτός από φωνή, υπηρεσίες μετάδοσης δεδομένων, fax και σύντομων μηνυμάτων κειμένου, αυξημένη ασφάλεια, αξιοπιστία (μετάδοση καναλιού, διαδικασία handoff, κ.α.) και αυξημένα επίπεδα ποιότητας στην επικοινωνία. Γρήγορα αναπτύχθηκε ένας αριθμός συστημάτων με βάση τις καινούριες τεχνολογίες, όπως η ψηφιακή εξέλιξη του αναλογικού AMPS που είναι το σύστημα 2^{ης} γενιάς TDMA (Time Division Multiple Access) το οποίο λειτουργεί βασιζόμενο στην πολύπλεξη χρόνου στις ζώνες συχνοτήτων των 800MHz και 1900MHz κυρίως στην βόρεια Αμερική. Μια παραλλαγή του η οποία χρησιμοποιείται στην Ιαπωνία είναι το σύστημα PDC (Pacific Digital Cellular) ενώ επίσης αναπτύχθηκε και καθιερώθηκε ταχύτατα το σύστημα GSM (Global System for Mobile communications) το οποίο λειτουργεί σε ζώνες συχνοτήτων γύρω από τα 800, 1800, 1900 MHz, χρησιμοποιεί τεχνική πολύπλεξης χρόνου/συχνότητας (TDMA/FDMA) καθώς και τεχνικές διαπίδωσης συχνότητας (FH – Frequency Hopping). Επιτυχημένο σύστημα δεύτερης γενιάς θεωρείται τέλος και το CdmaOne

(IS-95) το οποίο είναι σύστημα φασματικής εξάπλωσης άμεσης ακολουθίας (DSSS - Direct Sequence Spread Spectrum) και το οποίο αναπτύχθηκε κυρίως στην βόρεια Αμερική την Ιαπωνία και την Κορέα.

Η ανάπτυξη των ψηφιακών συστημάτων κυψελοειδούς ασύρματης τηλεπικοινωνίας δεύτερης γενιάς επέφερε την εκρηκτική αύξηση της αγοράς τηλεπικοινωνιών η οποία πυροδοτήθηκε από την ταχύτατη εξάπλωση τους. Η αύξηση σε ζήτηση για υπηρεσίες κινητής τηλεπικοινωνίας ξεπέρασε κάθε προηγούμενο και σε λιγότερο από είκοσι χρόνια η παγκόσμια συνδρομητική βάση για υπηρεσίες πάνω από ασύρματο δίκτυο έχει ξεπεράσει τα πεντακόσια εκατομμύρια πελάτες. Ο αριθμός των συνδρομητών αντιστοιχούσε σε εικοσιπέντε μόλις χιλιάδες το 1984, σε δεκαέξι εκατομμύρια το 1994 και σε πενήντα εκατομμύρια το 1997. Το σύστημα GSM, το οποίο πολύ γρήγορα καθιερώθηκε ως το πιο διαδεδομένο standard κυψελοειδούς τηλεπικοινωνίας, σήμερα αριθμεί 720 εκατομμύρια συνδρομητές παγκοσμίως, σύμφωνα με στοιχεία από το www.gsmworld.com για τα τέλη Ιουνίου του 2002.

1.2 Οι ασύρματες επικοινωνίες σήμερα

Σήμερα βρισκόμαστε στη μεταβατική εποχή από την δεύτερη στην τρίτη γενιά συστημάτων κινητής ραδιοεπικοινωνίας (2.5G) η οποία χαρακτηρίζεται από την ζήτηση περισσότερων υπηρεσιών και μεγαλύτερων ρυθμών κυρίως για μεταφορά δεδομένων και για παροχή value-added υπηρεσιών. Παγκοσμίως – με ελάχιστα σημεία του πλανήτη να αποτελούν εξαίρεση, όπως η Κορέα και η βόρεια Αμερική – η ζήτηση για υπηρεσίες τρίτης γενιάς (υπηρεσίες πολυμέσων, σύνδεση στο διαδίκτυο, γρήγοροι ρυθμοί δεδομένων) είναι ακόμη αρκετά χαμηλή σε σχέση με το κόστος ανάπτυξης ενός εκτεταμένου δικτύου. Από την άλλη μεριά, οι ραδιοπόροι που χρησιμοποιούνται για μετάδοση δεδομένων στα συστήματα δεύτερης γενιάς είναι κοινοί με αυτούς που χρησιμοποιούνται για μετάδοση φωνητικών κλήσεων ενώ οι κωδικοποιητές που χρησιμοποιούνται παράγουν χαμηλούς ρυθμούς. Τα συστήματα αυτά σχεδιάστηκαν πριν από τουλάχιστον πέντε χρόνια όταν ρυθμοί μεταφοράς δεδομένων π.χ. 9.6 Kbps, που για τα σημερινά δεδομένα είναι αργοί, θεωρούνταν ικανοποιητικοί. Όλοι οι παραπάνω λόγοι συντέλεσαν στην ανάπτυξη των συστημάτων που χαρακτηρίζονται δεύτερης γενιάς.

Η ζήτηση για πιο γρήγορη μεταφορά δεδομένων καλύπτεται αυτή τη στιγμή με βελτιώσεις ή αναβαθμίσεις των ήδη υπάρχοντων συστημάτων δεύτερης γενιάς οι οποίες καταφέρνουν να παρέχουν αυξημένους ρυθμούς μέσω επεκτάσεων των υπάρχοντων πλατφόρμων. Η αναβάθμιση στην υπηρεσία μεταφοράς δεδομένων σε πακέτα του GSM η οποία υλοποιεί μεταγωγή κυκλώματος είναι η υπηρεσία υψηλής ταχύτητας μεταγωγής κυκλώματος (HSCS - High Speed Circuit Switching) η οποία συνδυάζει από δυο μέχρι τέσσερις χρονοσχισμές από τις οκτώ που υπάρχουν σε κάθε πλαίσιο (frame) για να παρέχει ρυθμούς 28.8 Kbps ως 57.6 Kbps απαιτώντας ελάχιστες αλλαγές στην υποδομή του δικτύου. Ωστόσο, η αναβάθμιση που δείχνει να κυριαρχεί στην υπηρεσία μετάδοσης πακέτων είναι η καλούμενη «γενική υπηρεσία μετάδοσης ραδιοπακέτων» GPRS (General Packet Radio Service), η οποία μπορεί να συνδυάσει μέχρι και όλες τις χρονοσχισμές ενός GSM frame για να μεταφέρει πακέτα

διαδικτύου σε ταχύτητες μέχρι και 160Kbps θεωρητικά¹ υποστηρίζοντας πακέτα μορφής διαδικτύου (IP packets) αλλά και πακέτα τύπου X-25. Το GPRS αποτελεί μια γνήσια υπηρεσία γενιάς 2.5: χρησιμοποιεί το υπάρχον εύρος ζώνης καναλιού του GSM (200KHz) ενώ για την εγκατάστασή του προστίθενται ειδικοί κόμβοι (nodes) που διαχειρίζονται την κίνηση εντός του δικτύου και κόμβοι εισόδου (gateways) που παρέχουν διασύνδεση με άλλα δίκτυα όπως το διαδίκτυο ή ιδιωτικά δίκτυα. Από την πλευρά των τερματικών, για να μπορούν οι συνδρομητές να λαμβάνουν την υπηρεσία πρέπει να έχουν πρόσθετο υλικό, πράγμα που τα κάνει ασύμβατα - ως προς την υπηρεσία αυτή και μόνο - με τα συμβατικά τερματικά του GSM. Ως επόμενη φάση εξέλιξης προβλέπεται η εισαγωγή του συστήματος EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution) το οποίο αποτελεί τεχνολογία που επιτυγχάνει υψηλές επιδόσεις εισάγοντας νέες μεθόδους διαμόρφωσης (8-PSK) και κωδικοποίησης στο φυσικό επίπεδο. Παράλληλα, τα ανώτερα επίπεδα που χρησιμοποιούνται από τους κόμβους του GPRS αφήνονται ανέπαφα. Το αποτέλεσμα μετράται σε ρυθμούς δεδομένων μέχρι 500 Kbps χωρίς μεταβολή στην υποκείμενη υποδομή GSM/GPRS² με μόνες προσθήκες την εισαγωγή καινούριων (plug-in) πομποδεκτών και αναβαθμίσεις λογισμικού. Η λύση που προκύπτει από την εισαγωγή του EDGE υποστηρίχθηκε από τις παγκόσμιες ενώσεις παροχών IS-136 (TDMA) και UWCC (Universal Wireless Communications Consortium).

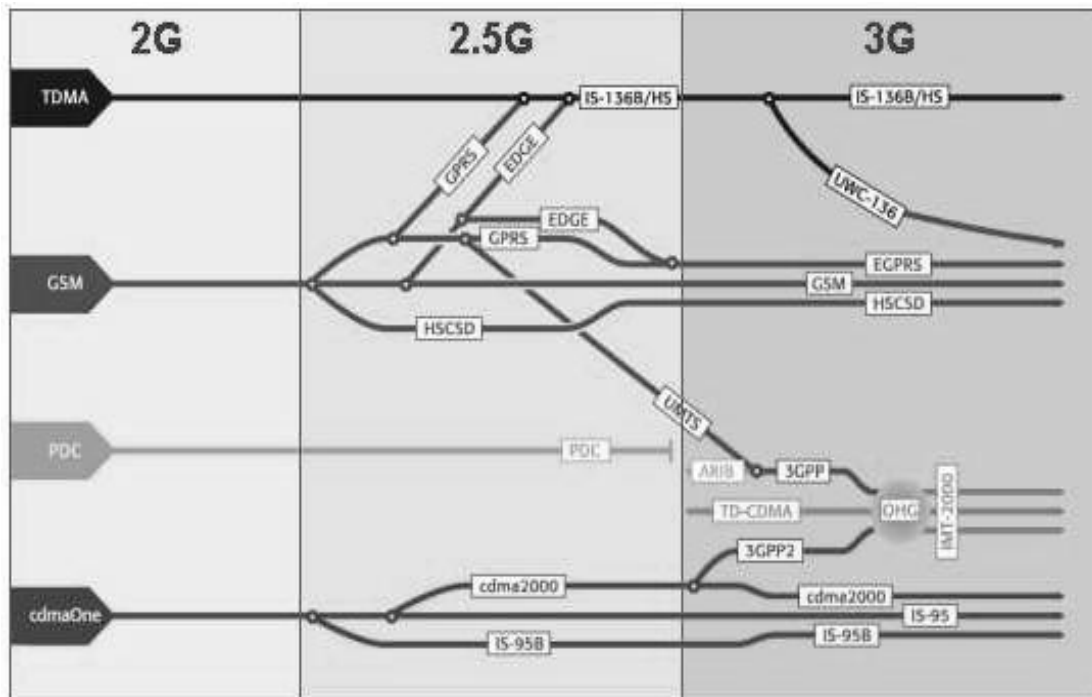
Ανάλογες βελτιώσεις έγιναν και στα συστήματα εξάπλωσης φάσματος και πιο συγκεκριμένα στο CdmaOne (IS-95A) προκειμένου να καλυφθούν οι ανάγκες για μετάδοση πακέτων. Το αποτέλεσμα ήταν το πρότυπο IS-95B στο οποίο μπορούν να συνδυαστούν μέχρι και οκτώ κανάλια για μετάδοση πακέτων, πράγμα που αθροίζεται σε ρυθμό μέχρι και 64Kbps. Όπως και στην περίπτωση του GPRS οι καινούριες συσκευές δεν είναι συμβατές με τις παλαιότερες, οι οποίες δεν μπορούν να υποστηρίξουν τους αυξημένους ρυθμούς δεδομένων. Το επόμενο βήμα, ανάλογα με την περίπτωση των GSM συστημάτων είναι το πρότυπο Cdma2000 το οποίο αναπτύσσεται σε δύο φάσεις που ονομάζονται 1X-RTT και 3X-RTT. Οι αριθμοί 1X και 3X αντιστοιχούν στον αριθμό των καναλιών εύρους 1.25MHz που χρησιμοποιούνται, ένα και τρία αντίστοιχα, ενώ RTT είναι η συντομογραφία της φράσης Radio-Transmission Technology. Η τεχνολογία 1X-RTT μπορεί να υποστηρίξει ρυθμούς δεδομένων για πακέτα διαδικτύου (IP) μέχρι και 144 Kbps και μπορεί να χρησιμοποιηθεί κατευθείαν από το υπάρχον CdmaOne δίκτυο μια και χρησιμοποιεί ένα ακριβώς κανάλι. Θεωρείται συνεπώς τεχνολογία γενιάς 2.5 και ως τέτοια φέρει όλα τα πλεονεκτήματα που αναφέραμε και παραπάνω για τις τεχνολογίες αυτής της ενδιάμεσης γενιάς. Η τεχνολογία 3X-RTT αντίθετα είναι τεχνολογία τρίτης γενιάς.

1.3 Το άμεσο μέλλον

Η εξέλιξη των συστημάτων κυψελοειδούς ασύρματης τηλεπικοινωνίας τρίτης γενιάς (3G) άρχισε στα τέλη της δεκαετίας του 1980 όταν ο τομέας της παγκόσμιας ένωσης

¹ Η συνήθης διαμόρφωση απέχει από τον θεωρητικό μέγιστο ρυθμό μια και σπάνια δεσμεύονται όλες οι χρονοσχισμές. Συνήθως δεσμεύονται κάποιες στο downlink (1-4) ενώ στο uplink δεσμεύονται ακόμα λιγότερες λόγω της ασυμμετρίας της κίνησης.

² Σημειώνεται ότι ο ρυθμός αυτός αντιστοιχεί στον μέγιστο, υπό συνθήκες ισχυρού σήματος, χωρίς παρεμβολές, όταν η τερματική συσκευή χρησιμοποιεί όλο το φάσμα συχνοτήτων για μετάδοση δεδομένων. Οι ρυθμοί που επιτυγχάνονται πρακτικά είναι αρκετά μικρότεροι, μέχρι και στο μισό από τον θεωρητικό.



Σχήμα 1.1 : Εξέλιξη των γενεών επίγειων ασύρματων συστημάτων επικοινωνίας

τηλεπικοινωνιών (ITU - International Telecommunications Union) με αντικείμενο τις ραδιοεπικοινωνίες και την ανάπτυξη και εξάπλωσή τους (ITU-R) ανακοίνωσε τα αποτελέσματα της μελέτης που αφορούσαν τις απαιτήσεις για τα συστήματα ασύρματης ραδιοεπικοινωνίας τρίτης γενιάς. Η πρωτοβουλία εκείνη αποτέλεσε την γέννηση του μελλοντικού δημοσίου επίγειου συστήματος κινητής ραδιοεπικοινωνίας FPLMTS (Future Public Land Mobile Telecommunications System). Το επόμενο βήμα αποτέλεσε ο καθορισμός των ζωνών συχνοτήτων που ένα τέτοιο σύστημα θα χρησιμοποιούσε σε παγκόσμιο επίπεδο στο μέλλον, πράγμα το οποίο πραγματοποιήθηκε το 1992 στα πλαίσια του παγκοσμίου συνεδρίου για την διαχείριση των ραδιοπórων (WARC – World Administrative Radio Conference). Οι ζώνες που αποδόθηκαν είναι αυτές από 1885 MHz έως 2025 MHz και από 2110 MHz έως 2200MHz, ενώ σύντομα το δύσκολο στη χρήση ακρωνύμιο FPLMTS αντικαταστάθηκε από το πιο εύρηστο IMT-2000 (International Mobile Telecommunications system) το οποίο αναφέρεται στο διεθνές σύστημα κινητής ραδιοεπικοινωνίας για το έτος 2000.

Εκτός από τον στόχο να προσφέρει υπηρεσίες μέχρι και ρυθμού 2 Mbps μέσω τεχνολογιών αποτελεσματικής εκμετάλλευσης του φάσματος, το σύστημα IMT-2000 είχε ως σκοπό την παροχή αδιάλειπτης παγκόσμιας ραδιοκάλυψης, την επιτυχή δηλαδή επικοινωνία δύο οποιονδήποτε κινητών τερματικών σταθμών. Το IMT-2000 στοχεύει να είναι ιδιαίτερα ευέλικτο³ έτσι ώστε να μπορεί να λειτουργεί σε οποιοδήποτε περιβάλλον διάδοσης και για όλα τα δυνατά σενάρια: επικοινωνία από και προς εσωτερικούς εξωτερικούς χώρους, για κινούμενες ή μη τερματικές

³ όλοι οι δυνατοί τρόποι πρόσβασης καναλιού θα πρέπει να μπορούν να επικοινωνούν με όλων των ειδών τα δίκτυα

συσκευές, σε αστικό ή ημιαστικό ή βιομηχανικό περιβάλλον κ.τ.λ. Ακόμη, θα πρέπει να μπορεί να χειρίζεται τις υπηρεσίες όλων των ειδών, μεταγωγής πακέτων ή μεταγωγής κυκλώματος και όλων των ρυθμών, σταθερών είτε μεταβαλλόμενων, καθώς και να παρέχει ποιότητα υπηρεσίας (QoS) όπου απαιτείται, κατά αναλογία με τα ενσύρματα δίκτυα. Όλα τα παραπάνω θα πρέπει να υλοποιηθούν με ανεκτό κόστος.

Αρκετοί οργανισμοί παραγωγής προτύπων με κύριους τον Ευρωπαϊκό ETSI (European Telecommunications Standards Institute), τον Ιαπωνικό ARIB (Association of Radio Industries and Businesses) και τον οργανισμό των Ηνωμένων Πολιτειών της Αμερικής TIA (Telecommunications Industry Association) συντόνισαν τις προσπάθειές τους για τον καθορισμό των προτύπων για το σύστημα IMT-2000. Ένα σύνολο από δεκαπέντε εκθέσεις προτάσεων για την τεχνολογία της ραδιομετάδοσης που θα έπρεπε να υιοθετηθεί στο IMT-2000 πρότυπο κατετέθησαν στην επιτροπή ITU-R (ITU – Radio communications group) τον Ιούνιο του 1998, εκ των οποίων οι πέντε πρότειναν δορυφορικές λύσεις ενώ οι λοιπές δέκα πρότειναν λύσεις επίγειου δικτύου. Οι περισσότερες από τις προτάσεις που βασίστηκαν σε επίγειες λύσεις πρότειναν την τεχνολογία Wideband-CDMA ως τεχνολογία πρόσβασης δικτύου λόγω των πολύ καλών χαρακτηριστικών που παρουσιάζει και λόγω των αποτελεσμάτων που απέδωσε μέσω πειραματισμών και ερευνών που διενεργήθηκαν στα πλαίσια πολλών προγραμμάτων, όπως τα Ευρωπαϊκά ACTS και RACE, που χρηματοδοτήθηκαν για αυτό τον σκοπό. Την Ευρωπαϊκή πρόταση αποτελεί το σύστημα UTRA (UMTS Terrestrial Radio Access) την πρόταση των Ηνωμένων Πολιτειών το CDMA-2000 και την Ιαπωνική το σύστημα W-CDMA. Οι προτάσεις της Ευρώπης και της Ιαπωνίας ήταν εξαρχής συγγενικές και τελικά συμφωνήθηκε να εναρμονιστούν σε μια κοινή πρόταση.

1.4 Το αιώτερο μέλλον

1.4.1 Πολυπλοκότητα και λογισμικό

Η εξέταση της εξέλιξης των προτύπων ραδιοεπικοινωνίας με γνώμονα τον ρυθμό καναλιού που αποδίδουν και την υποκείμενη οργάνωση του δικτύου οδηγεί σε συμπεράσματα που συσχετίζουν την τελευταία με την πολυπλοκότητα του λογισμικού μέρους του συστήματος. Παλαιότερα συστήματα σχεδιασμένα για επικοινωνία μονόδρομη ή σημείου προς σημείο (FDM radios, T-carrier PCM συστήματα) είχαν πολύ περιορισμένες απαιτήσεις για λογισμικό τόσο σε φυσικό επίπεδο όσο και σε επίπεδο σύνδεσης δεδομένων. Αργότερα, στα τέλη της δεκαετίας του 1980, άρχισε η διάδοση των embedded επεξεργαστών σε συστήματα ραδιοεπικοινωνίας. Αρχικά την υποστήριξη ελέγχου και ρύθμισης των παραμέτρων του συστήματος αποτελούσαν δάμπιτοι μικροελεγκτές. Στη συνέχεια, 16άμπιτοι μικροεπεξεργαστές συνδυάστηκαν με κυκλώματα ASICs ή FPGAς συμβάλλοντας στην επανάσταση των ψηφιακών ραδιοεπικοινωνιών. Τέτοια συστήματα σήμερα απαιτούν πάνω από δέκα χιλιάδες γραμμές κώδικα⁴ που αφορούν το σύστημα διαμόρφωσης-αποδιαμόρφωσης, τα πρωτόκολλα σύνδεσης δεδομένων, τη κωδικοποίηση φωνής και άλλες λειτουργίες. Με την σταδιακή αύξηση της πολυπλοκότητας που προέκυψε από την εισαγωγή τεχνικών όπως η εξάπλωση

⁴ 10 K LOC (LOC - Lines Of Code)

φάσματος και η τεχνική frequency hopping οι ανάγκες σε λογισμικό αυξήθηκαν αρκετά τα τελευταία χρόνια.

Μέχρι και πριν από την τρίτη γενιά συστημάτων κινητής ραδιοεπικοινωνίας τα δίκτυα που αποτελούν το σύστημα είναι οργανωμένα σε μία και μοναδική ιεραρχία. Κάθε κινητός σταθμός (MS – Mobile Station) υπάγεται σε έναν σταθμό βάσης (BTS – Base Transceiver Station), ο οποίος υπάγεται σε με την σειρά του σε έναν ελεγκτή σταθμού βάσης (BSC – Base Station Controller) που είναι υπαγόμενος σε μοναδικό γραφείο μεταγωγής κινητής τηλεφωνίας (MTSO – Mobile Telephone Switching Office). Η μεταφορά του κινητού σταθμού από έναν σταθμό βάσης σε κάποιον άλλον (handoff) είναι διαδικασία που γίνεται υπό το πρίσμα μιας ιεραρχίας – αρχιτεκτονικής δικτύου. Με την έλευση, για παράδειγμα, των δορυφορικών συστημάτων για κινητή τηλεφωνία τα οποία έχουν την δυνατότητα να λειτουργούν σε συνεργασία με τα συστήματα προσωπικών τηλεπικοινωνιών με σκοπό την υλοποίηση αδιάλειπτης περιπλάνησης (seamless roaming), οι κινητοί σταθμοί θα πρέπει να μπορούν να λειτουργούν εντός δύο ιεραρχιών – της επίγειας και της δορυφορικής. Οι κινητοί σταθμοί για τα συστήματα τρίτης γενιάς θα πρέπει και αυτοί να μπορούν να επικοινωνούν με διάφορες ιεραρχίες μεταξύ των οποίων θα πρέπει να μπορεί να εκτελείται handoff. Η προκύπτουσα πολυπλοκότητα που αναφέραμε στην προηγούμενη παράγραφο μετράται πλέον σε εκατομμύρια γραμμών κώδικα. Η παρατήρηση της εξέλιξης οδηγεί στο γενικό συμπέρασμα είναι ότι όσο η πολυπλοκότητα του συστήματος αυξάνεται, τόσο μεγαλύτερη είναι η ανάγκη σε λογική που υλοποιείται μέσω λογισμικού[1].

1.4.2 Η τεχνολογία Software Radio ως τεχνολογία τέταρτης γενιάς

1.4.2.1 Τα διαφαινόμενα πλεονεκτήματα

Είναι εύκολο να αντιληφθεί κανείς ότι οι εξελίξεις στις ασύρματες ραδιοεπικοινωνίες χαρακτηρίζονται από μια προσπάθεια προτυποποίησης συστημάτων παγκόσμιας εμβέλειας τα οποία θα είναι συμβατά με όλα τα υπάρχοντα σημερινά πρότυπα και θα μπορούν να παρέχουν πληθώρα υπηρεσιών. Αν και οι λύσεις που προτείνονται από τους διάφορους οργανισμούς εγγυώνται την μετάβαση στην τρίτη γενιά συστημάτων αλλά και σε ακόμη πιο εξελιγμένα συστήματα, οι λύσεις που ως τώρα προτείνονται αποτελούν μια προσπάθεια προστασίας των επενδύσεων που έγιναν πάνω στα συστήματα δεύτερης και δεύτερης-συν γενιάς και εξάντλησης των ορίων κέρδους από την χρήση αυτών. Παρόλα αυτά, η μορφή των συστημάτων των επόμενων γενιών είναι πολύ δύσκολο να προβλεφθεί με ακρίβεια αυτή την στιγμή αν και μερικά από τα χαρακτηριστικά τους είναι μάλλον γνωστά. Η σύνδεση ευρείας ζώνης θα πρέπει να πραγματοποιηθεί τις επόμενες γενιές ασύρματων συστημάτων κινητής επικοινωνίας, ενώ τα τερματικά θα πρέπει να μπορούν να λαμβάνουν σήμα από περισσότερες από μία ζώνες συχνοτήτων (multi-band terminals) και από περισσότερα από ένα πρότυπα (multi-mode terminals) σε υψηλούς ρυθμούς, καθιστώντας την ολοκλήρωση σε επίπεδο συστημάτων και υπηρεσιών πραγματικότητα. Επίσης θα πρέπει να υλοποιηθεί η επέκταση του διαδικτύου πάνω από το ασύρματο κανάλι, με ότι συνεπάγεται το γεγονός αυτό, δηλαδή πολυμεσικές εφαρμογές, ποιότητα και κλάσεις υπηρεσίας, πιθανώς κατανεμημένες αρχιτεκτονικές και πολλά άλλα τα οποία θα πρέπει να βασιστούν σε εξελιγμένα πρωτόκολλα που θα διαφέρουν από αυτά που σήμερα εφαρμόζονται στα ασύρματα δίκτυα.

Όλες οι αλληλοσυγκρουόμενες τεχνολογίες και πρότυπα θα απαρτίζουν το τοπίο των τηλεπικοινωνιών παγκοσμίως. Η εξελικτική πορεία προς την τέταρτη γενιά θα απαιτεί βελτιώσεις και καινοτομίες σε πολλούς τομείς. Απαραίτητη θα είναι η εξέλιξη του φυσικού επιπέδου, της επεξεργασίας σήματος, των τεχνικών διαμόρφωσης και των αλγορίθμων κωδικοποίησης. Σε ένα τέτοιο περιβάλλον όπου ζητούμενο είναι η απλότητα στην υλοποίηση και η προσαρμοστικότητα, η τεχνολογία Software Radio προβάλλει ως μια πολλά υποσχόμενη λύση. Το αν τελικά θα είναι η τεχνολογία εκείνη που θα κυριαρχήσει δεν μπορεί κανείς να το προβλέψει, τα κύρια πλεονεκτήματα της έγιναν όμως εμφανή από το 1992 όταν παρουσιάστηκε για πρώτη φορά η ιδέα για υλοποίηση ραδιοεπικοινωνιών με τη βοήθεια συστημάτων στα οποία όλες οι λειτουργίες – θεωρητικά – θα υλοποιούνται με χρήση λογισμικού που εκτελείται σε μη εξειδικευμένο υλικό.

Η εφαρμογή των τεχνολογιών του Software Radio – ή τεχνολογιών ραδιοεπικοινωνίας λογισμικού σε ελεύθερη μετάφραση – αναμένεται να φέρει επανάσταση στην πρόοδο των γενεών των ασύρματων συστημάτων. Το δυνατό σημείο της καινούριας αυτής τεχνολογίας είναι η απλότητα και η γενικότητα η οποία χαρακτηρίζει το υλικό στο οποίο βασίζεται αφήνοντας την υλοποίηση όλων των υπερκείμενων λειτουργιών και τεχνικών στο λογισμικό, εκμεταλλευόμενη την χρησιμότητά του – σε αντίθεση με το υλικό – για πολύπλοκες υλοποιήσεις. Για να είναι πραγματοποιήσιμη η παραπάνω αρχιτεκτονική θα πρέπει το σημείο μετάβασης από τον αναλογικό στον ψηφιακό κόσμο να είναι όσο το δυνατόν πιο κοντά στην κεραία, καθιστώντας το σύστημα όσο το δυνατόν «πιο ψηφιακό». Οι δυνατότητες που προβάλλουν είναι εντυπωσιακές, όσο και οι επιδιώξεις που εγείρονται από τις επόμενες γενιές τηλεπικοινωνιακών συστημάτων που θα μπορούν να υλοποιηθούν. Οι ασύρματες τεχνολογίες αποδεσμεύονται πλέον από το υλικό και συνεπώς μπορούν να παραμετροποιούνται με τον πλέον εύκολο τρόπο. Η αναβάθμιση, επέκταση, η διαχείριση και ο έλεγχος των συστημάτων μπορούν να γίνουν με τον τρόπο που γίνονται στο λογισμικό. Το σημαντικότερο χαρακτηριστικό είναι ότι στο ίδιο υλικό μπορεί μια χρονική στιγμή να «τρέχει» μια τεχνολογία και την επόμενη στιγμή μια άλλη υλοποιώντας συσκευές ικανές να λειτουργούν με διάφορα πρότυπα και σε διάφορες συχνότητες όπως multi-band, multi-mode τερματικές συσκευές χρηστών αλλά και στοιχεία δικτύου. Είναι εφικτό να υπάρχει επικοινωνία με μια συγκεκριμένη τεχνική διαμόρφωσης ή κωδικοποίησης καναλιού ή φωνής η οποία θα μπορεί να αλλάζει στις επόμενες μεταδόσεις. Το ίδιο μπορεί να γίνεται σε όσες δομικές μονάδες του συστήματος είναι αναγκαίο έτσι ώστε να αλλάξει το πρότυπο επικοινωνίας. Είναι εύλογο ότι πολλά πρότυπα μπορούν να υλοποιηθούν στον ίδιον σταθμό βάσης ο οποίος καθίσταται πλέον σε θέση να αξιοποιήσει την πολύ μεγάλη ευελιξία της διεπαφής με το ασύρματο μέσο. Το κόστος του υλικού τέτοιων σταθμών αναμένεται να είναι χαμηλό μια και δεν θα περιλαμβάνει εξειδικευμένα τμήματα, ενώ τα αναλογικά του μέλη θα είναι ελάχιστα. Επίσης ο σχεδιασμός αναμένεται να είναι λιγότερο περίπλοκος. Η τιμή του υλικού αναμένεται να ακολουθεί την πτωτική πορεία που ακολουθεί το υλικό για υπολογιστικά συστήματα. Κατασκευαστικά οι σταθμοί βάσης θα είναι κατά πάσα πιθανότητα απλούστεροι, περισσότερο modular και scalable, και συνεπακόλουθα φθηνότεροι, με ανάγκες συντήρησης και υποστήριξης λιγότερων και περισσότερο συμβατών εξαρτημάτων (είτε υλικού είτε λογισμικού) ενώ η επέκταση και αναβάθμισή τους θα είναι ανάλογα απλές.

Η εφαρμογή του Software Radio επεκτείνεται και στους κινητούς σταθμούς οι οποίοι θα μπορούν να είναι πολύ ευέλικτοι μια και θα υπάρχει η δυνατότητα να λειτουργούν σε συμβατότητα με πολλά πρότυπα μέσω της αναβάθμισης του λογισμικού τους. Οι αναβάθμιση θα κοστίζει ελάχιστα ή και καθόλου και θα μπορεί να γίνεται και με διάφορους τρόπους: με χρήση υπέρυθρων ακτινών, μέσω διαδικτύου, με φόρτωση από τον σταθμό βάσης, μέσω επικοινωνίας με ασύρματα τοπικά δίκτυα ή και μέσω της επικοινωνίας με τεχνολογίες Bluetooth. Η παραπάνω ευελιξία θα έχει αντίκτυπο στο κόστος των τερματικών σταθμών και στον ρυθμό που αυτά θα ανανεώνονται μια και δεν θα υφίσταται η ανάγκη της ενδεχόμενης ανανέωσης συσκευών προκειμένου να υποστηρίζονται κάποιες καινούριες υπηρεσίες - όπως συχνά συμβαίνει κατά τη μετάβαση από την δεύτερη γενιά στην δεύτερη-συν. Επίσης οι τιμές των υπηρεσιών αναμένεται να πέφτουν μια και οι ρυθμοί που θα παρέχονται εκτιμάται ότι θα είναι ιδιαίτερα υψηλοί, της τάξης των 100 Mbps σε επίπεδο κορμού δικτύου με αυξητικές τάσεις που θα ακολουθούν τις εξελίξεις στο υλικό. Η έλευση της τεχνολογίας του Software Radio αναμένεται να σηματοδοτήσει για τους χρήστες την αξιοπιστία και ποιότητα στην παροχή υπηρεσιών υπό χαμηλό κόστος, ενώ για τους παροχείς αναμένεται να σημάνει την αποδοτικότητα και τον αυξημένο έλεγχο στο προϊόν που εμπορεύονται.

1.4.2.2 Τα θέματα που προκύπτουν

Η τεχνολογία του Software Radio προέκυψε ως αποτέλεσμα ερευνητικών προσπαθειών προσανατολισμένων σε στρατιωτικές εφαρμογές που ξεκίνησαν στα τέλη της δεκαετίας του 1970 ως πρωτοποριακές προσπάθειες ανάπτυξης εφαρμογών ευρείας ζώνης. Τα αποτελέσματα των ερευνών αυτών έδειξαν ότι η τεχνολογίες μετατροπής αναλογικών σημάτων σε ψηφιακά (ADCs) και οι τεχνολογίες ψηφιακής επεξεργασίας σημάτων (DSPs) ήταν ικανές να υποστηρίξουν την ανάπτυξη τέτοιων συστημάτων για επικοινωνία εντός στενών ζωνών συχνοτήτων αρχικά. Καθώς οι τεχνολογία εξελίσσονταν άρχισαν να αναπτύσσονται περισσότερα ερευνητικά προγράμματα όπως τα στρατιωτικά προγράμματα SpeakEasy I και II και το πρόγραμμα ACTS στις Ηνωμένες Πολιτείες την δεκαετία του 1980. Δημιουργήθηκε το SDR Forum (Software Definable Radio Forum) με σκοπό την εκπόνηση των προτύπων σχετικά με τις τεχνολογίες Software Radio ενώ παράλληλα η έρευνα επεκτάθηκε σε πανεπιστήμια και ερευνητικά ιδρύματα ορίζοντας τους περιορισμούς και τις προκλήσεις της τεχνολογίας.

Μέχρι και τα τελευταία χρόνια το ζητούμενο για την τεχνολογία Software Radio αποτελούσε η κάλυψη των απαιτήσεων που εγείρονταν σε φυσικό επίπεδο. Το φυσικό επίπεδο της τεχνολογίας Software Radio πρέπει να είναι ικανό να λαμβάνει ψηφιοποιημένο σήμα από ευρείες ζώνες συχνοτήτων στις οποίες η παρεμβολή ισχύος και ο θόρυβος παρουσιάζουν ισχύ μέχρι και αρκετές εκατοντάδες φορές μεγαλύτερη από την ισχύ του σήματος πληροφορίας. Ο μετατροπέας αναλογικού σήματος σε ψηφιακό πρέπει αφενός να παρουσιάζει ανάλυση τέτοια ώστε να μπορεί να έχει «οπτική» επαφή με το σήμα πληροφορίας, αφετέρου θα πρέπει να αποδίδει ρυθμούς ικανούς να μετατρέψουν την πληροφορία σε ακολουθία δειγμάτων. Τυπικές τιμές για επιδόσεις τέτοιων μετατροπέων αντιστοιχούν σε αναλύσεις⁵ που υπερβαίνουν τα 14 bits δηλαδή τις $2^{14}=16384$ στάθμες δειγματοληψίας ενώ οι ρυθμοί εξόδου είναι ικανοί να αποδώσουν πάνω από 100M-δείγματα ανά δευτερόλεπτο προκειμένου να

⁵ στοιχεία από την Analog Devices Inc

ικανοποιούν τις απαιτήσεις για δέκτες ευρείας ζώνης. Η τεχνολογία μετατροπών εξελίχθηκε ραγδαία τα τελευταία χρόνια καθιστώντας πραγματοποιήσιμη την ψηφιακή μετατροπή ευρέων ζωνών παρόλα αυτά όμως οι επιδόσεις του υλικού πρέπει να είναι ανάλογες ώστε να μπορεί να επεξεργάζεται την εισερχόμενη πληροφορία. Ο βαθμός παραλληλισμού, η αρχιτεκτονική, το είδος, οι δυνατότητες επαναπρογραμματισμού και η κατανάλωση ισχύος είναι θέματα στα οποία οι επιδόσεις θα πρέπει να είναι ικανοποιητικές για την υλοποίηση της Software Radio τεχνολογίας. Οι τελευταίες γενιές υλικού αποδίδουν ταχύτητες που δίνουν την δυνατότητα να υλοποιηθούν σε λογισμικό λειτουργίες ενός συστήματος ραδιοεπικοινωνίας όπως κωδικοποίηση φωνής, διαμόρφωση, σύνθεση σήματος, προσαρμογή ρυθμού και ρυθμού δειγματοληψίας, διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση, και εξάπλωση. Με την λιγότερο ή περισσότερο εύκολη επίλυση των περιοριστικών προβλημάτων της τεχνολογίας φυσικού επιπέδου, άρχισαν να εμφανίζονται προβλήματα στα ανώτερα επίπεδα υλοποίησης της τεχνολογίας, προβλήματα τα οποία ίσως αποδειχθούν εξίσου δυσεπίλυτα: το γεγονός ότι τα συστήματα Software Radio είναι ικανά να αλλάζουν πρότυπα επικοινωνίας δημιουργεί ένα καινούριο περιβάλλον δικτύου, απλό μεν όσον αφορά το βασικό υλικό, αλλά πάρα πολύ περίπλοκο σε επίπεδο λογισμικού και ιδιαίτερα όσον αφορά την προσαρμογή των κόμβων και των ενεργών στοιχείων του. Αν οι κόμβοι είναι ικανοί να αλλάζουν «προσωπικότητα» οι τρόποι με τους οποίους θα υλοποιούνται οι υπηρεσίες, θα γίνεται η διαχείριση του δικτύου, η υποστήριξη ποιότητας υπηρεσίας, οι βελτιστοποιήσεις και οι μετρήσεις απόδοσης και οι επεμβάσεις σε πραγματικό χρόνο δεν είναι προφανείς. Η ανάπτυξη λογισμικού για ένα τέτοιο σύστημα είναι αργιστά πολύπλοκη. Παράλληλα, κυρίαρχες τάσεις υποδηλώνουν την διάθεση να γεφυρωθεί η επιπεδική ιεραρχία των ενσύρματων δικτύων με αυτή των ασύρματων συστημάτων πράγμα το οποίο αποτελεί άλλο ένα πρόβλημα που καλείται να λυθεί στο μέλλον.

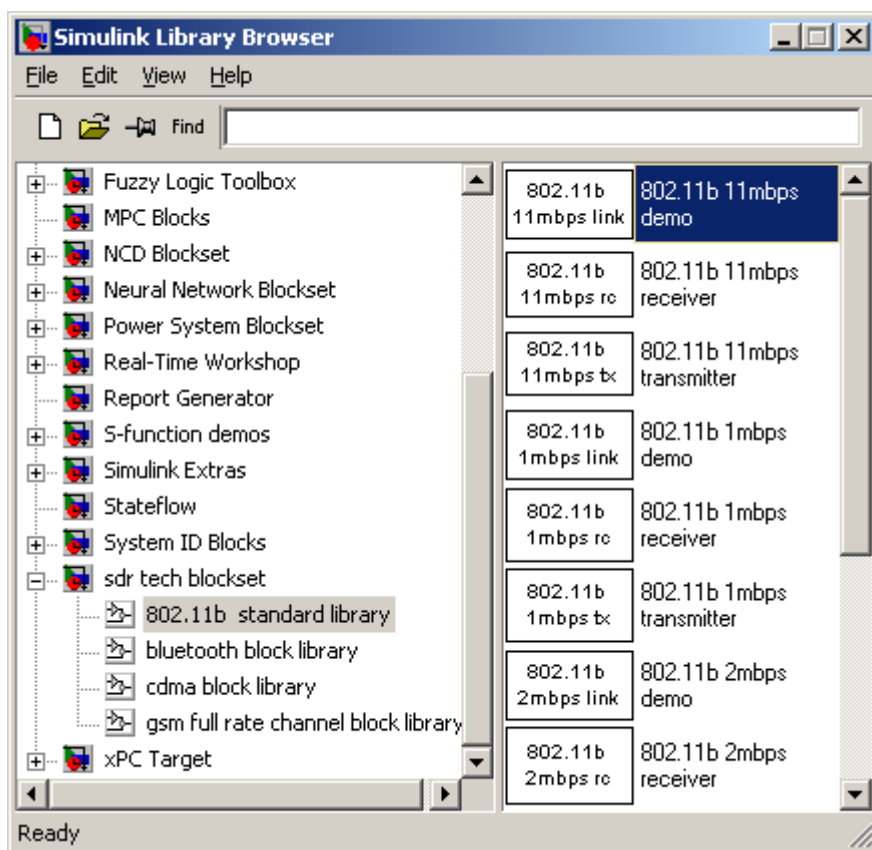
Ταυτόχρονα με τη επίλυση των βασικών προβλημάτων σε ερευνητικό επίπεδο, τα τελευταία χρόνια άρχισαν να αναπτύσσονται διάφορες εκδοχές της Software Radio τεχνολογίας. Η τεχνολογία Cognitive Radio είναι μια εκδοχή της Software Radio τεχνολογίας που αξιοποιεί της τεχνικές τεχνητής νοημοσύνης για την αυτοματοποίηση της προσαρμογής και εναλλαγής των λειτουργιών και τεχνολογιών πάνω από το υλικό όπως για παράδειγμα η αυτόματη αναγνώριση μεθόδων διαμόρφωσης ενώ στο μέλλον στοχεύει στην αυτοματοποίηση της προσαρμογής και εναλλαγής των προτύπων στην ασύρματη διεπαφή. Η τεχνολογία Virtual Radios αναπτύχθηκε ως αποτέλεσμα του ερευνητικού προγράμματος SpectrumWare του Πολυτεχνείου του MIT και αποτελεί τεχνολογία Software Radio ικανή να εφαρμοστεί σε επεξεργαστικά συστήματα γενικού σκοπού, απολαμβάνοντας όλα τα οφέλη από τις δυνατότητες ανάπτυξης εφαρμογών και επεξεργασίες που προσφέρονται σε τέτοια συστήματα. Τέλος υπάρχει και η τεχνολογία Software Definable Radio η οποία αποτελεί την τεχνολογία που είναι άμεσα υλοποιήσιμη σήμερα στην οποία η μετατροπή του σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό γίνεται όχι αμέσως μετά από την κεραία αλλά μετά από ένα αναλογικό στάδιο μεταφοράς του σήματος σε χαμηλότερες ζώνες συχνότητων και φιλτραρίσματος.

Τα περισσότερα στοιχεία δείχνουν ότι η ασύρματη τεχνολογία υλοποίησης με λογισμικό είναι ικανή να επιβιώσει και να αλλάξει την αρχιτεκτονική των ασύρματων ραδιοεπικοινωνιών. Το κλειδί για την επιτυχία ενδεχομένως θα είναι η κατάλληλη προτυποποίηση η οποία θα δώσει την απαραίτητη ώθηση ώστε να καθιερωθεί η εν λόγω τεχνολογία. Προσπάθειες για την προτυποποίηση γίνονται από το Software

Radio Forum ενώ η ερευνητική ενασχόληση με την υλοποίηση γίνεται σε διεθνή προγράμματα με τη συμμετοχή των μεγαλύτερων κατασκευαστικών εταιριών συστημάτων τρίτης γενιάς.

1.5 Προσομοίωση και εργαλεία

Στα πλαίσια της παρούσας εργασίας αναπτύχθηκε βιβλιοθήκη για το εργαλείο Simulink v1.1 του Matlab R12.1 η οποία παρέχει μοντέλα διαφόρων προτύπων τα οποία μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την προσομοίωση του περιβάλλοντος στο οποίο αναμένεται να λειτουργεί ένα σύστημα Wideband Software Radio. Παρέχονται μοντέλα που προσομοιώνουν το κανάλι πλήρους ρυθμού του GSM συστήματος, το αντίστοιχο κανάλι για σύστημα CDMA (IS-95b), καθώς και μοντέλο για πομπό προτύπου BLUETOOTH και ασύρματου τοπικού δικτύου 802.11b.



Σχήμα 1.2: Η βιβλιοθήκη που αναπτύχθηκε για το εργαλείο Simulink

1.6 Η δομή της εργασίας

Στο επόμενο κεφάλαιο παρουσιάζεται η τεχνολογία Software Radio, οι αρχιτεκτονικές δεκτών που αναμένεται να υλοποιηθούν καθώς και θέματα σχετικά με την εφαρμοσιμότητά και τις απαιτήσεις της. Στο κεφάλαιο αυτό τίγονται κρίσιμα θέματα όπως η μετατροπή αναλογικού σήματος σε ψηφιακό και η προσαρμογή του χρόνου δειγματοληψίας. Στο κεφάλαιο 3 παρουσιάζεται η υλοποίηση του καναλιού

πλήρους ρυθμού του συστήματος GSM. Γίνεται αναφορά στην κωδικοποίηση της φωνής και στις τεχνικές κωδικοποίησης καναλιού και διαμόρφωσης. Στο κεφάλαιο 4 παρουσιάζεται το μοντέλο προσομοίωσης του προτύπου 802.11b ενώ στο κεφάλαιο 5 παρουσιάζονται μοντέλα που περιελήφθησαν έτοιμα στην βιβλιοθήκη που αναπτύχθηκε και τα οποία αφορούν τα πρότυπα Bluetooth και CDMA.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Η τεχνολογία Software Radio

2.1 Η τεχνολογία Software Radio

2.1.1 Εισαγωγή

Αποτελεί γενικώς αποδεκτή εκτίμηση ότι στο μέλλον η αγορά στον τομέα των τηλεπικοινωνιών αλλά και των συσκευών κινητών σταθμών θα είναι πλουραλιστική και ετερογενής και όπως συνέβη στο παρελθόν, δεν αναμένεται να κυριαρχήσει καθολικά κάποιο πρότυπο . Η μεταβαλλόμενη με γρήγορους ρυθμούς γενικότερη αγορά τηλεπικοινωνιών αντικατοπτρίζει τον εξίσου δυναμικό χώρο της ανάπτυξης προτύπων. Διαφορετικοί operators αναπτύσσουν διαφορετικά πρότυπα ανά τον κόσμο κινούμενοι με γνώμονα το εμπορικό κέρδος υπό καθεστώς σφοδρού ανταγωνισμού και στοχεύοντας στην εκμετάλλευση της αγοράς, πράγμα που έρχεται σε αντίθεση με την τάση των κατασκευαστών συσκευών αλλά και των χρηστών για ενοποίηση της αγοράς. Η κυρίαρχη πρόβλεψη για το μέλλον υποστηρίζει ότι οι απαιτήσεις του χρήστη τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών δεν θα μπορούν να καλυφθούν από τερματικές συσκευές οι οποίες θα μπορούν να υποστηρίξουν ένα υποσύνολο μόνον από υπηρεσίες ενός ή κάποιων από τα υπάρχοντα δίκτυα. Η πρόβλεψη αυτή ενισχύεται από την ενδεχόμενη μείωση του κόστους για τους κατασκευαστές, την οποία θα είχε ως αποτέλεσμα η χρήση μιας κοινής hardware πλατφόρμας.

Εξετάζοντας τα κυρίαρχα πρότυπα αλλά και αυτά που ολοένα κερδίζουν μερίδιο στην αγορά των τηλεπικοινωνιών, παρατηρούμε ότι βασίζονται σε έναν περιορισμένο αριθμό από κεντρικές ιδέες και αρχές που σκοπό έχουν την βελτιστοποίηση του διαμοιρασμού του διαθέσιμου εύρους ζώνης συχνοτήτων μεταξύ των χρηστών. Κυρίαρχες αρχές αποτελούν οι TDMA (Time Division Multiple Access), FDMA (Frequency Division Multiple Access), CDMA (Code Division Multiple Access) αλλά και κάποιοι συνδυασμοί τους. Παραταύτα, τα διαφορετικά standards διαφοροποιούνται μεταξύ τους σε πληθώρα αρχών και τεχνικών που χρησιμοποιούν σε διάφορα επιμέρους τμήματά τους όπως είναι ο τύπος της διαμόρφωσης, η κωδικοποίηση φωνής, καναλιού, η μορφή της εκπομπής των κεραιών που χρησιμοποιούνται (beam-forming), οι τεχνικές ανίχνευσης και διόρθωσης λαθών κ.α.. Ο συνδυασμός που προκύπτει από την επίγνωση των διαφορών που υφίστανται μεταξύ των προτύπων αλλά και από την αυξανόμενη τάση και ζήτηση τερματικών

συσκευών ικανών να υποστηρίζουν πλειάδα υπηρεσιών (και προτύπων) στην οποία οδηγείται η αγορά των τηλεπικοινωνιών, είχε ως αποτέλεσμα την εισαγωγή νέων τεχνολογιών για ανάπτυξη προγραμματιζόμενων και παραμετροποιήσιμων μέσω λογισμικού τερματικών συσκευών των λεγόμενων συσκευών τεχνολογίας Software Radio. Η τεχνολογία του Software Radio βασίζεται στη χρήση πλατφόρμας υλικού γενικού σκοπού ικανή να αντεπεξέλθει στις μέγιστες απαιτήσεις που μπορεί να έχει κάποιο τηλεπικοινωνιακό πρότυπο και στον επαναπρογραμματισμό της έτσι ώστε να ικανοποιούνται οι απαιτήσεις των χρηστών όσον αφορά τις παρεχόμενες σε αυτούς υπηρεσίες αλλά και πρότυπα.

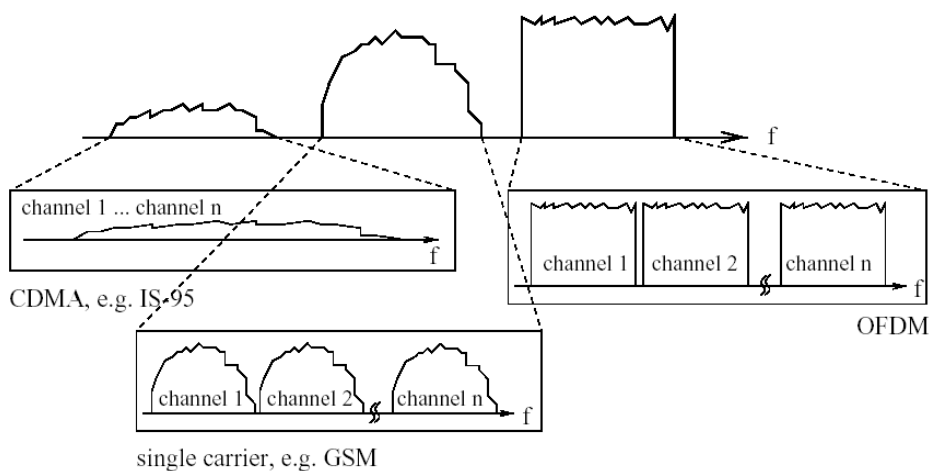
Δείχνει πιθανότερο η ενοποίηση της αγοράς κινητών επικοινωνιών να λάβει χώρα στην πλευρά του χρήστη και όχι στην πλευρά του δικτύου. Παρόλα αυτά η ιστορία δείχνει ότι οι παροχείς υπηρεσιών του δικτύου έχουν την τάση να αντιδρούν ταχύτατα σε αλλαγές στην συμπεριφορά, στις προτιμήσεις των χρηστών ή στις τεχνολογικές αλλαγές, γεγονός που εξηγεί την προσπάθεια ανάπτυξης software programmable σταθμών βάσης για δίκτυα τηλεπικοινωνιών. Τα προβλήματα που καλείται να λύσει η καινούρια τεχνολογία του Software Radio σχετίζονται περισσότερο με το υλικό πάνω στο οποίο θα τρέχει το λογισμικό και λιγότερο με το λογισμικό καθαυτό όπως παραπλανητικά ίσως παραπέμπει ο όρος “Software Radio”. Το υποκείμενο υλικό θα πρέπει να αντεπεξέλθει στις διαφορετικές απαιτήσεις που εγείρουν τα υπάρχοντα αλλά και τα μελλοντικά πρότυπα κινητής τηλεπικοινωνίας.

Στην συνέχεια ακολουθεί η ανάλυση των καινούριων ιδεών που καθιστούν πραγματοποιήσιμη την η τεχνολογία του Software Radio. Αναλύονται οι πτυχές των υποψήφιων πρότυπων που αφορούν την υλοποίησή τους με τη νέα τεχνολογία και ερευνώνται οι κρισιμότερες από τις λειτουργίες τους. Διερευνώνται οι διάφορες αρχιτεκτονικές που μπορεί να έχει ένας δέκτης καθώς επίσης και η εφαρμοσιμότητα της κάθε μιας.

2.2 Η ιδέα της τεχνολογίας Software Radio

2.2.1 Τα χαρακτηριστικά του σήματος

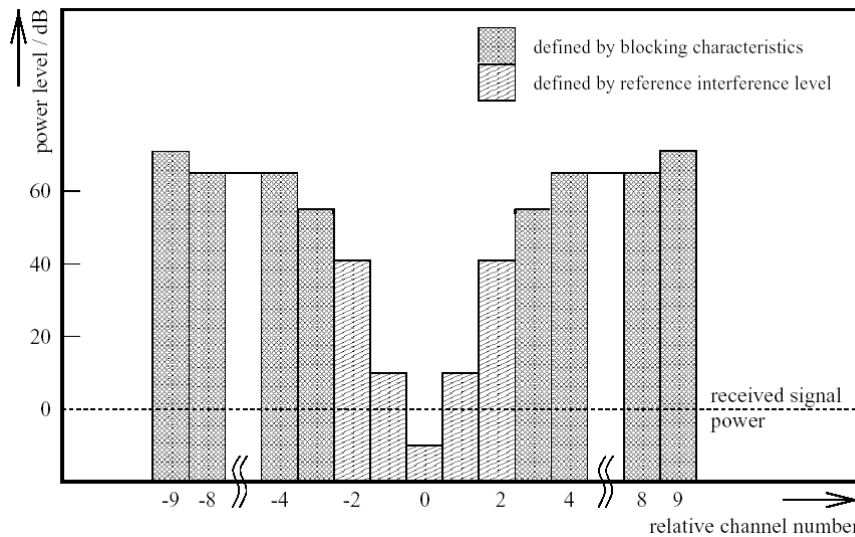
Το τηλεπικοινωνιακό σήμα της κινητής επίγειας επικοινωνίας χαρακτηρίζεται από παραμέτρους όπως το δυναμικό του εύρος (dynamic range) το οποίο καθορίζεται από την παρεμβολή στην οποία υπόκειται στο σήμα και από τις στοχαστικές του ιδιότητες. Μιλώντας γενικά, ένα τηλεπικοινωνιακό σήμα μπορεί να αποτελείται από εύρος συχνοτήτων πολλών MHz τα οποία μπορεί να είναι συνεχόμενα ή και διακεκομμένα και στο οποίο κάθε υπηρεσία προς τον χρήστη αντιστοιχεί στην μπάνα συχνοτήτων κάποιου πρότυπου η οποία μπορεί να αποτελεί ένα μικρό μόλις κλάσμα του συνολικού φάσματος του σήματος, το οποίο χρησιμοποιεί ο παροχέας της υπηρεσίας. Η παρακάτω κατάσταση περιγράφεται στο σχήμα 2.1. Η ζώνες συχνοτήτων στις οποίες λειτουργούν τα διάφορα πρότυπα μπορεί να είναι συνεχόμενες ή απομακρυσμένες μεταξύ τους. Κάθε τέτοια ζώνη χωρίζεται συνήθως σε κανάλια τα οποία – ένα κάθε φορά ή και περισσότερα - αφιερώνονται για την επικοινωνία με τους χρήστες, παρέχοντας τους υπηρεσίες.



Σχήμα 2.1 : πρότυπα και υπηρεσίες στο πεδίο της συχνότητας

2.2.1.1 Παρεμβολή

Τα χαρακτηριστικά της παρεμβολής είναι διαφορετικά μεταξύ των διαφόρων προτύπων. Για παράδειγμα, στα πρότυπα εξάπλωσης φάσματος κάθε κανάλι καταλαμβάνει το συνολικό εύρος συχνοτήτων του συστήματος πράγμα που έχει ως αποτέλεσμα να μην υπάρχει σε αυτήν την οικογένεια προτύπων παρεμβολή γειτονικού καναλιού, τουλάχιστον όχι με την έννοια με την οποία αυτό το είδος παρεμβολής υφίσταται σε άλλα πρότυπα όπως το FDMA. Σε αντίθεση με τα συστήματα διαίρεσης συχνότητας, στα συστήματα εξάπλωσης φάσματος όλα τα σήματα του συστήματος συνυπάρχουν στο ίδιο συχνοτικό εύρος και το καθένα έχει τον δικό του βαθμό συμμετοχής στο επίπεδο της παρεμβολής που υπάρχει στο σύστημα. Το παραπάνω βέβαια δεν αποκλείει την παρεμβολή από σήματα προερχόμενα από γειτονικές μπάντες συχνοτήτων. Η φιλοσοφία των συστημάτων FDMA είναι πολύ διαφορετική. Στα συστήματα αυτά ορίζονται διαδοχικά κανάλια στο πεδίο της συχνότητας εντός των ορίων των οποίων διεξάγεται η επικοινωνία. Ο δέκτης πρέπει να επιτύχει τη σωστή λήψη του καναλιού που επιθυμεί, πράγμα που γίνεται με την εξασθένιση των γειτονικών συχνοτήτων με χρήση κατάλληλων φίλτρων και την ενίσχυση του επιθυμητού καναλιού συχνότητας. Όσον αφορά την τεχνολογία του Software Radio και την περίπτωση της wideband υλοποίησης FDMA τεχνολογιών, ο στόχος είναι να γίνεται ταυτόχρονη λήψη και επεξεργασία πολλών καναλιών. Το δυναμικό εύρος ενός τέτοιου πολυκαναλικού σήματος καθορίζεται από την ελάχιστη απαιτούμενη ισχύ εκπομπής (reference sensitivity level) που προδιαγράφεται από το πρότυπο και από τα μέγιστα επιτρεπτά επίπεδα ισχύος των γειτονικών φορέων παρεμβολής (interference blocking characteristics). Τα παραπάνω επίπεδα για το σύστημα GSM παρουσιάζονται στο σχήμα 2.2. Από το σχήμα προκύπτει ότι δυναμικό εύρος του σήματος GSM όπως λαμβάνεται από έναν wideband δέκτη εύρους 4MHz στο σχήμα είναι μεγαλύτερο από 70dB που ισοδυναμεί με ισχύ σήματος 10,000,000 φορές ασθενέστερη από την ισχύ της παρεμβολής. Είναι προφανές ότι κατασκευή οποιουδήποτε wideband Software Radio τερματικού σταθμού θα πρέπει να είναι ικανή να λάβει σωστά ένα FDMA σήμα όπως το παραπάνω. Οι απαιτήσεις που εγείρονται και οι οποίες αφορούν το υποκείμενο υλικό είναι σημαντικές και υφίστανται για όλα τα συστήματα τα οποία χρησιμοποιούν διαίρεση συχνότητας ως τεχνική πρόσβασης.



Σχήμα 2.2 : Χαρακτηριστικά σήματος και σήματος παρεμβολής στο GSM

2.2.2 Η αρχιτεκτονική του δέκτη

Στο ξεκίνημα των ασύρματων επικοινωνιών οι δέκτες που κατασκευάζονταν ήταν δέκτες αρχιτεκτονικής άμεσης μετατροπής (direct conversion receivers). Το όνομα της αρχιτεκτονικής αυτής προέκυψε αργότερα σε σύγκριση με διαφορετικές αρχιτεκτονικές δεκτών, είναι όμως χαρακτηριστικό της ευθείας προσέγγισης του προβλήματος της λήψης την οποία υλοποιεί η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική. Η αμεσότητα στην προσέγγιση συνίσταται στην μετατροπή του σήματος λήψης σε σήμα βασικής ζώνης με τον πιο απλό και προφανή τρόπο. Η υλοποίηση λαμβάνει χώρα στον ελάχιστο αριθμό σταδίων τα οποία είναι δύο: το στάδιο της αποκοπής των ανεπιθύμητων συχνοτήτων το οποίο υλοποιείται με την βοήθεια διατάξεων φίλτρων και το στάδιο της μετατροπής του σήματος από ζωνοπερατό σε σήμα βασικής ζώνης. Οι δέκτες αρχιτεκτονικής άμεσης μετατροπής είναι απλοί, μικροί σε διαστάσεις και έχουν μικρή κατανάλωση ισχύος. Αν και η αρχιτεκτονική αυτή παρουσιάζεται να ταιριάζει στα χαρακτηριστικά του υλικού που θα απαιτούσαν τεχνολογίες όπως το Software Radio, εντούτοις παρουσιάζει το δυσεπίλυτο πρόβλημα της παρουσίας συνεχούς συνιστώσας στο σήμα βασικής ζώνης. Το πρόβλημα συνίσταται στο ότι η συνεχής συνιστώσα ισχύος μπορεί να προέρχεται από διάφορες πηγές και η ισχύς της δεν είναι απόλυτα προβλέψιμη. Για υψηλά επίπεδα ισχύος η συνιστώσα συνεχούς μπορεί να φέρει μέχρι και σε κατάσταση κορεσμού τα αναλογικά κυκλώματα του δέκτη και να προκαλέσει απώλεια της επικοινωνίας. Σε χαμηλότερα επίπεδα, πράγμα που αποτελεί και τη συνήθη περίπτωση, η συνεχής συνιστώσα προκαλεί αυξημένο ρυθμό λαθών ο οποίος αποτελεί μέγεθος πολύ ευαίσθητο στις μεταβολές της τιμής της ισχύος συνεχούς όπως έχει αποδειχθεί.

Το πρόβλημα της εμφάνισης συνεχούς συνιστώσας καθιστά την αρχιτεκτονική δέκτη άμεσης μετατροπής σχεδόν μη εφαρμόσιμη σε συστήματα όπου η σύνδεση πομπού και δέκτη απαιτείται να γίνει σε επίπεδο σημάτων βασικής ζώνης. Σε περιπτώσεις όπου η εφαρμογή αυτής της συνθήκης δεν είναι επιτακτική, όπως για παράδειγμα σε συστήματα ειδοποίησης και σε δορυφορικά συστήματα η αρχιτεκτονική αυτή χρησιμοποιήθηκε επιτυχώς. Η εναλλακτική αρχιτεκτονική που είναι απαλλαγμένη από τα προβλήματα παρουσίας ισχύος στη συνεχή συχνότητα είναι η αρχιτεκτονική

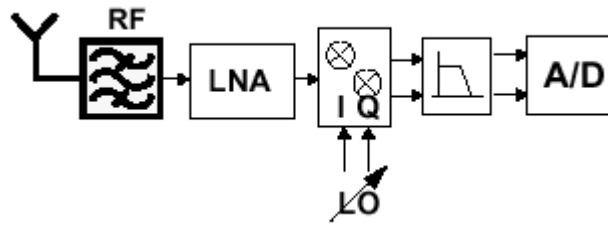
υπερετερόδυνου δέκτη (super-heterodyne receiver) η οποία έχει εφαρμοστεί και κυριαρχεί μέχρι και σήμερα ως αρχιτεκτονική εμπορικών δεκτών. Η φιλοσοφία της αρχιτεκτονικής αυτής βασίζεται στην απαλλαγμένη από προβλήματα συνεχούς συνιστώσας λήψη. Ο μόνος τρόπος για να υλοποιηθεί το παραπάνω είναι η εισαγωγή τουλάχιστον ενός παραπάνω σταδίου φιλτραρίσματος του σήματος εισόδου πριν από την μετατροπή του σε σήμα βασικής ζώνης. Στο πρώτο στάδιο φιλτραρίσματος στον υπερτερόδυνου δέκτη χρησιμοποιούν αναλογικά φίλτρα για την απόρριψη κατοπτρικών συχνοτήτων (image-rejection) τα οποία αποσβένουν το κατοπτρικό συχνοτικό περιεχόμενο του σήματος. Στη συνέχεια ακολουθεί ενίσχυση του σήματος και κατόπιν το σήμα περνάει από δεύτερο φίλτρο απόσβεσης συχνοτήτων εκτός της επιθυμητής ζώνης. Στο επόμενο στάδιο το σήμα μετατοπίζεται σε σχετικά χαμηλή συχνότητα με κατάλληλη μείξη. Στη συχνότητα αυτή η οποία ονομάζεται ενδιάμεση (intermediate frequency) περνάει από δεύτερο φίλτρο που απομονώνει το σήμα πληροφορίας πραγματοποιώντας την επιλογή του καναλιού. Στο δεύτερο στάδιο φιλτραρίσματος αποκόπτονται οι συχνοότητες εντός των οποίων ήταν και η μηδενική στο αρχικό σήμα εισόδου και στη συνέχεια γίνεται μετατροπή στη βασική ζώνη συχνοτήτων. Η αρχιτεκτονική του υπερτερόδυνου δέκτη παρουσιάζει ανώτερα επίπεδα ευαισθησίας και επιλεκτικότητας σε σχέση με τον δέκτη άμεσης μετατροπής. Παρόλα αυτά η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική χρησιμοποιεί αρκετά αναλογικά στοιχεία τα οποία δεν μπορούν να προσφέρουν στον δέκτη την απαραίτητη ευελιξία για λειτουργία σε περισσότερες από μια ζώνες συχνοτήτων. Ο υπερτερόδυνος δέκτης παρουσιάζει πολύ μεγάλη κατανάλωση ισχύος η οποία οφείλεται κυρίως σε απώλειες στα δύο στάδια φίλτρων. Οι απώλειες αυτές πρέπει να αντιμετωπιστούν με ενίσχυση του σήματος, πράγμα που είναι μεν εφικτό αλλά βαραίνει αρνητικά στην ευκολία με την οποία ολοκληρώνεται η αρχιτεκτονική, στο ελάχιστο κόστος, στις ελάχιστες διαστάσεις και την ελάχιστη κατανάλωση. Είναι επίσης λογικό το κόστος μιας τέτοιας αρχιτεκτονικής να είναι αυξημένο λόγω των παραπάνω αλλά και λόγω των απαιτήσεων σε αναλογικά στοιχεία υψηλής απόδοσης.

Η προοπτική της δυνατότητας ολοκλήρωσης των τερματικών συσκευών σε επίπεδο λήψης ευρείας ζώνης έχει φέρει στο προσκήνιο την αρχιτεκτονική άμεσης μετατροπής και πάλι. Ο σκοπός είναι το εισερχόμενο ραδιοσήμα να μπορεί να μετατραπεί σε σήμα βασικής ζώνης σε ένα στάδιο. Αν η μετατόπιση του σήματος γίνει με αξιόπιστο τρόπο τότε η επιλογή των καναλιών μπορεί να γίνεται με ψηφιακό τρόπο στο ψηφιακό πεδίο. Όπως φαίνεται και από τα σχήματα που ακολουθούν και όπως αναφέραμε και παραπάνω πρόκειται για την αρχιτεκτονική με την απλούστερη ραδιοδιεπαφή πράγμα που την καθιστά πιο προσαρμοστική από όλες τις διαθέσιμες. Παρότι όμως η αρχιτεκτονική της άμεσης μετατροπής μπορεί να αποτελεί πολύ καλή λύση, δεν είναι πραγματοποιήσιμη τουλάχιστον σε broadband επίπεδο λόγω της αδυναμίας στην αντιμετώπιση των προβλημάτων παρουσίας ισχύος στην συνεχή συνιστώσα. Ο τοπικός ταλαντωτής που χρησιμοποιείται για την μετατροπή του σήματος σε σήμα βασικής ζώνης λειτουργεί σε ίδιες συχνότητες με την κεραία και συνεπώς μπορεί να προκληθεί λήψη σήματος από τον ταλαντωτή και να υπερτεθεί στο λαμβανόμενο ραδιοσήμα. Με αυτόν τον τρόπο κλείνει ένας βρόγχος που έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση χρονικά μεταβαλλόμενης συνεχούς συνιστώσας στην έξοδο του μείκτη. Ακόμη και στην υποθετική περίπτωση που η λήψη μπορούσε να είναι απαλλαγμένη από την συνεχή συνιστώσα χωρίς καμία αλλαγή στην αρχιτεκτονική οι τεχνικές απαιτήσεις στις οποίες θα πρέπει να αντεπεξέλθουν τα στοιχεία του δέκτη είναι σημαντικές με κυρίαρχες τις απαιτήσεις για το υλικό μετατροπής από το αναλογικό στο ψηφιακό πεδίο. Όπως θα δούμε και σε επόμενη

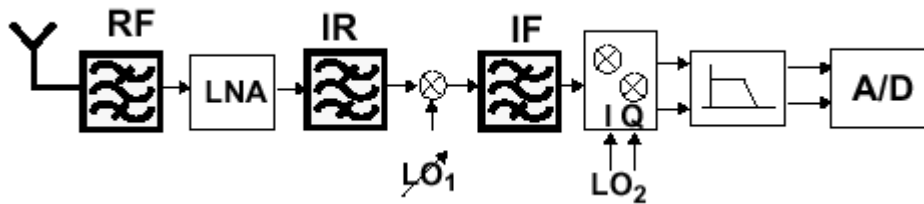
παράγραφο ο μετατροπέας αυτός θα πρέπει να έχει ιδιαίτερα μεγάλο δυναμικό εύρος ώστε να έχει επαφή με πολύ ασθενή σήματα πληροφορίας σε θορυβώδες περιβάλλον ευρείας ζώνης. Αλλά ακόμη και να είχε την απαιτούμενη διακριτική ικανότητα ο μετατροπέας, οι συχνότητες λειτουργίας του θα ήταν ιδιαίτερα μεγάλες πράγμα που θα είχε ως αναπόφευκτο αποτέλεσμα την ανάλογα μεγάλη κατανάλωση. Είναι επίσης δύσκολη η κατασκευή μετατροπέων ικανών να λειτουργούν σε τέτοιο φάσμα σημάτων με ικανοποιητικά γραμμικά χαρακτηριστικά. Οι δέκτες άμεσης μετατροπής και υπερετεροδύνης λήψης παρουσιάζονται στα σχήματα 2.3(α) και 2.3(β).

Ενδιάμεσες λύσεις μεταξύ των παραπάνω δύο αρχιτεκτονικών αποτελούν οι αρχιτεκτονικές δέκτη χαμηλής ενδιάμεσης συχνότητας απλής μετατροπής (Low-IF single conversion receiver) και wideband ενδιάμεσης συχνότητας διπλής μετατροπής (wideband IF double conversion). Οι αρχιτεκτονικές αυτές προέκυψαν από την ανάγκη για ολοκλήρωση εντός ενός chip δεκτών με χαρακτηριστικά που θα μπορούσαν να ικανοποιούν τις απαιτήσεις πολυτροπικής (multimode) επικοινωνίας. Η αρχιτεκτονική που ακολουθεί ο δέκτης χαμηλής ενδιάμεσης συχνότητας απλής μετατροπής αντιμετωπίζει τα περισσότερα προβλήματα συνεχούς συνιστώσας της αρχιτεκτονικής άμεσης μετατροπής με μετατόπιση του σήματος σε χαμηλή ενδιάμεση συχνότητα ίση με μια ή δύο φορές το εύρος ζώνης του καναλιού. Στη συνέχεια το σήμα περνάει από ζωνοδιαβατό φίλτρο το οποίο απομονώνει το σήμα πληροφορίας το οποίο ακυρώνει συχνοτικές συνιστώσες που κατά την μετατόπιση στη βασική ζώνη θα έδιναν ισχύ στο συνεχές. Στη συνέχεια το σήμα μετατρέπεται σε σήμα διακριτού χρόνου και στο πεδίο αυτό μετατρέπεται σε σήμα βασικής ζώνης. Η αρχιτεκτονική αυτή είναι ιδιαίτερα δημοφιλής και χρησιμοποιείται ευρέως στις υλοποιήσεις συστημάτων όπως το DECT και το GSM. Σε σχέση με τον δέκτη άμεσης μετατροπής ο δέκτης χαμηλής ενδιάμεσης συχνότητας πλεονεκτεί λόγω της απόρριψης της συνεχούς συνιστώσας ενώ δεν περιλαμβάνει τοπικούς ταλαντωτές που λειτουργούν σε συχνότητες κοντά σε αυτήν του φορέα. Και στις δύο αρχιτεκτονικές η επιλογή καναλιού γίνεται στη βασική ζώνη πράγμα που επιτρέπει υλοποιήσεις για διαφορετικά πρότυπα. Η αρχιτεκτονική αυτή μπορεί επίσης να ολοκληρωθεί σε ένα chip. Σε σύγκριση με τον υπερετεροδύνη δέκτη ο δέκτης χαμηλής ενδιάμεσης συχνότητας είναι πιο οικονομικός μια και η ενδιάμεση συχνότητα μετατόπισης είναι χαμηλότερη από την αντίστοιχη του τελευταίου και συνεπώς το φίλτρο που λειτουργεί σε αυτήν την συχνότητα καταναλώνει σημαντικά μικρότερη ισχύ. Παρόλα αυτά το σήμα που μετατρέπεται σε βασικής ζώνης δεν έχει περάσει από φίλτρο απόρριψης κατοπτρικής συχνότητας. Από τα παραπάνω είναι προφανείς οι συμβιβασμοί που συνοδεύουν την επιλογή αρχιτεκτονικής δέκτη. Ο δέκτης μετατροπής χαμηλής ενδιάμεσης συχνότητας παρουσιάζεται στο σχήμα 2.3(γ).

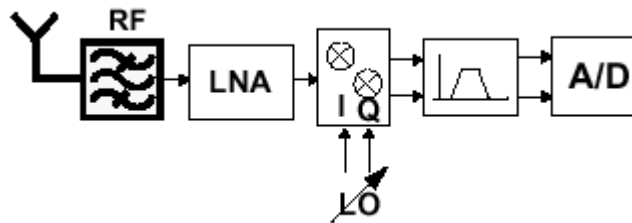
Εξίσου δημοφιλής και με ευρεία εφαρμογή είναι και η αρχιτεκτονική wideband IF διπλής μετατροπής. Όπως και στην αρχιτεκτονική υπερετεροδύνη δέκτη, ο δέκτη αυτός αποτελείται από δύο αναλογικά στάδια μετατροπής του σήματος στη βασική ζώνη. Το πλεονέκτημα του δέκτη αυτού σε σχέση με τον υπερετεροδύνη δέκτη έγκειται στο γεγονός ότι δεν χρησιμοποιούνται πολλά αναλογικά φίλτρα. Ολόκληρο το σήμα που λαμβάνεται από την κεραία μετατοπίζεται σε σταθερή ενδιάμεση συχνότητα (από το γεγονός αυτό η αρχιτεκτονική λαμβάνει την ονομασία) και το ανώτερο συχνοτικό περιεχόμενο του σήματος που παρουσιάζεται ως αποτέλεσμα της μείξης αποκόπτεται με κατωδιαβατό φίλτρο. Ο δεύτερος τοπικός ταλαντωτής που επιλέγει το εύρος ζώνης των συχνοτήτων που θα μεταφραστούν αποτελεί τον προγραμματιζόμενο ταλαντωτή επιλογής καναλιού. Η αρχιτεκτονική του δέκτη αυτού



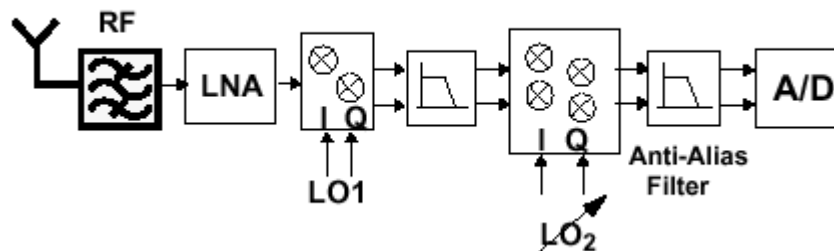
(α) Δέκτης άμεσης μετατροπής (Direct Conversion)



(β) Υπερετερόδυνος δέκτης (Super Heterodyne)



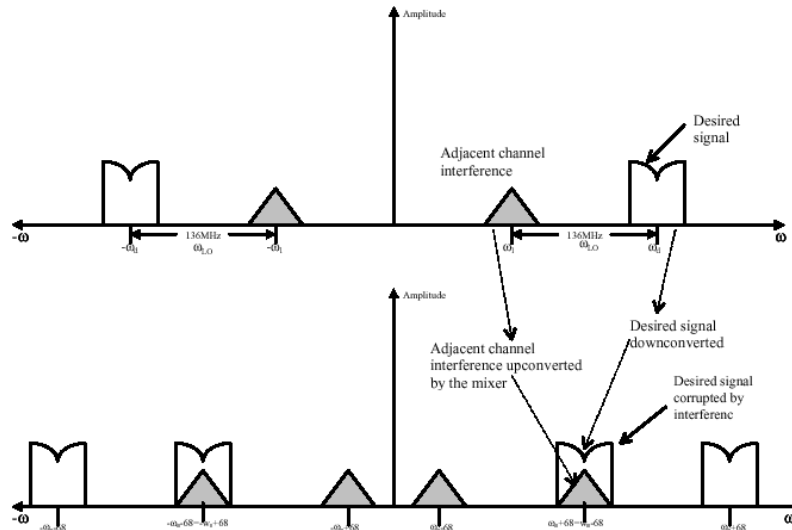
(γ) Δέκτης χαμηλής ενδιάμεσης συχνότητας απλής μετατροπής (Low-IF single conversion receiver)



(δ) Ευρείας ζώνης IF δέκτης διπλής μετατροπής (Wideband IF double conversion receiver)

Σχήμα 2.3 : Αρχιτεκτονικές δεκτών Software Radio

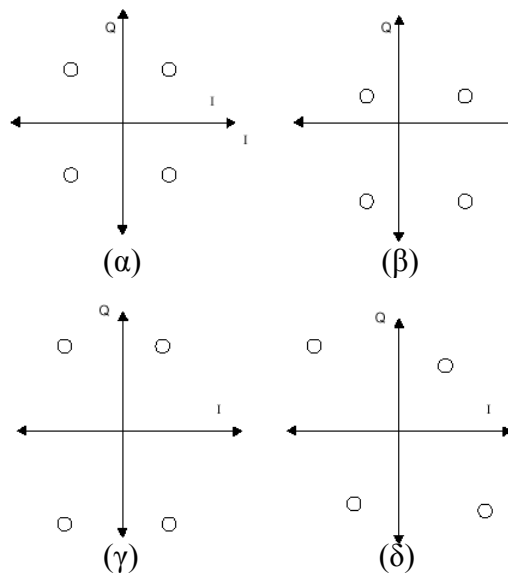
φαίνεται στο σχήμα 2.4(δ). Ο δέκτης wideband IF διπλής μετατροπής έχει δυνατότητες μετατροπής μεγάλου εύρους ζώνης στη βασική ζώνη πράγμα που εγείρει σημαντικές απαιτήσεις από τα αναλογικά του κυκλώματα τα οποία πρέπει αποδίδουν το απαιτούμενο δυναμικό εύρος ώστε να μπορούν να επεξεργάζονται σήματα πληροφορίας με πολύ χαμηλή ισχύ σε περιβάλλοντα όπου υπάρχουν γειτονικά σήματα με ισχύ πολύ υψηλότερη. Τα προβλήματα που παρουσιάζονται στην υλοποίηση της αρχιτεκτονικής περιλαμβάνουν περιορισμένη ισχύ στη συχνότητα του



Σχήμα 2.4 : Το πρόβλημα της υπέρθεσης συχνοτήτων στον υπερετερόδουνο δέκτη

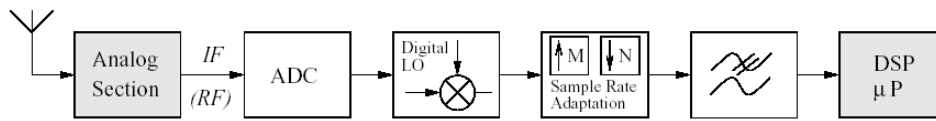
συνεχούς, θόρυβο ενδοδιαμόρφωσης λόγω μη γραμμικοτήτων των στοιχείων του δέκτη και θόρυβο Flicker. Η αρχιτεκτονική αυτή έχει εφαρμοστεί εκτεταμένα στους δέκτες για Bluetooth, GSM και σε δέκτες για ασύρματα τοπικά δίκτυα.

Αξίζει να σημειωθεί ότι πρόβλημα όλων των αρχιτεκτονικών πλην του δέκτη άμεσης μετατροπής αποτελεί η επίτευξη συμφωνίας των χαρακτηριστικών των σημάτων εντός και εκτός φάσης κατά την μετατροπή από σε βασική ζώνη. Αν οι δύο συνιστώσες του σήματος δεν έχουν τιμές πλάτους ή/και φάσης οι οποίες έχουν αρκετή διαφορά μεταξύ τους τότε η μετατροπή στο τελικό σήμα μπορεί να απέχει αρκετά από την αναμενόμενη δίνοντας παραμορφωμένους αστερισμούς σημάτων ή ακόμα και λάθη.



Σχήμα 2.5 : Παραμορφώσεις του λαμβανόμενου σήματος για αναλογική μετατροπή σε σήμα βασικής ζώνης (α) ιδανικός αστερισμός, (β) παραμόρφωση λόγω συνεχούς

συνιστώσας ισχύος, (γ) ασυμφωνία πλάτους I-Q συνιστωσών και (δ) ασυμφωνία φάσης I-Q συνιστωσών



Σχήμα 2.6 : Γενικευμένη μορφή δέκτη

Πίνακας 2.1 : Παράμετροι του γενικευμένου δέκτη

<i>Functionality</i>	<i>Parameters</i>	<i>Variability of Parameters</i>
Antenna	bandwidth B , gain	parameterizable or fixed with widest bandwidth and highest gain
LNA	Noise Figure, gain	parameterizable or fixed with highest gain and best noise figure
System Filter	bandwidth B , loss	parameterizable or fixed with highest gain and best noise figure
Mixer (Down Conversion)	bandwidth B , image rejection	fixed with widest bandwidth and strongest image rejection
ADC	Resolution, bandwidth, sample rate	parameterizable or fixed with highest resolution, widest bandwidth
Sample Rate Adaptation	bandwidth B , SNR	parameterizable/ programmable
Channelization/ De-Spreading	bandwidth B , sample rate f_s	programmable
Channel Estimation, Equalization	algorithm	programmable
Decoding	algorithm	programmable

Με βάση τα παραπάνω μπορεί να περιγραφεί ένα γενικό μοντέλο δέκτη για Software Radio το οποίο θα περιλαμβάνει όλες τις απαραίτητες λειτουργίες. Το παραπάνω μοντέλο παρουσιάζεται στο σχήμα 2.6. Τα κύρια χαρακτηριστικά του μοντέλου του δέκτη του σχήματος είναι το bandwidth B που συνδέεται άμεσα με τον ρυθμό δειγματοληψίας f_s και το δυναμικό εύρος του σήματος (dynamic range) λήψης. Οι παράμετροι αυτοί μπορούν να προσαρμόζονται κατά τα πρότυπα που υπαγορεύει η εκάστοτε υπηρεσία, είτε θα πρέπει να υποστηρίζονται τα μέγιστα επίπεδα που υπαγορεύει η «δυσκολότερη» από όλες τις υπηρεσίες.

2.2.3 Λειτουργίες και κρισιμότητα

Το παραπάνω μοντέλο δέκτη αποτελείται από σειρά δομικών μπλοκ που αντιστοιχούν στις διάφορες λειτουργίες του και οι οποίες παρουσιάζονται στον πίνακα 2.1. Στα πλαίσια της προσαρμοστικότητας που πρέπει να διέπει την τεχνολογία του Software Radio, όσο το δυνατόν περισσότερες λειτουργίες πρέπει να είναι παραμετροποιήσιμες ή προγραμματιζόμενες και για να συμβεί αυτό θα πρέπει να μετατοπιστεί το όριο μεταξύ του αναλογικού και του ψηφιακού domain όσο το δυνατόν προς την κεραία. Τα αναλογικά στοιχεία θα πρέπει να περιοριστούν κατά το δυνατόν στα ελάχιστα και όσο το δυνατόν σταθερά και μη μεταβαλλόμενα. Στην ιδανική περίπτωση ενός δέκτη γενικού φάσματος (broadband receiver) το αναλογικό μέρος πρέπει να βρίσκεται πριν από το στάδιο της RF-δειγματοληψίας, ή από το στάδιο IF-δειγματοληψίας στη συνήθη περίπτωση δέκτη (wideband receiver). Τα αναλογικά στοιχεία περιορίζονται στην κεραία του συστήματος, στον ενισχυτή χαμηλού θορύβου ο οποίος προσαρμόζει την ισχύ του σήματος τις προδιαγραφές των κυκλωμάτων (LNA – Low Noise Amplifier), στο φίλτρο του συστήματος και στην περίπτωση που η υλοποιείται μετάφραση σε ενδιάμεση συχνότητα (IF-sampling) στο αναλογικό κύκλωμα μεταφοράς του σήματος στην IF συχνότητα. Τα παραπάνω αναλογικά στοιχεία θα πρέπει να είναι ικανά να αντεπεξέλθουν στις απαιτήσεις των υποστηριζόμενων υπηρεσιών. Οι μέγιστες απαιτήσεις που προκύπτουν για τα αναλογικά στοιχεία αφορούν το δυναμικό εύρος των ευρείας ζώνης και, στην ιδανική περίπτωση, γενικής ζώνης σημάτων εισόδου πράγμα που σε συνδυασμό με το εύρος ζώνης των σημάτων αυτών καθιστούν ιδιαίτερα κρίσιμη λειτουργία την μετατροπή του σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό. Δεύτερη σε κρισιμότητα λειτουργία είναι η προσαρμογή του ρυθμού δειγματοληψίας του σήματος στα επίπεδα που υπαγορεύει η υπηρεσία ή η τεχνολογία που πρόκειται να υλοποιηθεί. Μια και οι διάφορες υπηρεσίες γενικά βασίζονται σε διαφορετικά πρότυπα, γενικά υποστηρίζουν αρκετά διαφορετικούς ρυθμούς δειγματοληψίας που δεν είναι σχετικοί μεταξύ τους – ώστε να μπορεί να προκύπτει ο ένας από τον άλλον με σχετικά τετριμμένες και εύκολες διαδικασίες – το σήμα εξόδου του μετατροπέα ψηφιακού σήματος (ADC) πρέπει να μπορεί να προσαρμόζεται. Το προκύπτον σήμα συχνά θα πρέπει να βρίσκεται υπό αρκετά υψηλούς ρυθμούς δειγματοληψίας και θα πρέπει στη συνέχεια να περάσει από φίλτρο καναλιού ή *dispreading*. Όχι σπάνια, οι ρυθμοί δειγματοληψίας που θα προκύπτουν από την προσαρμογή του ρυθμού δειγματοληψίας θα είναι πιο υψηλοί από αυτούς στους οποίους μπορούν να εκτελέσουν τις παραπάνω λειτουργίες οι σημερινοί επεξεργαστές ψηφιακών σημάτων (DSP). Το ίδιο θα μπορεί να συμβεί και με άλλες λειτουργίες σχετικά απαιτητικές σε υπολογιστική ισχύ οι οποίες εκτελούνται σε χαμηλούς ρυθμούς δειγματοληψίας υπό κανονικές συνθήκες, όπως η εξισορρόπηση και ανάλυση του καναλιού και η αποκωδικοποίηση.

2.3 Οι κρίσιμες λειτουργίες

2.3.1 Μετατροπή ψηφιακού σήματος

2.3.1.1 Εύρος ζώνης

Η μετατροπή του σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό μπορεί να εκτελεστεί στην ραδιοσυχνότητα του σήματος (RF sampling) είτε σε μια ενδιάμεση συχνότητα στην οποία θα έχει μετατραπεί το σήμα (IF sampling), όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενες παραγράφους. Η πρώτη τεχνική ονομάζεται και ψηφιοποίηση πλήρους μπάντας (full band digitization), ενώ η δεύτερη ονομάζεται και ψηφιοποίηση μερικής μπάντας (partial band digitization), τεχνικές που παρουσιάζονται στο επόμενο σχήμα. Η διαφορά μεταξύ των δύο τεχνικών είναι ουσιαστική και χαρακτηρίζει τον δέκτη ως δέκτη γενικών ή ευρέων συχνοτήτων, broadband ή wideband αντίστοιχα αντικατοπτρίζοντας τις δυνατότητες του συστήματος. Στη περίπτωση της ψηφιοποίησης πλήρους μπάντας το εύρος ζώνης που ψηφιοποιείται από τον ADC περιλαμβάνει όλες τις υπηρεσίες που είναι επιθυμητό να υποστηριχθούν, ενώ στην περίπτωση της ψηφιοποίησης μερικής μπάντας το εύρος ζώνης που ψηφιοποιείται τον ADC περιλαμβάνει μέρος μόνο του συνολικού, και συγκεκριμένα το μέγιστο εύρος καναλιού που μπορεί κάποια υπηρεσία να χρησιμοποιεί. Το εύρος ζώνης που μπορεί να υποστηρίξεται είναι εύκολο να μετράται σε αρκετές εκατοντάδες MHz ενώ το δυναμικό εύρος των αναλογικών υποσυστημάτων μπορεί να είναι τις τάξεις των 100dB αλλά και παραπάνω ανάλογα με το πρότυπο κυψελοειδούς ραδιοεπικοινωνίας το οποίο χρησιμοποιείται, όπως είπαμε στις πρώτες παραγράφους. Με τα σημερινά δεδομένα πάντως, η ψηφιοποίηση πλήρους μπάντας δεν είναι υλοποιήσιμη, πράγμα που δεν διαφαίνεται ιδιαίτερα πιθανό να αλλάξει στο κοντινό μέλλον, αφήνοντας ως δεύτερη – και μοναδική – τη λύση της ψηφιοποίησης μερικής μπάντας.

2.3.1.2 Flash μετατροπείς ψηφιακού σήματος

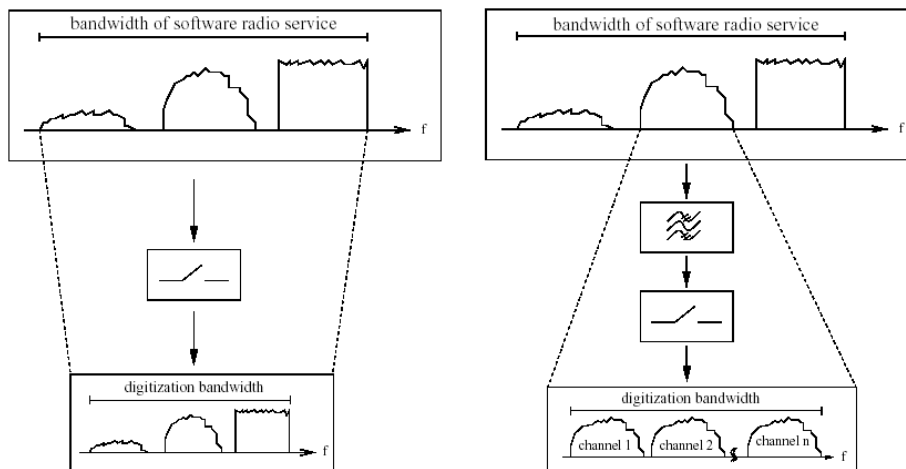
Μια και στην είσοδο του μετατροπέα από αναλογικό σε ψηφιακό σήμα το σήμα δεν περιέχει κάποιον κυρίαρχο στατικό φορέα σήματος, το μοντέλο του λευκού θορύβου κβαντοποίησης μπορεί να χρησιμοποιηθεί προσεγγιστικά. Αν Δ συμβολίζεται το γραμμικό βήμα κβαντισμού, V_{pp} το μέγιστο peak to peak εύρος τάσης που δεν φέρνει σε κορεσμό τον μετατροπέα και b ο αριθμός bits του κβαντιστή, τότε η σχέση που δίνει το Δ μπορεί να γραφτεί:

$$\Delta = \frac{V_{pp}}{2^b} \quad (2.1)$$

Η πυκνότητα θορύβου του S_{NqNq} για λευκό θόρυβο κβαντισμού είναι:

$$S_{NqNq}(f) = \frac{\Delta^2}{12f_s} \quad , -\frac{f_s}{2} \leq f \leq \frac{f_s}{2} \quad (2.2)$$

όπου f_s η συχνότητα λειτουργίας του μετατροπέα σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό. Αν θεωρήσουμε σήμα με πλάτος που ακολουθεί κανονική κατανομή, με μηδενική μέση τιμή και μεταβλητότητα σ_x^2 στην είσοδο του κβαντιστή, και U τον



Σχήμα 2.7 : Ψηφιοποίηση πλήρους και μερικής ζώνης

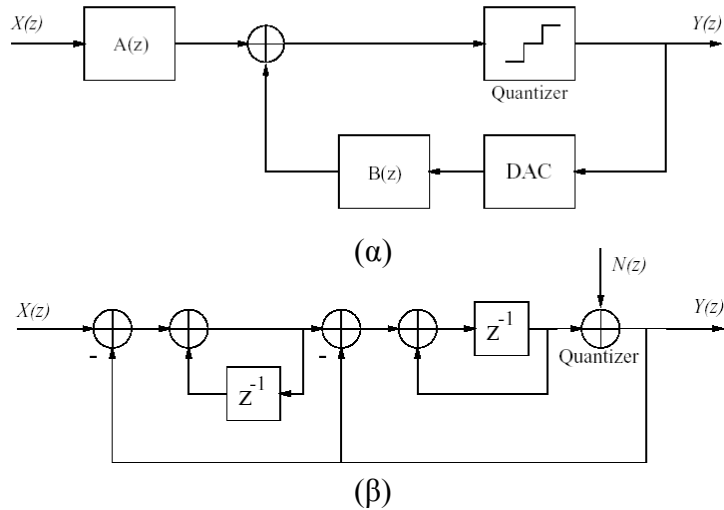
ρυθμό υπερδειγματοληψίας (oversampling ratio) τότε ο λόγος σήματος προς θόρυβο εντός της ζώνης συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει (U -οστό κλάσμα της f_s) θα είναι (για αντίσταση 1Ω):

$$\text{SNR}_U \Big|_{\text{dB}} = 10.8 + 6.02b + 10 \log U + 20 \log \frac{\sigma_x}{V_{\text{pp}}} \quad (2.3)$$

Στην παραπάνω εξίσωση έχουμε να παρατηρήσουμε τα εξής: ο λόγος σήματος προς θόρυβο αυξάνει κατά παράγοντα 6.02 dB περίπου ανά πρόσθετο bit αύξησης στην ανάλυση του κβαντιστή, και 3.01 dB περίπου ανά διπλασιασμό του ρυθμού υπερδειγματοληψίας πράγμα που ισοδυναμεί σε αύξηση της ανάλυσης κατά μισό bit περίπου.

2.3.1.3 Σίγμα-Δέλτα μετατροπείς

Σε αντίθεση με τους Flash, οι Σίγμα-Δέλτα μετατροπείς σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό ανήκουν στην οικογένεια των noise-shaping μετατροπέων, πράγμα που σημαίνει ότι παράγουν θόρυβο κβαντοποίησης με συγκεκριμένα χαρακτηριστικά και μορφή. Το χαρακτηριστικό που παρουσιάζει ο θόρυβος που παράγεται από έναν Σ-Δ μετατροπέα είναι ότι το μεγαλύτερο ποσοστό της ενέργειάς του βρίσκεται έξω από τις συχνότητες του σήματος (out of band noise) και συνεπώς μπορεί να αποκοπεί χωρίς προσθήκη καινούριων φίλτρων. Οι Σίγμα-Δέλτα μετατροπείς συνήθως διαιρούνται σε δύο μέρη, έναν Σίγμα-Δέλτα διαμορφωτή ο οποίος αποτελεί τη διεπαφή μεταξύ αναλογικού και ψηφιακού σήματος, και έναν decimator. Η διαμόρφωση Σίγμα-Δέλτα μπορεί να θεωρηθεί ως συνδυασμός διαφορικής διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης εντός ενός συστήματος και μόνο όπως φαίνεται στο σχήμα 2.8. Η ιδέα βασίζεται στην υπερδειγματοληψία του σήματος και στην εισαγωγή βρόγχου αρνητικής ανάδρασης στον οποίο η τιμή του σήματος έχει ανακατασκευαστεί. Με αυτόν το τρόπο γίνεται πρόβλεψη της επόμενης τιμής της εισόδου με επιτυχία μια και οι Σ-Δ μετατροπείς παρουσιάζουν έξοδο που κατά μέσον όρο έχει ίδια τιμή με την είσοδο.



Σχήμα 2.8 : Σίγμα-Δέλτα διαμορφωτές
 (α) Γενικό σχήμα (β) Σ-Δ διαμορφωτής δεύτερης τάξης

Ο διαμορφωτής Σίγμα-Δέλτα δεν αποτελεί γραμμικό χρονικά αναλλοίωτο σύστημα και συνεπώς δεν έχει καμία από τις ιδιότητες των συστημάτων αυτών. Αν $A(z)$ είναι η συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή δέλτα και $B(z)$ η συνάρτηση μεταφοράς του loop filter, ενώ στην διαμόρφωση δέλτα επιλέγεται $A(z) = B(z)$ στην περίπτωση της Σίγμα-Δέλτα διαμόρφωσης η γίνεται επιλογή $A(z) \neq B(z)$ και με κατάλληλη επιλογή των $A(z)$ και $B(z)$ συχνά επιτυγχάνεται καλύτερη απόδοση. Παρόλα αυτά παρακάτω λαμβάνεται η ισότητα. Η διαδικασία του κβαντισμού καθορίζεται από της συναρτήσεις μεταφοράς $A(z)$ και $B(z)$, την ανάλυση του κβαντιστή σε αριθμό από bits, και τον ρυθμό υπερδειγματοληψίας. Οι συναρτήσεις μεταφοράς σήματος και θορύβου δίνονται από τις εξής εξισώσεις:

$$NTF(s) = \frac{Y(z)}{N(z)} = \frac{1}{1 - B(z)} \quad (2.4\alpha)$$

$$STF(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{A(z)}{1 - B(z)} \quad (2.4\beta)$$

Αυτό που μπορεί να παρατηρηθεί από τις παραπάνω εξισώσεις είναι ότι οι συναρτήσεις μεταφοράς για το σήμα και για τον θόρυβο κβαντισμού είναι διαφορετικές και έτσι είναι δυνατόν να διαχωριστεί στο σήμα από τον θόρυβο. Για τον διαμορφωτή Σίγμα-Δέλτα 2ας τάξης με χρήση διπλής ολοκλήρωσης που παρουσιάζεται στο σχήμα 2.8(β) θα ισχύει:

$$(2.5\alpha)$$

$$(2.5\beta)$$

$$\text{NTF}(s) = \frac{Y(z)}{N(z)} = (1 - z^{-1})^2$$

$$\text{STF}(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = z^{-1}$$

Το σήμα εισόδου $X(z)$ φιλτράρεται από ένα all pass φίλτρο και ο θόρυβος κβαντοποίησης $N(z)$ από ένα high pass φίλτρο. Αν με P_x συμβολίζεται η ισχύς του σήματος και N_Q ο θόρυβος κβαντοποίησης η σχέση του λόγου σήματος προς θόρυβο δίνεται από την εξίσωση:

$$\text{SNR}_U|_{\text{dB}} = 10 \log \frac{P_s}{\frac{\Delta^2}{12}} + 10 \log \frac{\pi}{\int_0^{\pi} 16 \sin^4 \frac{\omega'}{2} d\omega'} \quad (2.6)$$

Στην παραπάνω εξίσωση το U συμβολίζει το κλάσμα του εύρους ζώνης συχνοτήτων στο οποίο λαμβάνεται ο λόγος σήματος προς θόρυβο. Ο πρώτος όρος της εξίσωσης αντιστοιχεί στον λόγο σήματος προς θόρυβο κβαντισμού που προκύπτει χωρίς τη χρήση εξομάλυνσης θορύβου (noise shaping), ενώ ο δεύτερος αντιστοιχεί στην αυξητική συνεισφορά στον λόγο σήματος προς θόρυβο που προκύπτει από την χρήση εξομάλυνσης θορύβου εντός του U -ιστού κλάσματος του συνολικού εύρους ζώνης συχνοτήτων, στο οποίο χρησιμοποιείται Σίγμα-Δέλτα διαμόρφωση. Με ανάπτυξη σε σειρά Taylor και για $U \geq 4$ λαμβάνεται η εξής σχέση:

$$\text{SNR}_U|_{\text{dB}} \approx 6.02b + 50 \log U + 20 \log \frac{\sigma_x}{V_{pp}} - 2.1 \quad , U \geq 4 \quad (2.7)$$

Γενικεύοντας για SDMs τάξης L με ημιτονοειδές φίλτρο εξομάλυνσης θορύβου ο λόγος σήματος προς θόρυβο θα είναι:

$$\text{SNR}_U|_{\text{dB}} \approx 10.8 + 6.02b + (2L + 1)10 \log U + 20 \log \frac{\sigma_x}{V_{pp}} + 20 \log \frac{2L + 1}{\pi^{2L}} \quad , U \geq 4 \quad (2.8)$$

Παρατηρώντας τις παραπάνω εξισώσεις συμπεραίνουμε ότι ο λόγος σήματος προς θόρυβο αυξάνει κατά 6 περίπου dB ανά πρόσθετο bit στην ανάλυση του κβαντιστή και κατά $6(L+1/2)$ dB ανά διπλασιασμό του ρυθμού υπερδειγματοληψίας, πράγμα που ισοδυναμεί σε αύξηση $L+1/2$ στην ανάλυση του κβαντιστή. Γενικά, η υπερδειγματοληψία με oversampling παράγοντα U σε έναν Σ - Δ διαμορφωτή τάξης L ισοδυναμεί με αύξηση στην ανάλυση του κατά παράγοντα b ίσο με:

$$b = \left(L + \frac{1}{2} \right) \log_2 U \quad \text{bits} \quad (2.9)$$

Όσον αφορά το δυναμικό εύρος του κβαντιστή για αυτό αποδεικνύεται ότι ισχύει η παρακάτω σχέση:

$$(2.10)$$

$$DR_{\Sigma-\Delta} = 10 \log \left[\frac{3}{2} (2^b - 1)^2 \frac{2L+1}{\pi^{2L}} U^{2L+1} \right]$$

Βλέπουμε λοιπόν ότι το δυναμικό εύρος ενός Σ - Δ μετατροπέα μπορεί να αυξηθεί με τρεις βασικούς τρόπους, αυξάνοντας είτε τον παράγοντα υπερδειγματοληψίας, είτε την τάξη του μετατροπέα ή είτε την ανάλυση του κβαντιστή. Με τον διπλασιασμό του

Πίνακας 2.2 : Παράμετροι λειτουργίας των προτύπων GSM, DECT και GPS

	<i>GSM</i>	<i>DECT</i>	<i>GPS</i>
Mobile Receive Band	935-960 MHz	1880-1900 MHz	1575 MHz
Channel Separation / Channel Bandwidth	200 kHz	1728 kHz	2046 kHz
minimum SNR at receiver ADC (hardware dependent)	9-12 dB	10 dB	6-12 dB (theoretically 1 Bit resolution)

Πίνακας 2.3 : Δυναμικό εύρος των σημάτων κινητής επικοινωνίας των προτύπων GSM, DECT και GPS για ψηφιοποίηση ευρέως φάσματος

<i>Digitization Bandwidth = 2 MHz</i>	<i>GSM</i>	<i>DECT</i>	<i>GPS</i>
Dynamic Range	75 dB	10 dB	6 dB
Channel Bandwidth	200 kHz	≈1000 kHz	2000 kHz

παράγοντα υπερδειγματοληψίας παράγεται ισοδύναμη αύξηση του δυναμικού εύρους ζώνης κατά $3(2L+1)$ ή αύξηση της ανάλυσης του κβαντιστή κατά $L+0.5$ bits⁶.

Η παραπάνω ανάλυση αφορούσε διαμορφωτές Σ - Δ με μέγιστο λόγο σήματος προς θόρυβο στο συνεχές (μηδενική συχνότητα). Τέτοιου τύπου «κατωδιαβατοί» Σ - Δ διαμορφωτές μπορούν να μετασχηματιστούν σε «ζωνοδιαβατούς» με ισοδύναμα χαρακτηριστικά στην εξομάλυνση του θορύβου και μέγιστο λόγο σήματος προς θόρυβο σε οποιαδήποτε επιθυμητή συχνότητα.

2.3.1.4 Flash ή $\Sigma\Delta\Delta$

Για να απαντηθεί η ερώτηση σχετικά με το ποια τεχνολογία είναι καταλληλότερη για την υλοποίηση δεκτών για τεχνολογία Software Radio πρέπει να αναλογιστούμε κατά πόσο μπορεί η κάθε μια να ανταποκριθεί στις απαιτήσεις της κάθε εφαρμογής που μπορεί να υποστηρίζεται. Ας υποθεθεί εφαρμογή για τερματικό που υποστηρίζει τα πρότυπα GSM, GPS και DECT. Μερικά βασικά χαρακτηριστικά των τριών αυτών

⁶ αποφεύγεται η χρήση Σ - Δ μετατροπέων ανώτερης τάξης ($L>3$) για την αύξηση του δυναμικού εύρους λόγω περιορισμένης σταθερότητάς τους. Παρόλα αυτά υπάρχουν υλοποιήσεις μετατροπέων τετάρτης τάξης που επιτυγχάνουν με 14bits ανάλυση και ρυθμό δειγματοληψίας 200Ksps πάνω από 90dB δυναμικό εύρος, για μετατροπή GSM σήματος

προτύπων δίνονται στον πίνακα 2.2. Από τον πίνακα 2.2 και από το σχήμα 2.2. Μπορεί να γίνει αντιληπτό ότι οι πιο σκληρές απαιτήσεις προβάλλουν από το πρότυπο του GSM. Οι απαιτήσεις σε δυναμικό εύρος ενός μετατροπέα από αναλογικό σε ψηφιακό σήμα για εύρος ζώνης 2MHz δίνονται στον παρακάτω πίνακα 2.3

Για να επιτευχθεί απαίτηση δυναμικού εύρους 80 dB εντός της ζώνης συχνοτήτων των 200 KHz που αποτελεί το εύρος καναλιού για το GSM από την εξίσωση 3 και με

Πίνακας 2.4 : Χαρακτηριστικά των μετατροπέων

<i>ADC resolution [bit]</i>	<i>resulting oversampling ratio</i>	<i>minimum sample rate for GSM (B = 200 kHz)</i>	<i>SNR at DECT bandwidth</i>	<i>SNR at GPS bandwidth</i>
1 (SDM)	75	15 MHz	45 dB	30 dB
8 (Flash)	5011	1 GHz	73 dB	70 dB
10 (Flash)	316	63 MHz	73 dB	70 dB

χρήση των τιμών που πρακτικά χρησιμοποιούνται⁷ για την μεταβλητότητα που χαρακτηρίζει σήματα που ακολουθούν κανονική κατανομή πλατών,

$$\frac{V_{pp}}{2} = 3\sigma_x \quad (2.11)$$

λαμβάνουμε για έναν κβαντιστή Flash ρυθμό υπερδειγματοληψίας ίσο με:

$$80 = 10.8 + 6.02b + 10 \log U + 20 \log \frac{1}{6} \quad (2.12)$$

Η παραπάνω τιμή προσεγγίζεται ως:

$$U \approx 10^{8.5} \cdot 10^{-0.6b} \quad (2.13)$$

Αντίστοιχα, για έναν Σ-Δ διαμορφωτή 2ας τάξης ο ρυθμός υπερδειγματοληψίας μπορεί να υπολογιστεί από τις εξισώσεις 7 και 11, δίνοντας αποτέλεσμα,

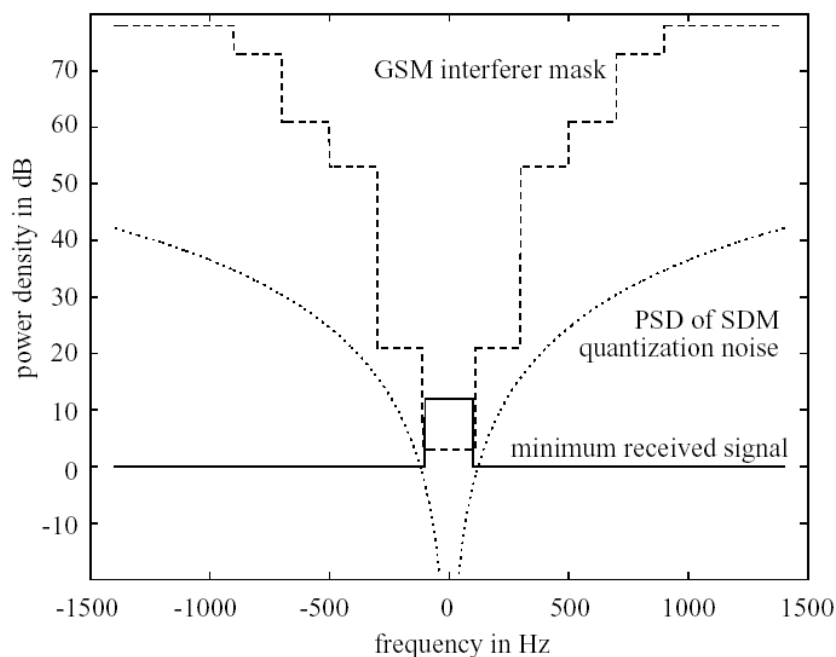
$$80 = 6.02b + 50 \log U + 20 \log \frac{1}{6} - 2.1 \quad (2.14)$$

δηλαδή,

$$U \approx 10^2 \cdot 10^{\frac{1}{3}} \quad (2.15)$$

⁷ Το 99.7% των σημάτων με πλάτη που ακολουθούν κανονική κατανομή έχουν πλάτος μικρότερο από $3\sigma_x$ και δεν φέρνουν τον κβαντιστή σε κορεσμό

Στον επόμενο πίνακα δίνονται τα αποτελέσματα που προκύπτουν από τις παραπάνω εξισώσεις. Ένας από τους λίγους υπάρχοντες Flash μετατροπείς αναλογικού σήματος σε ψηφιακό που θα μπορούσε να ικανοποιήσει τις εν λόγω απαιτήσεις υπό κατανάλωση 735 mW , η οποία είναι υπερβολικά υψηλή για κινητές τερματικές συσκευές θα μπορούσε να είναι ο AD9042 με ρυθμό δειγματοληψίας 41 Msps σε ανάλυση 12 bit . Οι παραπάνω απαιτήσεις ικανοποιούνται και από έναν Σ - Δ διαμορφωτή δευτέρας τάξης με ρυθμό δειγματοληψίας 15 Msps και ανάλυση κβαντιστή 1 bit .



Σχήμα 2.9 : Ψηφιοποίηση ευρείας ζώνης και μορφοποίηση θορύβου

Από τον παραπάνω πίνακα συμπεραίνουμε ότι οι Flash διαμορφωτές που ικανοποιούν τις απαιτήσεις που GSM υπερκαλύπτουν σε υπερβολικό βαθμό τις απαιτήσεις των συστημάτων DECT και GPS. Οι Σ - Δ διαμορφωτές παρουσιάζουν μικρότερη διαφορά μεταξύ απαιτούμενου και τελικά επιτεύξιμου λόγου σήματος προς θόρυβο. Συνεπώς οι διαμορφωτές Σ - Δ δείχνουν καταλληλότεροι για την μετατροπή του σήματος του παραδείγματος σε ψηφιακό. Τα παραπάνω σκιαγραφούνται στο σχήμα 2.9, όπου παρουσιάζονται η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου κβαντοποίησης ενός διαμορφωτή Σίγμα-Δέλτα, η μάσκα παρεμβολής για το πρότυπο GSM και το ελάχιστο λαμβανόμενο σήμα για λόγο σήματος προς θόρυβο ίσο με σχέση 12 dB. Η γραμμή 0dB αντιπροσωπεύει το επίπεδο λευκού θορύβου κβαντοποίησης που παράγεται από τους Flash μετατροπείς αναλογικού σήματος σε ψηφιακό.

Βασιζόμενοι στην ανάλυση των παραπάνω δύο παραγράφων και προκειμένου να εξεταστεί ποιος τύπος μετατροπέα αναλογικού σήματος σε ψηφιακό είναι καταλληλότερος για ψηφιοποίηση μερικής ζώνης δύο ακόμη σημαντικοί παράγοντες πρέπει να εξεταστούν: ο περιοριστικός για τον σχεδιασμό παράγοντας της κατανάλωσης ισχύος και η αποφυγή του φαινομένου aliasing που μπορεί να εμφανιστεί κατά την ψηφιοποίηση. Γενικά, υψηλότεροι χρόνοι δειγματοληψίας οδηγούν σε χαλαρωμένους aliasing περιορισμούς και συνεπώς σε απλούστερο σχεδιασμό anti-aliasing φίλτρων. Παρολά αυτά αντίβαρο αποτελεί το κόστος λόγω

μεγαλύτερης κατανάλωσης ισχύος. Η χρήση μεγαλύτερων χρόνων δειγματοληψίας έχει ως συνέπεια υψηλότερη αναλογία υπερδειγματοληψίας (oversampling ratio), πράγμα που έχει ως αποτέλεσμα κέρδος λόγω ισοδύναμης αύξησης την ανάλυσης του κβαντιστή όπως είδαμε παραπάνω. Το κέρδος αυτό αντισταθμίζει το κόστος λόγω υψηλής κατανάλωσης ισχύος. Από τις εξισώσεις που δίνουν την ανάλυση συναρτήσε του λόγου υπερδειγματοληψίας για τους δύο τύπους μετατροπών εξάγεται ότι οι Σ-Δ διαμορφωτές επιτυγχάνουν μεγαλύτερο κέρδος σε ανάλυση πράγμα που οδηγεί σε πιο αποδοτικές και οικονομικές υλοποιήσεις, ενώ ταυτόχρονα παρέχουν σημαντική αύξηση στο λόγο σήματος προς θόρυβο σε σύγκριση με τους Flash μετατροπείς, πράγμα ιδιαίτερα επιθυμητό στις κινητές τηλεπικοινωνίες. Οι Σ-Δ διαμορφωτές δείχνουν να ταιριάζουν στα χαρακτηριστικά του σήματος και συνεπώς κρίνονται κατάλληλοι για την ευρείας ζώνης ψηφιοποίηση σημάτων κινητών τηλεπικοινωνιών.

2.3.2 Ψηφιακή επεξεργασία σήματος

Πέραν των λειτουργιών που καθίστανται δύσκολο να υλοποιηθούν στο αναλογικό μέρος του συστήματος λόγω των απαιτήσεων που προβάλλουν υπάρχουν αναλόγως κρίσιμες λειτουργίες και στο ψηφιακό μέρος. Η μεταφορά του σήματος από τη μια ζώνη συχνοτήτων σε μια άλλη (down-conversion), η προσαρμογή του ρυθμού δειγμάτων (sample rate adaptation – decimation/interpolation) και λειτουργίες όπως η δημιουργία των καναλιών, η ακύρωση των παρεμβολών και η ανάκτηση του «σκορπισμένου» σήματος για spread spectrum συστήματα αποτελούν λειτουργίες που καταναλώνουν με ταχύ ρυθμό τους πόρους ενός Software Radio συστήματος.

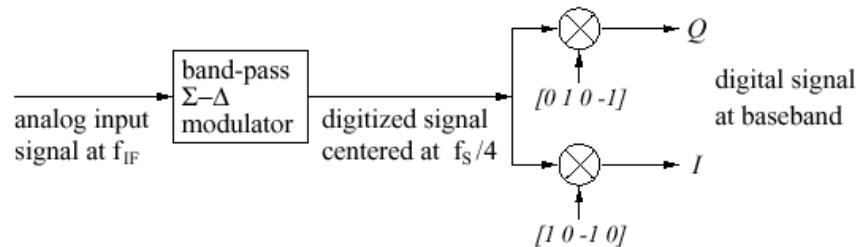
2.3.2.1 Ψηφιακή μεταφορά σήματος σε χαμηλή συχνότητα

Στην ενότητα 2.3.2.1 παρουσιάστηκε η τεχνική της ψηφιοποίησης μερικής ζώνης σε ενδιάμεση συχνότητα ως η καταλληλότερη για τις απαιτήσεις της σημερινής Software Radio τεχνολογίας. Μια και η επεξεργασία του σήματος είναι συνήθως ευκολότερη και κοστίζει λιγότερο όταν αυτό βρίσκεται στη βασική ζώνη, είναι σκόπιμη η μεταφορά του από την ενδιάμεση συχνότητα στην μηδενική πριν την επεξεργασία. Η ψηφιακή μεταφορά σήματος σε χαμηλή συχνότητα μετά από μετατροπή του από αναλογικό σε ψηφιακό παρουσιάζει ένα πλεονέκτημα σε σχέση με την αναλογική μεταφορά σήματος σε χαμηλή συχνότητα - που γίνεται πριν από την μετατροπή του σήματος σε ψηφιακό – το οποίο είναι η επίτευξη πολύ ικανοποιητικής συμφωνίας των καθέτων συνιστωσών εντός και εκτός φάσης του σήματος (I,Q matching). Η συμφωνία των συνιστωσών έχει ως άμεσο αποτέλεσμα την μη εμφάνιση των μη επιθυμητών παραμορφώσεων στον αστερισμό του σήματος οι οποίες αναφέρθηκαν και σε προηγούμενη παράγραφο (σχήμα 2.5).

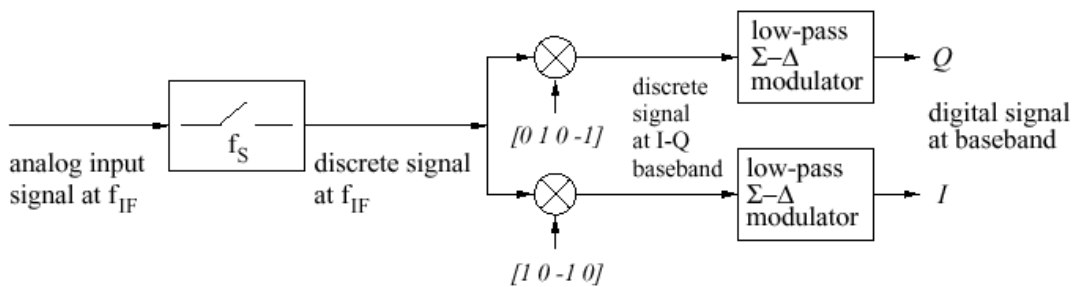
Οι παράμετροι που επηρεάζουν την υλοποίηση της ψηφιακής μετατροπής σήματος στη βασική ζώνη είναι η ενδιάμεση συχνότητα IF και ο χρόνος δειγματοληψίας, πόσο χρόνο διαρκεί κάθε δείγμα του σήματος. Αν η ενδιάμεση συχνότητα IF και ο χρόνος δειγματοληψίας επιλεγούν ώστε να υπακούουν στη σχέση:

$$f_{IR} = \frac{n}{4} f_S \quad , n = 1,3,5,\dots \quad (2.16)$$

αν δηλαδή η ενδιάμεση συχνότητα είναι περιττό πολλαπλάσιο του τετάρτου κλάσματος του ρυθμού δειγματοληψίας τότε η ψηφιακή μετατροπή του σήματος σε σήμα βασικής ζώνης μπορεί να υλοποιηθεί με πολλαπλασιασμό του σήματος με τις ακολουθίες $[0 \ 1 \ 0 \ -1]$ και $[1 \ 0 \ -1 \ 0]$ οι οποίες αναπαριστούν το ψηφιακό σήμα ημιτόνου και συνημιτόνου αντίστοιχα. Για $n=1$ το σήμα που μεταφέρεται στη βασική ζώνη είναι το αρχικό ψηφιοποιημένο σήμα, ενώ για $n>1$ ένα κατοπτρικό του αρχικού ψηφιοποιείται και στη συνέχεια μετατρέπεται σε σήμα βασικής ζώνης. Η δεύτερη περίπτωση αντιστοιχεί στην τεχνική υποδειγματοληψίας (sub-sampling). Σε



(α) Μετατροπή σήματος σε αναλογικό και μεταφορά στη βασική ζώνη



(β) Μεταφορά σήματος στη βασική ζώνη στο διακριτό πεδίο και μετατροπή σε αναλογικό

Σχήμα 2.10 : Μετατροπή σήματος σε ψηφιακό και μεταφορά στη βασική ζώνη

κάθε περίπτωση, η μέθοδος που περιγράφηκε είναι αυτή που πραγματοποιεί την μετατροπή του σήματος στην βασική ζώνη με την μικρότερη κατανάλωση πόρων.

Δεδομένης της προηγούμενης εξίσωσης που συνδέει την ενδιάμεση συχνότητα μεταφοράς του λαμβανόμενου σήματος και του ρυθμού δειγματοληψίας παρατηρείται ότι είναι δυνατόν να συνδυαστούν σε ένα στάδιο του δέκτη η μετατροπή του σήματος σε ψηφιακό και η μεταφορά του στη βασική ζώνη, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.10(α). Η εναλλαγή της σειράς των σταδίων της μετατροπής του από αναλογικό σε ψηφιακό γενικά και της μεταφοράς του σήματος στη βασική ζώνη γενικά δεν μπορεί να γίνει για λόγους που έχουμε ήδη αναφέρει. Παρόλα αυτά, υπό τους περιορισμούς που επιβάλλει η εξίσωση (16) η σειρά των δύο σταδίων μπορεί να αντιστραφεί. Στην περίπτωση αυτή πριν από τον αναλογικό μείκτη εισάγεται κύκλωμα που δειγματοληπτεί το σήμα στον επιθυμητό ρυθμό κρατώντας την τιμή του κάθε δείγματος σταθερή (κύκλωμα sample-and-hold) ενώ το κύκλωμα που ακολουθεί είναι η μετατροπή από αναλογικό σε ψηφιακό. Ο λόγος για τον οποίο η εναλλαγή των συστημάτων είναι θεμιτή ανάγεται στην χρήση Σ - Δ διαμορφωτών για την μετατροπή του σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό μια και οι κατωδιαβατοί Σ - Δ διαμορφωτές είναι πιο εύκολοι στην υλοποίηση από τους αντίστοιχους ζωνοδιαβατούς. Ακόμη, από

πλευράς κατανάλωσης ισχύος, η χρήση ενός ζωνοδιαβατού Σ - Δ διαμορφωτή ισοδυναμεί με χρήση δύο κατωδιαβατών.

2.3.2.2 Προσαρμογή του χρόνου δειγματοληψίας

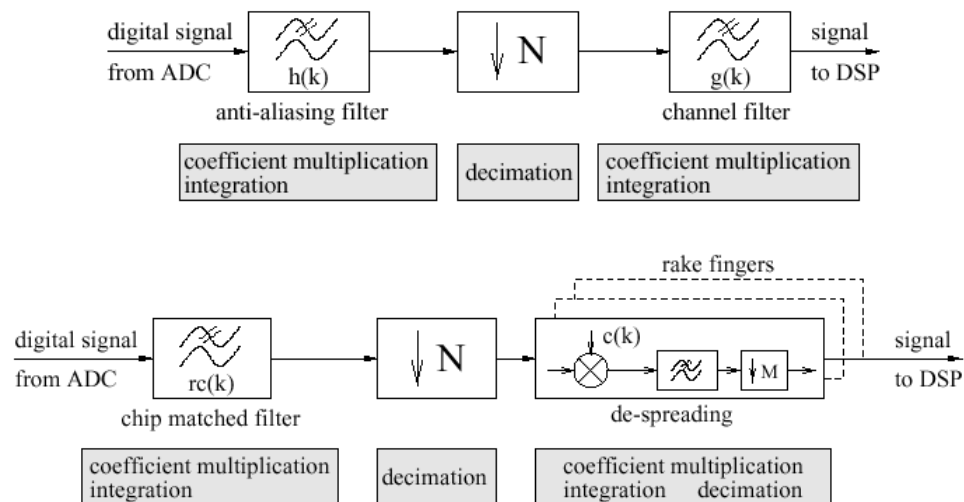
Ένας δέκτης Software Radio θα πρέπει εξορισμού να μπορεί να λαμβάνει σήματα διαφορετικών προτύπων και συνεπώς διαφόρων ρυθμών συμβόλων ή δειγμάτων. Ο ρυθμός στον οποίο γίνεται δειγματοληψία είναι παράμετρος του υλικού μετατροπής σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό και το εύρος στο οποίο ο ρυθμός αυτός μπορεί να μεταβάλλεται χαρακτηρίζει, όπως έχουμε ήδη αναφέρει, το σύστημα. Ο ρυθμός δειγματοληψίας μπορεί είτε να προσαρμόζεται στις ανάγκες του κάθε πρότυπο είτε να παραμένει σταθερός σε μια μέγιστη ανεκτή τιμή και να προσαρμόζεται στη συνέχεια σε μια προσπάθεια ικανοποιητικής μείωσής του. Έχει αναφερθεί η λύση των Σ - Δ διαμορφωτών όσον αφορά το κομμάτι της μετατροπής του σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό. Οι διαμορφωτές αυτοί χαρακτηρίζονται υπερδειγματοληπτικοί (oversampling) Σ - Δ διαμορφωτές μια και λειτουργούν σε μέγιστο ρυθμό δειγματοληψίας συνεπώς είναι απαραίτητη η προσαρμογή του ρυθμού του σήματος μετά από αυτούς.

Οι επιλογές που υπάρχουν για την προσαρμογή του χρόνου δειγματοληψίας του σήματος είναι αρκετές. Μια λύση είναι η διατήρηση της σχέσης μεταξύ της ενδιάμεσης συχνότητας και του χρόνου δειγματοληψίας που αναφέραμε στην προηγούμενη παράγραφο έτσι ώστε να τηρούνται οι προδιαγραφές για εύκολη μεταφορά του σήματος στην βασική ζώνη. Ταυτόχρονα, η συσχέτιση των f_{IF} και f_s καθιστά και τα δύο αυτά μεγέθη μεταβλητά, παραμέτρους δηλαδή της υλοποίησης, οι οποίες έχουν τη δυνατότητα να αλλάζουν από πρότυπο σε πρότυπο. Η αντιδιαμετρική λύση είναι, όπως αναφέρθηκε παραπάνω, η χρήση σταθερού ρυθμού δειγματοληψίας σε σταθερή ενδιάμεση συχνότητα ακολουθούμενη από διατάξεις ή λογισμικό προσαρμογής του ρυθμού δειγματοληψίας με χρήση μεθόδων παρεμβολής (interpolation). Μια επιλογή για την υλοποίηση της προσαρμογής του ρυθμού δειγματοληψίας είναι ο συνδυασμός των τεχνικών παρεμβολής και μείωσης ρυθμού (decimation) για αυξομείωσή του κατά ακέραιους παράγοντες. Η τεχνική αυτή στοχεύει σε κλασματική μείωση του ρυθμού δειγματοληψίας και γενικά θεωρείται ακριβή για τις ανάγκες ενός δέκτη Software Radio συστήματος λόγω των αναγκών που προκύπτουν για αποκοπή κατοπτρικών συχνοτήτων και απόρριψη αντιγράφων (aliases) μετά από τα στάδια κλασματικής αύξησης ή μείωσης του ρυθμού για σήματα εισόδου που έχουν μεγάλο δυναμικό εύρος. Μια δεύτερη επιλογή στην προσαρμογή του ρυθμού δειγματοληψίας συνίσταται στην χρήση απότομων φίλτρων επιλογής καναλιών τα οποία μειώνουν δραστικά το δυναμικό εύρος του σήματος εισόδου και καθιστούν την χρήση της προηγούμενης μεθόδου ελκυστικότερη μια και με αυτή οι απαιτήσεις για απόρριψη κατοπτρικών συχνοτήτων και φαινομένων alias είναι σημαντικά ελαστικότερες. Μια απλούστερη τακτική ονομάζεται ασύγχρονη μείωση του ρυθμού δειγματοληψίας (asynchronous decimation). Σε κάθε στάδιο μείωσης του ρυθμού δειγματοληψίας ένας αριθμός από δείγματα απορρίπτονται, μέχρι επίτευξης του τελικού ρυθμού δειγματοληψίας. Με την μέθοδο αυτή εισαγάγεται σφάλμα στο σήμα το οποίο είτε θα πρέπει να είναι ανεκτό, είτε να μπορεί να ακυρωθεί. Μια τεχνική που χρησιμοποιείται χρησιμοποιεί εκούσια προ-παραμόρφωση του σήματος (pre-distorting) έτσι ώστε η απόρριψη δειγμάτων να οδηγεί σε «καθαρό» σήμα. Η τεχνική αυτή αποτελεί την απλούστευση όσων έχουν αναφερθεί μέχρι τώρα και αυτό

γιατί αποφεύγει την παραμετροποίηση αναλογικών στοιχείων ενώ η μείωση του ρυθμού δειγματοληψίας γίνεται με άμεσο τρόπο.

2.3.2.3 Επιλογή καναλιού και αποεξάπλωση

Το στάδιο της επιλογής του καναλιού και αποεξάπλωσης του σήματος για συστήματα φασματικής εξάπλωσης αποτελεί το πρώτο στάδιο ενός δέκτη στο οποίο μπορεί να μεταβάλλονται εκτός από παράμετροι όπως το λαμβανόμενο εύρος ζώνης, ο ρυθμός δειγματοληψίας και οι αλγόριθμοι που υλοποιούν ένα ή περισσότερα τμήματά του.

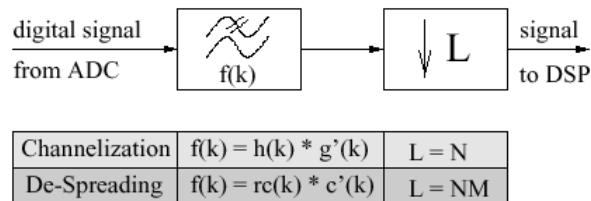


Σχήμα 2.11 : Προσαρμογή του εύρους ζώνης και επιλογή καναλιού / αποεξάπλωση

Το στάδιο αυτό αποτελεί επομένως το πρώτο προγραμματιζόμενο και όχι απλά παραμετροποιήσιμο στάδιο ενός δέκτη Software Radio. Σε ένα σύστημα FDMA επιλογή καναλιού είναι η λειτουργία στην οποία με κατάλληλο φίλτρο επιλογής λαμβάνεται η το εκπεμπόμενο σήμα, ενώ ταυτόχρονα αποκλείονται τα σήματα παρεμβολής. Η παραπάνω λειτουργία μπορεί να συνδέεται με το στάδιο της προσαρμογής του ρυθμού δειγματοληψίας. Μια και τα φίλτρα που εκτελούν decimation είναι κατωδιαβατά ταυτόχρονα λειτουργούν κατά μια έννοια και ως φίλτρα επιλογής καναλιού, ή τουλάχιστον βοηθούν τα μετέπειτα φίλτρα επιλογής καναλιού. Τα φίλτρα επιλογής καναλιού σχεδιάζονται ώστε να έχουν πολύ πιο απότομες μεταβάσεις μεταξύ των ζωνών αποκοπής και διάβασης και συχνά υλοποιούνται προσαρμοσμένα φίλτρα για τον σκοπό αυτόν. Το στάδιο της επιλογής καναλιού μπορεί να τοποθετηθεί πριν ή μετά το στάδιο της προσαρμογής του ρυθμού δειγματοληψίας, με την δεύτερη επιλογή να είναι πιο συμφέρουσα από την άποψη της κατανάλωσης ισχύος μια και το φίλτρο θα λειτουργεί σε χαμηλότερους ρυθμούς. Σε αντιστοιχία με την επιλογή καναλιού, στα συστήματα φασματικής εξάπλωσης πρέπει να εκτελεστεί η αποεξάπλωση του σήματος για να ληφθεί το σήμα πληροφορίας. Οι λειτουργίες που πρέπει να γίνουν είναι (από)συσχέτιση και μείωση του ρυθμού δειγματοληψίας για να επιτευχθεί ο προδιαγεγραμμένος ρυθμός συμβόλων.

Παρατηρώντας τις βασικές λειτουργίες οι οποίες πρέπει να γίνουν και στις δύο περιπτώσεις βλέπουμε ότι οι λειτουργίες της συσχέτισης και του φιλτραρίσματος συνίστανται στον πολλαπλασιασμό του σήματος με γνωστούς συντελεστές και στη

συνέχεια ολοκλήρωση (ή άθροιση). Η επόμενη λειτουργία που πρέπει να εκτελεστεί και στις δύο περιπτώσεις είναι η μείωση του ρυθμού δειγματοληψίας. Στο σχήμα 2.11 παρουσιάζονται οι λειτουργίες επιλογής καναλιού, αποεξάπλωσης σήματος και μείωσης του ρυθμού δειγματοληψίας σε συστήματα διαίρεσης συχνότητας και φασματικής εξάπλωσης.



Σχήμα 2.12 : Γενικευμένο στάδιο επιλογής καναλιού και αποεξάπλωσης

Λόγω των υψηλών ρυθμών δειγματοληψίας στους οποίους γίνονται υπολογισμοί οι παραπάνω λειτουργίες δεν μπορούν να εκτελεστούν από ψηφιακούς επεξεργαστές σημάτων (DSPs) με τις σημερινές επιδόσεις, πράγμα που σημαίνει ότι πρέπει να εκτελεστούν σε υλικό σχεδιασμένο για ειδικά για τις λειτουργίες αυτές. Το υλικό αυτό θα πρέπει να είναι «γενικό» και παραμετροποιήσιμο έτσι ώστε να μπορούν να τρέξουν πάνω σε αυτό όλα τα επιθυμητά πρότυπα.

2.3.2.4 Θέματα που σχετίζονται με την υλοποίηση

Είναι γνωστό ότι η συνέλιξη ενός σήματος $x(t)$ με σήμα $h(t)$ μπορεί να υλοποιηθεί με την βοήθεια της συσχέτισης του σήματος με το σήμα $h(-t)$. Η σχέση αυτή μεταξύ συνέλιξης και συσχέτισης γίνεται προφανής από τους ορισμούς των δυο μεγεθών:

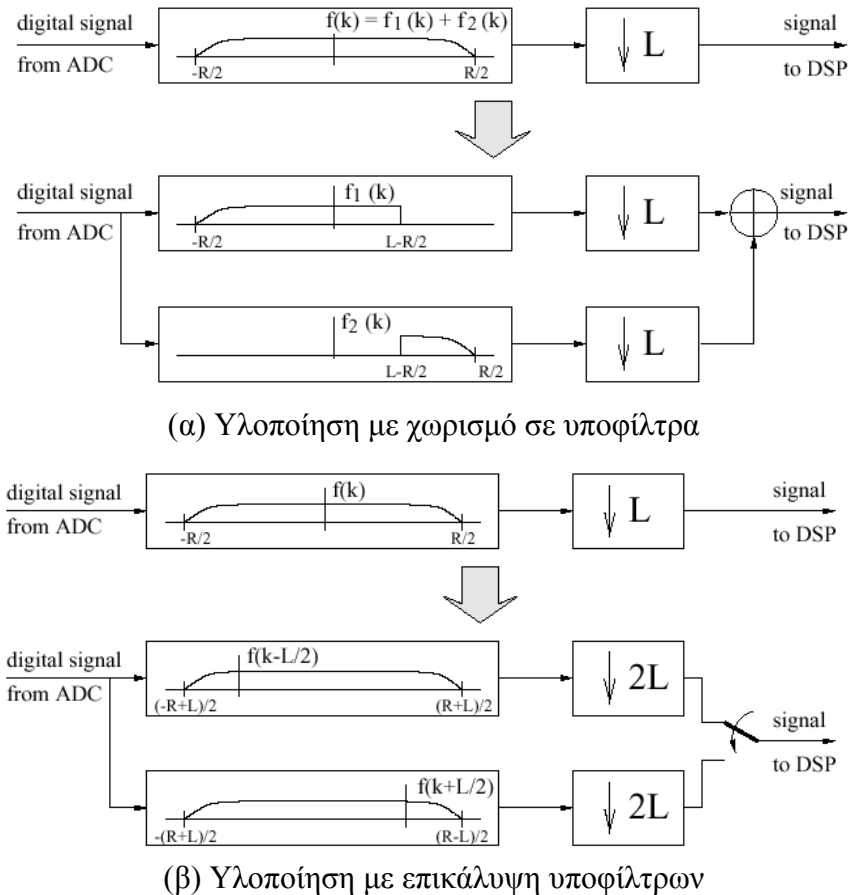
$$y_{\text{corr}}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)h(t + \tau)d\tau \quad (2.17)$$

$$y_{\text{conv}}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau \quad (2.18)$$

Θα μπορούσε λοιπόν να συνδεθεί η λειτουργία ενός φίλτρου η οποία βασίζεται ως γνωστό στην πράξη της συνέλιξης με την τυπική λειτουργία αποεξάπλωσης η οποία βασίζεται στην συσχέτιση και να χρησιμοποιηθεί μη-εξειδικευμένο υλικό για την αποπεράτωση των δυο αυτών λειτουργιών. Καταρχήν παρατηρούμε ότι η αποσυσχέτιση σήματος με χρήση κώδικα $c(k)$ ισοδυναμεί με την είσοδο του σήματος σε φίλτρο πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (FIR – Finite Impulse Response) με κρουστική απόκριση ίση με $c(k)$ το οποίο ακολουθείται από διάταξη που μειώνει τον ρυθμό δειγματοληψίας⁸. Στη συνέχεια παρατηρούμε ότι τα στάδια της μείωσης του

⁸ Αν ο βαθμός εξάπλωσης είναι μικρότερος του μήκους κωδικής λέξης η κρουστική απόκριση του φίλτρου είναι χρονικά μεταβαλλόμενη και κυλιόμενη πάνω στη συνάρτηση $c(k)$. Εδώ θεωρείται ότι

ρυθμού δειγματοληψίας κατά παράγοντα N και του φίλτρου επιλογής καναλιού για το σύστημα διαίρεσης συχνότητας ή του φίλτρου αποεξάπλωσης για σύστημα εξάπλωσης φάσματος μπορούν να αλλάξουν σειρά αν η κρουστικές αποκρίσεις «γεμίσουν με μηδενικά» (zero padding), μια και το φίλτρο θα λειτουργεί πλέον σε μεγαλύτερο ρυθμό. Το φίλτρο που προκύπτει, έστω $g(k)$ και $c(k)$ αντίστοιχα, μπορεί να συνδυαστεί σε ένα και μόνο φίλτρο με το anti-aliasing φίλτρο να προηγείται του σταδίου μείωσης του ρυθμού δειγματοληψίας κατά παράγοντα N στην αρχική αρχιτεκτονική. Το προκύπτον αποτέλεσμα είναι να έχει η γενική πλατφόρμα υλικού



Σχήμα 2.13 : Υλοποίηση του φίλτρου επιλογής καναλιού και αποεξάπλωσης

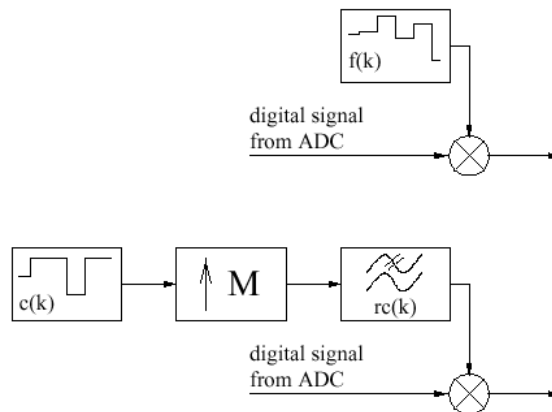
την δυνατότητα να εκτελεί και φιλτράρισμα αποκοπής καναλιού και αποεξάπλωση, πράγμα που φαίνεται στο σχήμα 2.12.

Αν και η παραπάνω αρχιτεκτονική είναι βολική και αρκετά γενική για τους σκοπούς του δέκτη για Software Radio, λόγω του πολύ μεγάλου αριθμού από συντελεστές οι οποίοι πρέπει να υπολογιστούν για το φίλτρο δεν μπορεί να υλοποιηθεί αποτελεσματικά με τον συγκεκριμένο αριθμό συντελεστών. Αν όμως ο αριθμός των συντελεστών του φίλτρου R και ο παράγοντας μείωσης του ρυθμού δειγματοληψίας L είναι ίσοι, τότε μόνο ένα δείγμα εξόδου υπολογίζεται για R δείγματα εισόδου πράγμα που επιτρέπει την υλοποίηση του κυκλώματος με τετριμμένο τρόπο – ένα κύκλωμα πολλαπλασιασμού και ένα κύκλωμα ολοκλήρωσης. Δυστυχώς όμως στην

$c(k)$ είναι η κρουστική απόκριση για να γίνουν πιο προφανείς οι ομοιότητες των λειτουργιών επιλογής καναλιού και αποεξάπλωσης

γενική περίπτωση οι συντελεστές R και L δεν είναι ίσοι. Γενικά ισχύει $R > L$ πράγμα που οφείλεται είτε στο πλήθος των συντελεστών που απαιτούνται για την υλοποίηση απότομου φίλτρου πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης στη περίπτωση φίλτρου καναλιού για σύστημα διαίρεσης συχνότητας, είτε στις πολλές τιμές που απαιτούνται για την συσχέτιση του σήματος με την ακολουθία των chips στην περίπτωση του συστήματος εξάπλωσης φάσματος.

Για να χρησιμοποιήσουμε την εν λόγω αρχιτεκτονική θα πρέπει να χρησιμοποιούμε συντελεστές φίλτρου λιγότερους από L . Αυτό μπορεί να επιτευχθεί από την διαίρεση



Σχήμα 2.14 : Υλοποίηση της μείξης του σήματος με την έξοδο του γενικευμένου φίλτρου επιλογής καναλιού και αποεξάπλωσης

της συνολικής απόκρισης συχνότητας του φίλτρου, η οποία έχει μήκος R σε τμήματα μήκους $R_{sub} \leq L$. Η απόκριση συχνότητας, και συνεπακόλουθα το φίλτρο, χωρίζονται και αυτά σε τμήματα τα οποία εκτελούνται παράλληλα και συντίθενται όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 2.13(α). Μια διαφορετική προσέγγιση συνίσταται στην προτιμότερη αύξηση του συντελεστή μείωσης του χρόνου δειγματοληψίας L αντί για την μείωση του αριθμού των συντελεστών του φίλτρου, πράγμα που επίσης οδηγεί στην υλοποίηση πολλών παράλληλων φίλτρων, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.13(β). Οι παραπάνω αρχιτεκτονικές θυμίζουν πολυφασικές υλοποιήσεις γραμμικών χρονικά αναλλοίωτων συστημάτων. Ωστόσο, η κλασική πολυφασική προσέγγιση αναλύει ένα σήμα σε διαφορετικές υποδειγματοληπτούμενες φάσεις που αποτελούν το αρχικό σήμα. Στις πολυφασικές όμως υλοποιήσεις ο ρυθμός του ρολογιού έρχεται σε trade-off με τις απαιτήσεις από το υλικό, κάτι που δεν συμβαίνει με την παρούσα περίπτωση η οποία απλά χρησιμοποιεί παραλληλισμό. Ο κατακερματισμός και παραλληλισμός του FIR φίλτρου δεν επιφέρει πρόσθετο κόστος στο υλικό και αυτό γιατί οι λειτουργίες που εκτελούνται παράλληλα δεν έχουν διαφορετικές απαιτήσεις η μια από την άλλη όπως φαίνεται από το παραπάνω σχήμα. Ένα πλεονέκτημα του τρόπου υλοποίησης αποτελεί η δυνατότητα που προσφέρεται για υλοποίηση rake δεκτών στους οποίους κάθε «δάκτυλο» του δέκτη μπορεί να επαναχρησιμοποιείται είτε για σύστημα διαίρεσης συχνότητας είτε για το σύστημα εξάπλωσης φάσματος. Το προσαρμοσμένο φίλτρο στα chips του συστήματος φασματικής εξάπλωσης μπορεί για παράδειγμα να είναι κοινό για όλα τα fingers του rake δέκτη. Ένα σημείο στο οποίο πρέπει να δοθεί έμφαση αποτελεί ο πολλαπλασιασμός που εκτελείται στον κάθε παράλληλο κλάδο του φίλτρου. Το σήμα εισόδου πολλαπλασιάζεται με την μετατοπισμένη κρουστική απόκριση $f(k)$ στην περίπτωση του κερματισμού της απόκρισης του φίλτρου ή με ένα μέρος της $f(k)$ στην περίπτωση της αύξησης του

παράγοντα μείωσης του ρυθμού δειγματοληψίας. Στην πρώτη περίπτωση η $f(k)$ παράγεται ως το αποτέλεσμα της συνέλιξης αρκετών φίλτρων ενώ στην δεύτερη προκύπτει μετά από αποσυσχέτιση και συνέλιξεις. Ο εν λόγω πολλαπλασιασμός μπορεί συνεπώς να εκτελεστεί όπως δείχνει το σχήμα 2.14. Ο τρόπος αυτός εξοικονομεί μνήμη γιατί η αποθήκευση του $c(k)$ ή του $h(k)$ είναι πολύ πιο εύκολη και καταλαμβάνει πολύ πιο λίγο χώρο από την αποθήκευση του $f(k)$.

2.4 Σύνοψη

Η εφαρμογή της τεχνολογίας του Software Radio είναι εφικτή με τα σημερινά τεχνολογικά δεδομένα υπό σχετικά χαμηλό κόστος και κατανάλωση ισχύος ακόμη και για τερματικούς σταθμούς κινητής επικοινωνίας. Αν και τεχνικές όπως η ψηφιοποίηση γενικής ζώνης συχνοτήτων δεν μπορούν να υλοποιηθούν εκ των πραγμάτων για τα συστήματα κυψελοειδούς επικοινωνίας η ψηφιοποίηση μερικής ζώνης είναι τεχνική υλοποιήσιμη παρά τα προβλήματα κατανάλωσης σε ισχύ και αντιμετώπισης της παρεμβολής τα οποία παρουσιάζονται. Οι αρχιτεκτονικές λύσεις υπάρχουν για την ψηφιοποίηση μερικής ζώνης με κύρια την μετατροπή του σήματος σε ενδιάμεση συχνότητα, ενέργεια που καθίσταται αναγκαία για την αντιμετώπιση της ισχύος στην συνεχή συνιστώσα. Το πλήθος των αναλογικών στοιχείων που θα περιλαμβάνει η αρχιτεκτονική εξαρτάται από το πόσο «ψηφιακό» μπορεί να είναι το σύστημα. Οι Σίγμα-Δέλτα μετατροπείς είναι ικανοί για την αποτελεσματική μετατροπή του σήματος GSM το οποίο είναι το σήμα προτύπου από το οποίο εγείρουν οι πιο ισχυροί περιορισμοί στο δυναμικό εύρος μετατροπέων. Παρόλα αυτά, η πρόοδος που επιτελείται πάνω στην έρευνα για την ανάπτυξη μετατροπέων σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό πεδίο εγγυάται ότι πολύ σύντομα θα μπορούν και άλλες τεχνολογίες μετατροπέων να αντεπεξέλθουν στις απαιτήσεις της τεχνολογίας του Software Radio. Το πλήθος των αναλογικών στοιχείων μπορεί επομένως να μειωθεί στο ελάχιστο και συνεπώς το σήμα μπορεί να υποστεί ψηφιακή επεξεργασία. Οι ρυθμοί που προκύπτουν από την επεξεργασία αυτή είναι αρκετά υψηλοί πράγμα το οποίο οδηγεί σε κατανάλωση αλλά και κόστος. Αναζητώνται τεχνικές απλής επεξεργασίας σήματος ενώ παράλληλα ερευνώνται οι τρόποι συνδυασμού των διαφορετικών λειτουργιών σε ζωνοπερατό επίπεδο. Σε βασικό επίπεδο η συνδυαστική λύση για όλες τις τεχνολογίες είναι οι επεξεργαστές ψηφιακού σήματος ή οι επεξεργαστές γενικού σκοπού ή οποιαδήποτε κατάλληλη τεχνολογία επεξεργαστών.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Προσομοίωση ζεύξης GSM

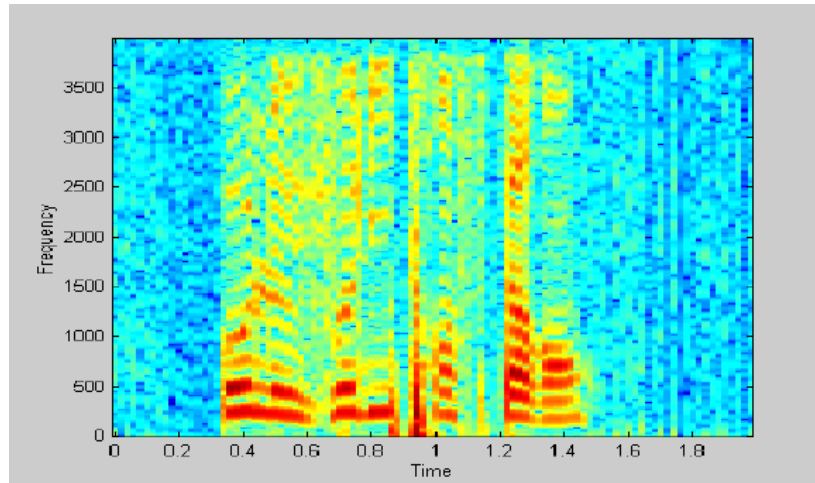
Το μοντέλο που υλοποιήθηκε σε Simulink αποτελείται από δύο δομικά υποσυστήματα, τα συστήματα του πομπού και του δέκτη τα οποία έχουν συμμετρική δομή. Όσον αφορά τον πομπό η υλοποίηση περιλαμβάνει τα υποσυστήματα από το σύστημα κωδικοποίησης φωνής, μέχρι και το σύστημα κωδικοποίησης καναλιού, διαφύλλωσης και διαμόρφωσης. Το σύστημα κωδικοποίησης φωνής που υλοποιήθηκε για το σύστημα GSM έχει επίκεντρο την Regular Pulse Excitation – Long Term Prediction Voice Coding (RPE – LTP) κωδικοποίηση φωνής η οποία περιγράφεται από το ευρωπαϊκό πρότυπο περί ψηφιακών κυψελοειδών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων του ευρωπαϊκού οργανισμού προτυποποίησης (ETSI), ETSI EN 300 961 v7.0.2 έκδοση 1998 για το GSM. Η υλοποίηση ακολούθησε το παραπάνω πρότυπο.

3.1 Κωδικοποίηση φωνής

3.1.1 Το μοντέλο παραγωγής της φωνής

Ο κωδικοποιητής RPE-LTP ανήκει στην κατηγορία vocoders κωδικοποιητών, οι οποίοι επιχειρούν την κωδικοποίηση του σήματος της ομιλίας σε συντελεστές συγκεκριμένου μαθηματικού μοντέλου πάνω στο οποίο βασίζονται και το οποίο προσομοιώνει την διαδικασία παραγωγής της φωνής. Την έτερη κατηγορία κωδικοποιητών φωνής αποτελούν οι κωδικοποιητές κυματομορφών (waveform coders), οι οποίοι προσπαθούν να αντιγράψουν ή να αναπαραγάγουν την κυματομορφή όσο πιο πιστά μπορούν (π.χ. παλμοκωδικοί διαμορφωτές, διαφορική διαμόρφωση) ενώ υπάρχει και η κατηγορία υβριδικών συστημάτων. Κατά κανόνα οι vocoders επιτυγχάνουν μεγαλύτερη συμπίεση πληροφορίας και καλή ποιότητα φωνής η οποία όμως έχει κάπως «ρομποτική» χροιά σε σχέση με την ποιότητα από κωδικοποιητές κυματομορφών (waveform coders) υψηλών ρυθμών.

Το μοντέλο το οποίο χρησιμοποιούν πολλοί κωδικοποιητές φωνής και μαζί με αυτούς και ο RPE-LPC κωδικοποιητής φωνής του GSM βασίζεται σε ορισμένες σημαντικές ιδιότητες της φωνής και ενός θεωρητικού μοντέλου που επιχειρεί την προσέγγιση της ανθρώπινης φωνητικής οδού. Το σήμα φωνής φέρει το χαρακτηριστικό ότι για πολύ μικρές χρονικές περιόδους – της τάξης των λίγων μόλις δεκάδων χιλιοστών του δευτερολέπτου – μπορεί να θεωρηθεί ημι-στατικό υπό την έννοια ότι η συσχέτισή του



Σχήμα 3.1 : Διάγραμμα φάσματος φωνής σε άξονες συχνότητας και χρόνου που παρουσιάζει τον ημιστατικό χαρακτήρα της φωνής σε μικρή κλίμακα

με το σήμα επόμενων ή προηγούμενων τιμών αντίστοιχου εύρους χρόνου είναι μεγάλη. Στο σήμα φωνής μπορούν να αναγνωριστούν περιοχές με περίπου περιοδική μορφή στον χρόνο - ή αρμονικό περιεχόμενο στη συχνότητα - και περιοχές με τυχαία μορφή στο πεδίο του χρόνου και αντίστοιχα συχνοτικό περιεχόμενο σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Οι πρώτες περιοχές ονομάζονται ηχηρές και αντιστοιχούν στην άρθρωση φωνηέντων και η δεύτερες ονομάζονται άφωνες και αντιστοιχούν σε άρθρωση άηχων ή κρουστικών φθόγγων όπως είναι τα σύμφωνα. Η παραγωγή ηχηρού σήματος προκαλείται από την διέγερση της φωνητικής οδού από ημιπεριοδικά γλωττικά⁹ κύματα αέρα που γεννώνται από την ταλάντωση των φωνητικών χορδών καθώς περνάει από αυτά αέρας που προέρχεται από τους πνεύμονες¹⁰. Η συχνότητα αυτών των κυμάτων είναι το επονομαζόμενο «pitch». Το συχνοτικό φάσμα των ηχηρών σημάτων χαρακτηρίζεται από το αρμονικό τους φάσμα, το οποίο γεννάται από την ταλάντωση των φωνητικών χορδών, και από την περιβάλλουσά του η οποία διαμορφώνεται από τα χαρακτηριστικά των κοιλοτήτων από τις οποίες περνάει ο ήχος, τον φάρυγγα και την στοματική κοιλότητα. Η φασματική περιβάλλουσα αντανακλά τα αποτελέσματα της συνάρτησης μεταφοράς της φωνητικής οδού και χαρακτηρίζεται από περιοχές όπου το σήμα είναι προϊόν αντήχησης και έχει συνεπώς μεγάλο πλάτος. Οι περιοχές αυτές αποτελούν τα λεγόμενα τα λεγόμενα formants. Η σημασία των formants είναι καίρια και συνίσταται στην αντίληψη και αναγνώριση του ήχου από τον άνθρωπο¹¹. Συνήθως τα πρώτα τρία formants εμφανίζονται κάτω από τη συχνότητα των 3KHz. Το μοντέλο παραγωγής άφωνων ήχων συνίσταται στην διέγερση της φωνητικής οδού από θόρυβο ο οποίος έχει φάσμα τόσο σε χαμηλές, όσο και σε υψηλές συχνότητες. Η άφωνοι ήχοι δημιουργούνται από την έλευση αέρα από κάποιο εμπόδιο.

⁹ Γλωττίδα ονομάζεται το κενό ανάμεσα στις φωνητικές χορδές από το οποίο περνά αέρας και προκαλεί ταλάντωση σε αυτές.

¹⁰ Η φωνή είναι κάθε άλλο παρά ταλάντωση των φωνητικών χορδών. Ο ήχος που παράγεται από αυτές διασχίζει το εσωτερικό του λαιμού, περνάει την γλώσσα ανακλάται από τον ουρανίσκο του στόματος όπου εξερχόμενος προσκρούει στα χείλη και στα δόντια

¹¹ Κάθε ανακλαστική ηχητική κοιλότητα χαρακτηρίζεται από πεπερασμένο και συνήθως μικρό αριθμό από formants

3.1.2 Κωδικοποίηση φωνής analysis-by-synthesis

Η κωδικοποίηση φωνής με χρήση RPE-LTP κωδικοποιητή φωνής μοντελοποιεί την παραγωγή του σήματος φωνής με βάση δύο φίλτρα, το λεγόμενο φίλτρο γραμμικής πρόβλεψης βραχείας χρονικής περιόδου (short term LPC - short term Linear Prediction Coding) και το φίλτρο γραμμικής πρόβλεψης ευρείας χρονικής περιόδου. Με τον τρόπο αυτό η φωνή αναλύεται στο μοντέλο της φωνητικής οδού στον πομπό ενώ στον δέκτη γίνεται το αντίθετο – η σύνθεση. Η διαδικασία αυτή της ανάλυσης και σύνθεσης έδωσε το όνομα της στην οικογένεια vocoders στην οποία ανήκει και ο RPE-LTP. Αν $E(z)$ είναι το σήμα διέγερσης, $1/B(z)$ είναι το φίλτρο σύνθεσης φωνής που μοντελοποιεί την στοματική και ρινική κοιλότητα και $S(z)$ το φωνητικό σήμα τότε το μοντέλο σύνθεσης θα είναι

$$S(z) = \frac{E(z)}{B(z)} \quad (3.1)$$

όπου το φίλτρο σύνθεσης θα είναι $1/B(z)$ δηλαδή,

$$B(z) = 1 - \sum_{i=1}^M b_i z^{-i} \quad (3.2)$$

Το φίλτρο έχει μόνο πόλους, όπως φαίνεται από την παραπάνω εξίσωση οι οποίοι είναι M στον αριθμό. Παρατηρούμε ακόμη ότι η συνάρτηση μεταφοράς παράγει στην έξοδο το σταθμισμένο άθροισμα των προηγούμενων εισόδων. Το φίλτρο αυτού του τύπου ονομάζεται και φίλτρο πρόβλεψης γιατί έχοντας το σήμα φωνής και επιλέγοντας κατάλληλα την συνάρτηση μεταφοράς του - τα βάρη σταθμίσεως - μπορούμε να αντιστρέψουμε την διαδικασία παραγωγής φωνής και να προβλέψουμε το σήμα διέγερσης. Στον RPE-LTP vocoder το πλήθος των παραμέτρων - βαρών είναι $M=8$. Η πρόβλεψη γίνεται με τη βοήθεια της εξίσωσης:

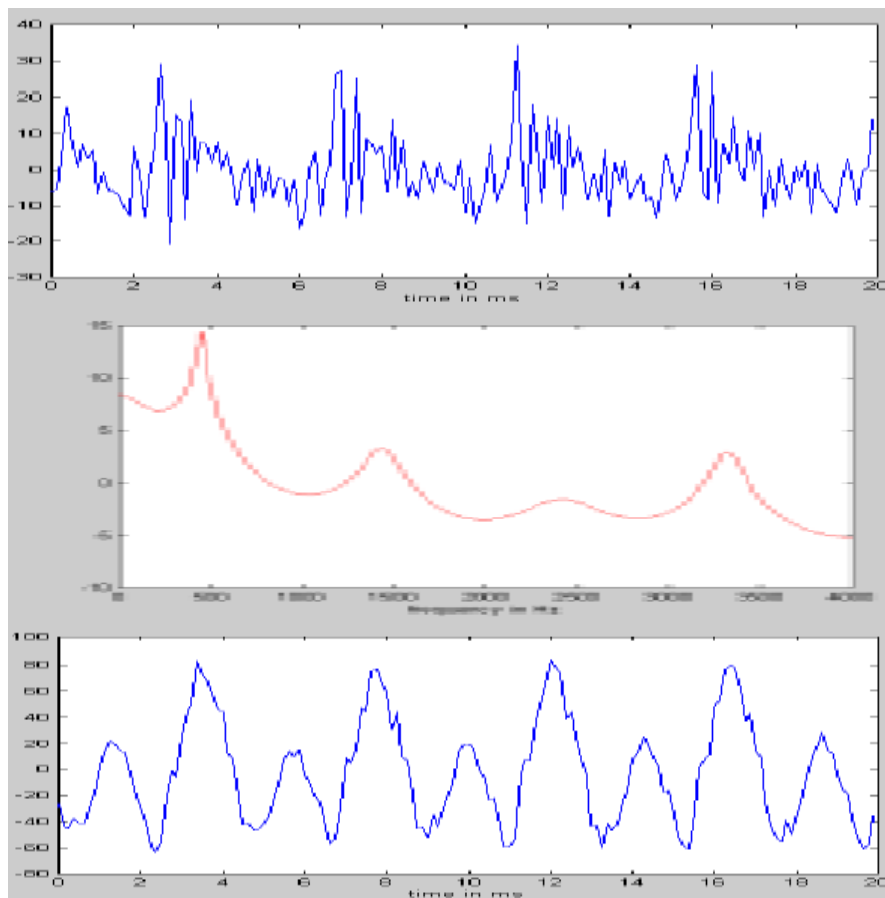
$$E(z) = S(z) B(z) \quad (3.3)$$

Στην παραπάνω εξίσωση η αντίστροφη συνάρτηση του φίλτρου σύνθεσης $B(z)$ ονομάζεται και φίλτρο ανάλυσης. Το πρώτο μας βοηθάει να συνθέσουμε το σήμα φωνής από το σήμα διέγερσης και το δεύτερο μας βοηθάει να αναλύσουμε τη φωνή και να πάρουμε το σήμα διέγερσης. Από την παραπάνω εξίσωση προκύπτει ότι το σήμα διέγερσης ισούται με την διαφορά του σήματος φωνής με την προβλεπόμενη τιμή του που προκύπτει από την σταθμισμένη άθροιση των M προηγούμενων τιμών του.

$$E(z) = S(z) \left(1 - \sum_{i=1}^M b_i z^{-i} \right) \quad (3.4a)$$

$$e[n] = s[n] - \hat{s}[n] \quad (3.4b)$$

Στη συνέχεια αναζητούνται οι συντελεστές του φίλτρου οι οποίοι ελαχιστοποιούν την μέση τετραγωνική διαφορά μεταξύ προβλεπόμενης και πραγματικής τιμής του σήματος ομιλίας:



Σχήμα 3.2 : Μοντέλο παραγωγής φωνής (α) Το σήμα διέγερσης (β) Η απόκριση του φίλτρου σύνθεσης και (γ) Το παραγόμενο σήμα φωνής

$$E = \sum_n e[n]^2 = \sum_n \left(s[n] - \sum_{k=1}^M b_k s[n-k] \right)^2 \quad (3.5)$$

Οι συντελεστές προκύπτουν από παραγωγή ως προς τον καθένα χωριστά και επακόλουθη λύση της εξίσωσης.

Οι παραπάνω εξισώσεις ορίζουν το μοντέλο ανάλυσης το οποίο εφαρμόζεται σε βραχεία χρονική κλίμακα (short term analysis) και καταφέρνει να κωδικοποιήσει τα γενικά χαρακτηριστικά του σήματος φωνής. Λόγω όμως του γεγονότος ότι το σήμα φωνής δεν είναι απόλυτα περιοδικό στο σήμα διέγερσης παραμένει πληροφορία που σχετίζεται με τα μεγάλης χρονικής κλίμακας (long term) χαρακτηριστικά του σήματος. Με σκοπό την αναπαράσταση του $e[n]$ με μειωμένο πλήθος δυαδικών ψηφίων, η παραπάνω περίσσεια πληροφορίας αφαιρείται. Πιο συγκεκριμένα, αναζητάται η ενίσχυση και η καθυστέρηση η οποία αν εφαρμοστούν στο σήμα διέγερσης ελαχιστοποιούν τη διαφορά του από την τιμή του σήματος από τα προηγούμενα πλαίσια. Αρχικά εκτελείται συσχέτιση με τα προηγούμενα σήματα και

αυτό που δίνει την μέγιστη συσχέτιση καθορίζει και την τιμή της καθυστέρησης. Στη συνέχεια υπολογίζεται το κέρδος, το οποίο δίδεται από την μέγιστη συσχέτιση διαιρούμενη με την ενέργεια του σήματος διέγερσης. Η διαδικασία αυτή απεικονίζει το μοντέλο ανάλυσης ευρείας χρονικής κλίμακας (long term analysis) στο οποίο το σήμα $e[n]$ αναφέρεται και ως εναπομείναν (residual) σήμα.

Με την παραπάνω διαδικασία κωδικοποιείται το περιοδικό (και συνεπώς προβλέψιμο) μέρος του σήματος διέγερσης. Το σήμα που απομένει είναι κατά πάσα πιθανότητα είτε πολύ αδύναμο είτε τυχαίο. Αν το αρχικό πλαίσιο αντιστοιχούσε σε ηχηρό σήμα τότε η ανάλυση ευρείας χρονικής κλίμακας αναμένεται να έχει προβλέψει το γλωττικό σήμα και το εναπομείναν σήμα αναμένεται να είναι αρκετά αδύναμο. Αν όμως πρόκειται για άφωνο, το εναπομείναν σήμα αναμένεται να είναι θορυβικό και συνεπακόλουθα δεν είναι απαραίτητο κωδικοποιηθεί με ακρίβεια.

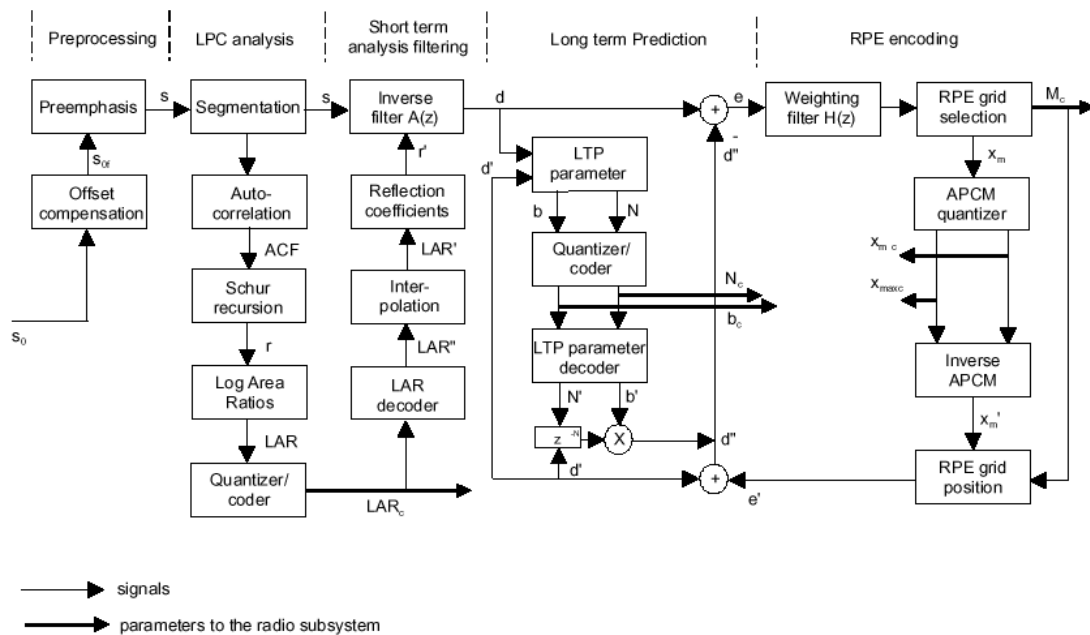
3.1.3 RPE-LTP κωδικοποίηση φωνής

Η κωδικοποίηση RPE-LTP ανήκει στην οικογένεια κωδικοποιήσεων γραμμικής πρόβλεψης ανάλυσης-σύνθεσης (analysis-by-synthesis linear prediction). Πρόκειται για μη συμμετρική μέθοδο κωδικοποίησης λόγω του ότι ο χρόνος που απαιτείται για την κωδικοποίηση είναι αρκετά μεγαλύτερος από αυτόν που απαιτείται για την αποκωδικοποίηση. Η μέθοδος κωδικοποίησης αυτή είναι επίσης και απωλεστική. Η κωδικοποίηση RPE-LTP αποδίδει ρυθμό 13Kbps στην έξοδο του κωδικοποιητή της φωνής.

Το σήμα φωνής στην είσοδο του κωδικοποιητή αρχικά δειγματοληπτείται με συχνότητα 8KHz και κβαντίζεται γραμμικά με ανάλυση 13bits. Στη συνέχεια σχηματίζονται πλαίσια 160 δειγμάτων τα οποία κωδικοποιούνται σε παραμέτρους που μετατρέπονται σε 260bits. Κάθε τέτοιο πλαίσιο διαρκεί 20 msec, διάστημα το οποίο προσεγγίζει τον χρόνο ταλάντωσης της γλωττίδας για άνθρωπο με πολύ χαμηλή (μπάσα) φωνή. Με αυτήν την κωδικοποίηση, ένα δευτερόλεπτο ομιλίας μετατρέπεται σε 1625bytes ενώ ένα megabyte συμπιεσμένης φωνής ισοδυναμεί με ομιλία λίγο πάνω από δέκα λεπτών. Ο κωδικοποιητής φωνής μετατρέπει το σήμα εισόδου σε παραμέτρους που προέκυψαν από την ανάλυση πρόβλεψης βραχείας και ευρείας χρονικής κλίμακας και από παραμέτρους από το σήμα που απέμεινε. Οι παράμετροι αυτοί κβαντίζονται και κωδικοποιούνται με σκοπό να σχηματιστεί στη συνέχεια το πλαίσιο των 260 bits το οποίο προωθείται στο επόμενο στάδιο του πομπού. Στον δέκτη ακολουθεί η αντίστροφη διαδικασία: από κάθε πλαίσιο που αποτελείται πλέον από bits, λαμβάνονται οι παράμετροι του κωδικοποιητή φωνής και με τη βοήθεια αυτών δημιουργούνται διαδοχικά το εναπομείναν σήμα-παλμός, η έξοδος του φίλτρου πρόβλεψης ευρείας χρονικής κλίμακας και η έξοδος του φίλτρου πρόβλεψης βραχείας χρονικής κλίμακας. Πίσω στον κωδικοποιητή, κάθε 20msec τα 260 δείγματα φωνής υποβάλλονται σε κωδικοποίηση γραμμικής πρόβλεψης. Οι παράμετροι που προκύπτουν μετατρέπονται σε μορφή log area ratios¹², κβαντίζονται και στη συνέχεια μεταδίδονται. Το σήμα διέγερσης που προκύπτει από την ανάλυση βραχείας χρονικής κλίμακας διαιρείται σε υποπλάγια των 40 δειγμάτων και τα οποία

¹² η τεχνική αυτή χρησιμοποιείται όταν ακολουθεί κβαντισμός τιμών μικρού εύρους πράγμα που έχει ως συνέπεια να εισάγεται μεγάλη ποσότητα θορύβου. Συνίσταται σε περιπτώσεις μετατροπής τιμών σε μεγαλύτερο εύρος. Κατά τη μετατροπή συνυπολογίζονται οι διαφοροποιήσεις λόγω διαφορετικού εύρους της λαρυγγικής και στοματικής οδού.

κωδικοποιούνται μετά από ανάλυση ευρείας χρονικής κλίμακας. Ακολουθεί ανάλυση του μη περιοδικού τμήματος του σήματος με χρήση της Regular Pulse Excitation διαδικασίας. Το σήμα που απέμεινε επαναδειγματοληπτείται με ρυθμό τρεις φορές

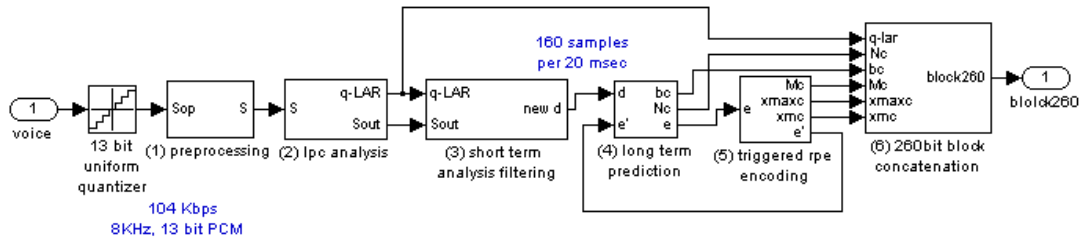


Σχήμα 3.3 : Διάγραμμα του κωδικοποιητή φωνής για το σύστημα GSM

μικρότερο πράγμα που συνεπακόλουθη επιφέρει απώλεια στην πληροφορία. Στο στάδιο αυτό απέμειναν τέσσερις ακολουθίες δειγμάτων για να μεταδοθούν χωρίς συμπίεση σε 47 bits τα οποία διατίθενται για τον σκοπό αυτό. Επιλέγεται η ακολουθία με τη μεγαλύτερη ενέργεια και χρησιμοποιούνται δύο bits για την αναγώρισή της από τις τέσσερις δυνατές. Οι τιμές που μεταδίδονται για τις ακολουθίες είναι 3bit για κάθε τιμή δείγματος και 6 bits για τον παράγοντα κλιμάκωσης ο οποίος μετατρέπει τα PCM δείγματα σε APCM. Η παραπάνω διαδικασία απεικονίζεται στο σχήμα 3.3. Το μοντέλο προσομοίωσης του κωδικοποιητή φωνής που αναπτύχθηκε παρουσιάζονται στο σχήμα 3.4.

3.2 Κωδικοποίηση καναλιού και διαφύλλωση

Η κωδικοποίηση καναλιού σκοπό έχει την προστασία των μεταδιδόμενων δεδομένων πάνω από το θορυβώδες ασύρματο κανάλι. Για τον σκοπό αυτόν χρησιμοποιούνται συνελκτικοί κώδικες και διαφύλλωση. Η έξοδος του κωδικοποιητή φωνής (260bits σε 20msec) χωρίζεται σε τρεις κατηγορίες bits ανάλογα με τη σπουδαιότητά τους στην ποιότητα του λαμβανόμενου και προς αποκωδικοποίηση σήματος. Στην κατηγορία Ia κατατάσσονται 50 bits στα οποία θα πρέπει να παρασχεθεί μέγιστη προστασία από λάθη. Στην κατηγορία Ib κατατάσσονται 132 bits στα οποία θα πρέπει να παρασχεθεί μετριότερη προστασία και τέλος στην κατηγορία II κατατάσσονται 78 bits στα οποία παρέχεται η ελάχιστη προστασία από λάθη.



Σχήμα 3.4 : Μοντέλο προσομοίωσης κωδικοποιητή φωνής

Πίνακας 3.1 : Το πλαίσιο του κωδικοποιητή φωνής RPE-LTP
Παράμετροι πλαισίου (ανά 40msec)

Parameter number	Parameter name	Var. name	Number of bits	Bit no. (LSB-MSB)	
FILTER PARAMETERS	1	LAR 1	6	b1 - b6	
	2	LAR 2	6	b7 - b12	
	3	Log. Area ratios	LAR 3	5	b13 - b17
	4	1 - 8	LAR 4	5	b18 - b22
	5		LAR 5	4	b23 - b26
	6		LAR 6	4	b27 - b30
	7		LAR 7	3	b31 - b33
	8		LAR 8	3	b34 - b36

Υποπλαίσια (ανά 5msec)

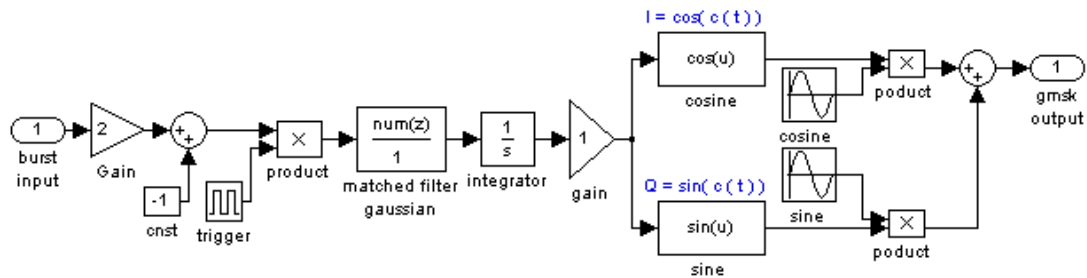
LTP PARAMETERS	9	LTP lag	N1	7	b37 - b43
	10	LTP gain	b1	2	b44 - b45
RPE PARAMETERS	11	RPE grid position	M1	2	b46 - b47
	12	Block amplitude	Xmax1	6	b48 - b53
	13	RPE-pulse no.1	x1(0)	3	b54 - b56
	14	RPE-pulse no.2	x1(1)	3	b57 - b59

	25	RPE-pulse no.13	x1(12)	3	b90 - b92
LTP PARAMETERS	26	LTP lag	N2	7	b93 - b99
	27	LTP gain	b2	2	b100- b101
RPE PARAMETERS	28	RPE grid position	M2	2	b102- b103
	29	Block amplitude	Xmax2	6	b104- b109
	30	RPE-pulse no.1	x2(0)	3	b110- b112
	31	RPE-pulse no.2	x2(1)	3	b113- b115

	42	RPE-pulse no.13	x2(12)	3	b146- b148
LTP PARAMETERS	43	LTP lag	N3	7	b149- b155
	44	LTP gain	b3	2	b156- b157
RPE PARAMETERS	45	RPE grid position	M3	2	b158- b159
	46	Block amplitude	Xmax3	6	b160- b165
	47	RPE-pulse no.1	x3(0)	3	b166- b168
	48	RPE-pulse no.2	x3(1)	3	b169- b171

	59	RPE-pulse no.13	x3(12)	3	b202- b204
LTP PARAMETERS	60	LTP lag	N4	7	b205- b211
	61	LTP gain	b4	2	b212- b213
RPE PARAMETERS	62	RPE grid position	M4	2	b214- b215
	63	Block amplitude	Xmax4	6	b216- b221
	64	RPE-pulse no.1	x4(0)	3	b222- b224
	65	RPE-pulse no.2	x4(1)	3	b225- b227

	76	RPE-pulse no.13	x4(12)	3	b258- b260



Σχήμα 3.5 : Μοντέλο προσομοίωσης διαμορφωτή GSM

Στα bits κατηγορίας Ia εφαρμόζεται κώδικας κυκλικού ελέγχου πλεονασμού (CRC) ο οποίος προσθέτει και 3 bits¹³ ελέγχου. Αν ανιχνευθεί λάθος στα bits αυτά τότε όλο το πλαίσιο των 260 bits απορρίπτεται και αντικαθίσταται από το προηγούμενο πλαίσιο που λήφθηκε σωστά ελαφρώς εξασθενημένο. Τα 53 bits που έχουν προκύψει, μαζί με 4 bits ουράς (tail) και τα 132 bits κλάσης Ib οδηγούνται σε συσχετιστικό κωδικοποιητή ημίσειας ρυθμού. Στον κωδικοποιητή αυτόν κάθε bit εισόδου κωδικοποιείται σε δύο bits εξόδου βάση συνδυασμού των προηγούμενων τεσσάρων bits¹⁴, ενώ τα τέσσερα bits ουράς που προστέθηκαν στα bits εισόδου απαιτούνται για την αρχικοποίηση της κατάστασης του κωδικοποιητή. Ο συνελκτικός κωδικοποιητής παράγει τελικώς 378 bits τα οποία προστίθενται στα εναπομείναντα 78 bits της κλάσης II και τα οποία δεν απολαμβάνουν καμία προστασία. Η τελική έξοδος αποτελείται από 456 bits κάθε 20msec δίνοντας ρυθμό 22.8Kbps.

Για περαιτέρω προστασία από λάθη εκρηκτικής μορφής τα οποία είναι συχνά στο ασύρματο κανάλι, κάθε έξοδος του προηγούμενου κωδικοποιητή περνάει από διαφυλλωτή. Τα 456 bits εξόδου του κωδικοποιητή καναλιού χωρίζονται σε 8 μπλοκ των 57 bits. Τα bits των τεσσάρων πρώτων μπλοκ τοποθετούνται στις άρτιες θέσεις bits του πλαισίου εξόδου, ενώ τα bits τεσσάρων επομένων μπλοκ τοποθετούνται στις περιττές θέσεις bits του πλαισίου εξόδου.

3.3 Διαμόρφωση

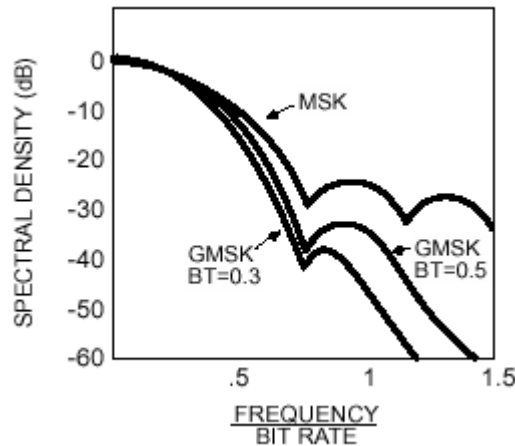
Η υλοποίηση που αναπτύχθηκε υποστηρίζει ενός είδους burst, το normal burst και μόνο για το full rate κανάλι του συστήματος GSM. Η έξοδος του διαφυλλωτή τοποθετείται στα πεδία δεδομένων των διαδοχικών bursts και τα υπόλοιπα πεδία λαμβάνουν τις κατάλληλες προδιαγεγραμμένες τιμές. Το burst που δημιουργείται οδηγείται στον διαμορφωτή GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) του παρακάτω σχήματος 3.5.

Η διαμόρφωση GMSK είναι στην ουσία διαμόρφωση FSK (Frequency Shift Keying). Για να φτάσουμε από την FSK στην GMSK πρέπει σε πρώτη φάση να εξασφαλίσουμε τη συνέχεια στη φάση της κυματομορφής εξόδου, έτσι ώστε να εξοικονομείται φάσμα μετάδοσης συμβόλων. Αυτό γίνεται με το να έχουμε εντός της

¹³ Βλ. παράρτημα

¹⁴ Βλ. παράρτημα

περιόδου ενός bit ακέραιο πλήθος κύκλων διαμορφωμένου σήματος. Ακόμη, πρέπει οι συχνότητες των φορέων να αποκτήσουν ελάχιστη απόσταση μεταξύ τους υπό τον



Σχήμα 3.6 : Φάσμα παλμού διαμορφώσεων GMSK και MSK

προηγούμενο περιορισμό. Η διαμόρφωση που προκύπτει με τον τρόπο αυτόν είναι η λεγόμενη MSK (Minimum Shift Keying), η μόνη διαφοροποίηση της οποίας από την GMSK συνίσταται στον σχήμα του παλμού που χρησιμοποιεί. Ο παλμός που χρησιμοποιείται από την τελευταία έχει σχήμα Gaussian πράγμα που αποσκοπεί στη σε καλύτερη χρήση του φάσματος μια και ο παλμός αυτός δεν παρουσιάζει απότομες μεταβάσεις. Η χρήση αυτού του τύπου παλμού καθιστά την διαμόρφωση πολύ αποδοτική ελαχιστοποιώντας την παραγωγή ενέργειας εκτός του εύρους ζώνης του σήματος μια και στο πεδίο της συχνότητας οι πλευρικοί λοβοί παρουσιάζονται μειωμένοι, ανάλογα και με τις επιλογές που γίνονται για τις παραμέτρους του Gaussian παλμού. Το αντίτιμο για τα παραπάνω θεμιτά φασματικά χαρακτηριστικά είναι ότι οι Gaussian παλμοί εισαγάγουν διασυμβολική παρεμβολή (ISI – Intersymbol Interference) μια και το πλάτος τους στον χρόνο δεν ισούται με την διάρκεια ενός bit.

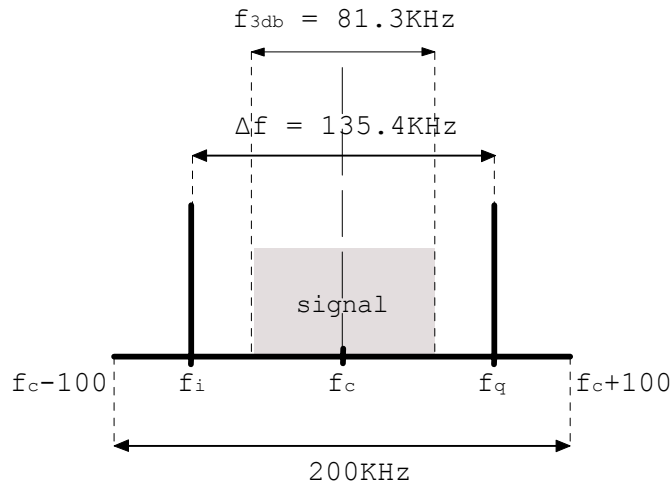
Η παραγωγή των Gaussian παλμών γίνεται με την διέγερση προσαρμοσμένου φίλτρου με την απαιτούμενη απόκριση και με τη σύνθεση στην συνέχεια των I και Q συνιστωσών του σήματος¹⁵ όπως φαίνεται και από στο σχήμα 3.5. Η κρουστική απόκριση του προσαρμοσμένου φίλτρου που χρησιμοποιήθηκε για να παραχθεί Gaussian μορφής παλμός στην έξοδο είναι:

$$KBT \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} e^{-2 \frac{(BT\pi(t-t_0))^2}{\ln 2}} \quad (3.6)$$

¹⁵ Τουλάχιστον δύο ακόμη τεχνικές παραγωγής Gaussian παλμών χρησιμοποιούνται, με κύρια αυτήν που ακολουθεί τον κλειστό τύπο περιγραφής της GMSK διαμόρφωσης:

$$y(t) = \cos\left(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t \text{gaussian}(\tau) d\tau\right)$$

Μετά το προσαρμοσμένο φίλτρο ακολουθεί ολοκληρωτής και το σήμα παρέχεται ως είσοδος σε συνάρτηση ημιτόνου. Παλιότερη τεχνική χρησιμοποιούσε truncation. Η βηματική απόκριση του φίλτρου αποθηκεύονταν σε ROM, DAC μετέτρεπε το σήμα σε ψηφιακό, που εξομαλύνονταν και οδηγούταν σε ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση



Σχήμα 3.7 : Η δομή του καναλιού GSM

Οι παράγοντες που εμφανίζονται στην παραπάνω εξίσωση είναι το κέρδος K , το 3 dB εύρος ζώνης B η περίοδος του παλμού T και η χρονική του τοποθέτηση η οποία εκφράζεται από τα t και t_0 . Το γινόμενο BT χαρακτηρίζει την πυκνότητα φασματικής ισχύος του σήματος εξόδου και αποτελεί σχεδιαστική παράμετρο η οποία έχει τεθεί ίση με 0.3 από το πρότυπο. Σημειώνεται ότι για $BT = 0.3$ ο παλμός εξόδου έχει διάρκεια σχεδόν τριπλάσια από την περίοδο του συμβόλου. Από την εξίσωση:

$$BT = \frac{f_{3dB}}{\text{bitrate}} \quad (3.7)$$

και για τιμές $BT = 0.3$ και $\text{bit rate} = 270.833 \text{ Kbps}$ εξάγεται το εύρος των παλμών το οποίο είναι ίσο με $f_{3db} = 81.3 \text{ KHz}$. Ακόμη, λόγω του ότι ο δείκτης διαμόρφωσης k_f ισούται με 0.5 έχουμε ότι:

$$k_f = 0.5 \Leftrightarrow \Delta f \cdot T = 0.5 \Leftrightarrow \Delta f = 135.4 \text{ KHz} \quad (3.8)$$

Συνεπώς η απόσταση των φορέων που συνιστούν το σήμα πρέπει να είναι κατά ελάχιστο 135.4 KHz και το ενώ το εύρος ζώνης του σήματος που μεταφέρουν είναι 81.3 KHz. Τα παραπάνω μας δίνουν τη δομή του καναλιού εύρους 200 KHz για το GSM. Όπως είναι γνωστό, η συχνότητα του φορέα είναι $f_c = (f_i + f_q)/2$.

Είναι φανερό ότι το γινόμενο BT και ο δείκτης διαμόρφωσης k_f είναι τα μεγέθη που καθορίζουν την ισορροπία μεταξύ καλής φασματικής συμπεριφοράς και ρυθμού σφαλμάτων. Όσο μικρότερη τιμή λαμβάνει ο παράγοντας BT , τόσο καλύτερο είναι το εκπεμπόμενο φάσμα του παλμού και συνεπώς τόσο πιο κοντά μπορούν να βρίσκονται τα κανάλια του συστήματος. Το αντίβαρο είναι όμως μεγαλύτερη διασυμβολική παρεμβολή και συνεπώς δυσκολότερη αποδιαμόρφωση από τον δέκτη. Παρομοίως, όσο μικρότερη είναι η τιμή του δείκτη διαμόρφωσης, τόσο πιο στενό είναι το Δf και συνεπώς τα κανάλια μπορούν να βρίσκονται πιο κοντά μεταξύ τους. Η μείωση του Δf σημαίνει όμως αύξηση του ρυθμού λαθών στο κανάλι.

Το GSM₉₀₀ διαθέτει 124 φορείς κατανέμονται με απόσταση 200KHz με τον πρώτο να βρίσκεται στα 890.2 MHz. Με κατάλληλη προσαρμογή των παραμέτρων



Σχήμα 3.8: Το μοντέλο δέκτη full rate καναλιού

του διαμορφωτή που αναπτύχθηκε μπορούμε να προσομοιώσουμε οποιονδήποτε φορέα του συστήματος GSM είτε των μετατοπισμένων εκδόσεων του.

3.4 Λήψη

Η διαδικασία λήψης είναι η ακριβώς αντίστροφη από αυτήν της εκπομπής. Το λαμβανόμενο σήμα αρχικά αποδιαμορφώνεται και περνάει διαδοχικά από τα στάδια αποδιαφύλλωσης, αποκωδικοποίησης καναλιού και αποκωδικοποίησης φωνής, τα οποία παρουσιάζονται στο σχήμα 3.8. Τα παραπάνω στάδια είναι συμμετρικά με τα αντίστοιχα στάδια του πομπού, με εξαίρεση την διαδικασία συνελκτικής αποκωδικοποίησης στον αποκωδικοποιητή καναλιού και την διαδικασία αποκωδικοποίησης φωνής. Μετά από το στάδιο της αποδιαμόρφωσης ο δέκτης λαμβάνει σε μορφή δυαδικών ψηφίων το πλαίσιο μορφής normal burst για το κανάλι πλήρους ρυθμού του συστήματος. Από το πλαίσιο λαμβάνονται τα δυαδικά ψηφία που αφορούν το πεδίο πληροφορίας χρήστη και παράλληλα γίνονται έλεγχοι της ορθότητας των τιμών των υπόλοιπων πεδίων. Η πληροφορία χρήστη περνάει από την μονάδα αποδιαφύλλωσης η οποία είναι συμμετρική με αυτήν που χρησιμοποιεί ο πομπός και στην συνέχεια περνάει από τον αποκωδικοποιητή καναλιού. Για την αποκωδικοποίηση των ψηφίων που προστατεύτηκαν με συνελκτική κωδικοποίηση χρησιμοποιείται αποκωδικοποίηση με τη βοήθεια αλγορίθμου Viterbi (βλ. παράρτημα). Με αυτόν τον τρόπο λαμβάνονται τα προστατευμένα ψηφία και ελέγχεται ακεραιότητά τους. Το πλαίσιο εξόδου μπορεί πλέον να αποκωδικοποιηθεί ώστε να παραχθούν δείγματα φωνής.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Προσομοίωση ζεύξης 802.11b

4.1 Τεχνολογίες και πρότυπα ασύρματων τοπικών δικτύων

Η ανάπτυξη των ασύρματων τεχνολογιών έχει καταστήσει από το 1997 όπου εκδόθηκε το πρώτο πρότυπο της οικογένειας προτύπων 802.11 πραγματικότητα την υλοποίηση ασύρματων τοπικών δικτύων. Τον Ιούνιο του 1997 η IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers) εξέδωσε το σύνολο των προδιαγραφών που αποτέλεσαν το πρότυπο 802.11, το πρώτο πρότυπο της ομώνυμης οικογένειας για την υλοποίηση ασύρματων τοπικών δικτύων. Το αρχικό πρότυπο 802.11 υποστήριζε ρυθμούς δεδομένων μέχρι 1 Mbps και 2 Mbps. Η αποδοχή της καινούριας τεχνολογίας δεν μπορούσε παρά να είναι μεγάλη – η δυνατότητα ασύρματης δικτύωσης αποτελούσε ανέκαθεν αναμενόμενη προοπτική λόγω των πλεονεκτημάτων που παρουσιάζει, ότι δηλαδή δεν χρειάζεται καλωδιακές εγκαταστάσεις, οι οποίες αποτελούν κυρίαρχο κόστος στην εγκατάσταση και συντήρηση και ότι δίνει ευχέρεια κινήσεων στον χρήστη. Στα τέλη του 1999 άλλα δύο πρότυπα της ίδιας οικογένειας εκδόθηκαν, το 802.11a και το 802.11b. Το 802.11b αποτέλεσε την βελτίωση του προκατόχου του επιτυγχάνοντας μέγιστο ρυθμό δεδομένων μέχρι και 11 Mbps λειτουργώντας στην ISM (Industrial Scientific Medical) ζώνη συχνοτήτων όπως και το 802.11 και έχοντας ίδια μέγιστη ακτίνα δράσης, περίπου 200 μέτρα. Το 802.11a αποτέλεσε μια υλοποίηση για ζώνες συχνοτήτων γύρω από τα 5 GHz (U-NII band) αποδίδοντας ρυθμούς μέχρι και 54 Mbps με χρήση τεχνολογιών αιχμής όπως η διαμόρφωση OFDM (Orthogonal Frequency Division Modulation) και ακτίνα εμβέλειας περίπου 50 μέτρα. Η έλευση των πρώτων 802.11b προϊόντων στην αγορά έγινε στα τέλη του 1999 σε αντίθεση με τα προϊόντα 802.11a τα οποία άρχισαν να εμφανίζονται μόλις στις αρχές του 2002. Ο λόγος για την αργοπορία αυτή ήταν οι δυσκολίες στην εφαρμογή της OFDM διαμόρφωσης σε αντίθεση με τις περισσότερο «εύκολες» τεχνολογίες που χρησιμοποιεί το 802.11b και οι οποίες κατάφεραν στο μεταξύ να κερδίσουν την αγορά κυρίως σε εταιρικό επίπεδο.

Υπό ανάπτυξη βρίσκονται αυτή τη στιγμή αρκετά πρότυπα όπως το 802.11g το οποίο αποτελεί περαιτέρω επέκταση του 802.11b για την υποστήριξη ρυθμών εφάμιλλων με αυτών του 802.11a που θα επιτευχθούν με χρήση τεχνολογίας OFDM. Η ύπαρξη του 802.11g κρίθηκε αναγκαία μια και τα πρότυπα 802.11a και 802.11b είναι μεταξύ τους ασύμβατα. Η έκδοση του προτύπου αναμένεται στα τέλη του 2002 ή στις αρχές του

Πίνακας 4.1 : Η προτυποποίηση της οικογένειας προτύπων 802.11¹⁶

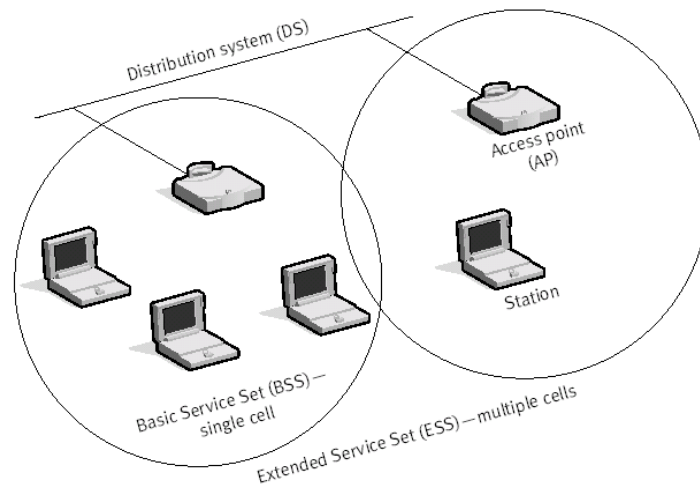
	802.11	802.11a	802.11b	802.11g
Standard Approved	July 1997	September 1999	September 1999	Draft stage. Completion expected in 2002.
Available Bandwidth	83.5 MHz	300 MHz	83.5 MHz	83.5 MHz
Unlicensed Frequencies of Operation	2.4-2.4835 GHz DSSS, FHSS	5.15-5.35 GHz OFDM 5.725-5.825GHz OFDM	2.4-2.4835GHz DSSS	2.4-2.4835GHz DSSS, OFDM
Number of Non-Overlapping Channels	3 (Indoor/Outdoor)	4 Indoor (UNII1) 4 Indoor/Outdoor (UNII2) 4 Outdoor (UNII3)	3 (Indoor/Outdoor)	3 (Indoor/Outdoor)
Data Rate per Channel	2, 1 Mbps	54, 48, 36, 24, 18, 12, 9, 6 Mbps	11, 5.5, 2, 1 Mbps	54, 36, 33, 24, 22, 12, 11, 9, 6, 5.5, 2, 1 Mbps
Modulation Type	DQPSK (2 Mbps DSSS) DBPSK (1 Mbps DSSS) 4GFSK (2Mbps FHSS) 2GFSK (1Mbps FHSS)	BPSK (6, 9 Mbps) QPSK (12, 18 Mbps) 16-QAM (24, 36 Mbps) 64-QAM (48, 54 Mbps)	DQPSK/CCK (11, 5.5 Mbps) DQPSK (2 Mbps) DBPSK (1 Mbps)	OFDM/CCK (6,9, 12,18,24,36,48,54) OFDM (6,9,12,18, 24,36,48,54) DQPSK/CCK (22, 33, 11, 5.5 Mbps) DQPSK (2 Mbps) DBPSK (1 Mbps)
Compatibility	802.11	Wi-Fi5	Wi-Fi	Wi-Fi at 11Mbps and below

2003. Αναμενόμενο πρότυπο είναι και το 802.11e το οποίο αναμένεται να μπορεί σε επίπεδο MAC (Medium Access Control) να αποδίδει ποιότητα υπηρεσίας, κλάσεις υπηρεσίας και εξελιγμένους μηχανισμούς ελέγχου πρόσβασης και ασφάλειας. Επίσης με την εισαγωγή του 802.11f αναμένεται να εφαρμοστούν τεχνικές υλοποίησης IAPP (Inter-Access Point Protocol) που επιτρέπει την διαλειτουργικότητα μεταξύ σημείων πρόσβασης διαφορετικών παροχέων που υποστηρίζουν ασύρματα τοπικά δίκτυα. Η μεγάλη εξάπλωση των τεχνολογιών της οικογένειας 802.11 στο πολύ μικρό χρονικό διάστημα από την εισαγωγή τους τις κατατάσσει μεταξύ των πιο γρήγορα αναπτυσσόμενων αυτή τη στιγμή στον τομέα των τηλεπικοινωνιών. Το 1999 η παγκόσμια αγορά ασύρματων τοπικών δικτύων υπολογίζονταν σε 300 εκατομμύρια δολάρια και αναμένεται να ξεπεράσει τα 1.6 δισεκατομμύρια μέχρι το 2005.

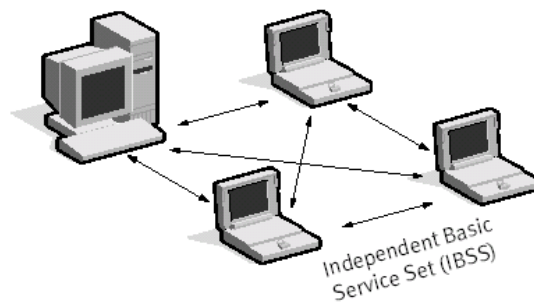
4.2 Το πρότυπο 802.11b

Όπως όλα τα πρότυπα της οικογένειας 802, το 802.11b εστιάζεται στα δύο κατώτερα επίπεδα του μοντέλου OSI, το φυσικό και το σύνδεσης δεδομένων, πράγμα που σημαίνει ότι οποιαδήποτε εφαρμογή για τοπικά δίκτυα, δικτυακό λειτουργικό σύστημα ή πρωτόκολλο συμπεριλαμβανομένου του TCP/IP θα είναι σε θέση να τρέξει πάνω από το 802.11b με τον ίδιο τρόπο και την ίδια ευκολία που θα εκτελούνταν πάνω από το Ethernet. Η βασική αρχιτεκτονική και υπηρεσίες που παρέχει το πρότυπο ορίζονται από το αρχικό πρότυπο 802.11. Το 802.11b εισαγάγει μετατροπές κυρίως στο φυσικό επίπεδο. Από το πρότυπο ορίζονται δύο είδη εξοπλισμού: ο ασύρματος σταθμός, που συνήθως είναι ένας προσωπικός υπολογιστής εξοπλισμένος με κάρτα ασύρματου δικτύου συμβατή με το συγκεκριμένο πρότυπο και το σημείο πρόσβασης (AP - Access Point) το οποίο αποτελεί ενεργό στοιχείο του

¹⁶ τα στοιχεία που παρατίθενται ελήφθησαν από την ηλεκτρονική σελίδα της WECA (Wireless Ethernet Compatibility Alliance)



(α) Τρόπος λειτουργίας infrastructure – extended service set



(β) Τρόπος λειτουργίας ad-hoc

Σχήμα 4.1 : Τρόποι λειτουργίας του προτύπου 802.11

δικτύου που λειτουργεί ως γέφυρα μεταξύ της ενσύρματης και της ασύρματης υποδομής¹⁷. Το σημείο πρόσβασης λειτουργεί ως σταθμός βάσης μια και συγκεντρώνει την πρόσβαση από τους ασύρματους σταθμούς προς το ενσύρματο δίκτυο.

Το πρότυπο 802.11 ορίζει δύο τρόπους λειτουργίας, αυτή με τη βοήθεια της υπάρχουσας υποδομής δικτύου (infrastructure mode) και αυτή χωρίς εξάρτηση από την υποδομή ή ad-hoc. Στην πρώτη περίπτωση το ασύρματο δίκτυο αποτελείται από τουλάχιστον ένα σταθμό πρόσβασης (AP) συνδεδεμένο με το ενσύρματο δίκτυο υποδομής και από ένα σύνολο ασύρματους σταθμούς. Αυτή η διαμόρφωση δικτύου ονομάζεται βασική υπηρεσία (BSS – Basic Service Set). Το δίκτυο μπορεί να παρέχει και εκτεταμένη υπηρεσία (ESS – Extended Service Set) εάν δύο ή περισσότερες BSS καθιστούν ένα υποδίκτυο, όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα 4.1(α). Στον ad-hoc τρόπο λειτουργίας ή ανεξάρτητη βασική υπηρεσία (IBSS – Independent Basic Service Set) ή αλλιώς peer-to-peer, ένα σύνολο από ασύρματους σταθμούς επικοινωνούν άμεσα μεταξύ τους χωρίς την διαμεσολάβηση σημείου πρόσβασης. Αυτός ο τρόπος λειτουργίας είναι χρήσιμος γιατί μπορεί να δημιουργήσει σε πολύ μικρό χρόνο και με

¹⁷ τα σημεία πρόσβασης αποτελούνται από την ενσύρματη και ασύρματη διεπαφή, και το λογισμικό που συνήθως είναι συμβατό με το πρότυπο 802.11d

Πίνακας 4.2 : Ρυθμοί που αποδίδονται από το πρότυπο 802.11b

Data Rate	Code Length	Modulation	Symbol Rate	Bits/Symbol
1 Mbps	11 (Barker Sequence)	BPSK	1 MSps	1
2 Mbps	11 (Barker Sequence)	QPSK	1 MSps	2
5.5 Mbps	8 (CCK)	QPSK	1.375 MSps	4
11 Mbps	8 (CCK)	QPSK	1.375 MSps	8

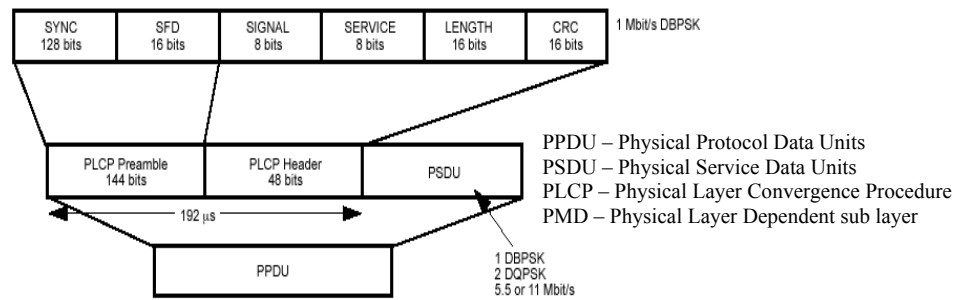
μεγάλη ευκολία ένα τοπικό δίκτυο. Αυτός ο τρόπος λειτουργίας φαίνεται στο σχήμα 4.1(β).

Το φυσικό επίπεδο που ορίστηκε στο πρότυπο 802.11 περιελάμβανε δύο τεχνικές μετάδοσης εξάπλωσης φάσματος και μια τεχνική μετάδοσης με υπέρυθρες ακτίνες φωτός. Η μετάδοση ορίστηκε εξαρχής για την διεθνή ζώνη ραδιομεταδόσεων ISM, γύρω από τα 2.4 GHz στην οποία επιτρέπονται οι ελεύθερες μεταδόσεις. Υποστηρίζονται ρυθμοί μετάδοσης 1 Mbps και 2 Mbps με χρήση τεχνικών εξάπλωσης φάσματος frequency hopping (FHSS) και άμεσης ακολουθίας (DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum). Κατά τον πρώτο τρόπο μετάδοσης, η ISM ζώνη συχνοτήτων χωρίζεται σε 75 κανάλια εύρους 1 MHz έκαστο. Ο πομπός και ο δέκτης «συμφωνούν» σε μια ακολουθία καναλιών στα οποία θα γίνεται η επικοινωνία με χρήση frequency hopping και τα δεδομένα στέλνονται αναλόγως. Η τεχνική μειονεκτεί ως προς τον μέγιστο ρυθμό τον οποίο μπορεί να αποδώσει και ο οποίος δεν υπερβαίνει τα 2 Mbps¹⁸. Ο τρόπος μετάδοσης με χρήση ευθείας ακολουθίας χωρίζει την ζώνη σε 14 κανάλια εύρους 22 MHz το καθένα. Γειτονικά κανάλια επικαλύπτονται μερικώς, και μόνο τρία από τα 14 δεν επικαλύπτονται καθόλου. Τα δεδομένα στέλνονται από ένα και μόνο κανάλι και κατόπιν ακολουθεί η εξάπλωση του σήματος.

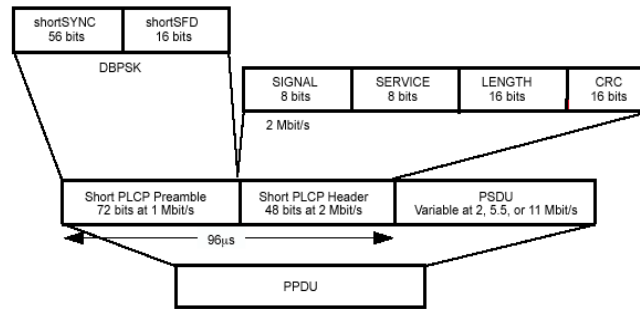
Οι παραπάνω μέθοδοι μετάδοσης είχαν οριστεί από το πρότυπο 802.11. Η συνεισφορά του 802.11b έγκειται την μετάδοση και με ρυθμούς 5.5 MHz και 11 MHz με χρήση της τεχνολογίας εξαπλωμένου φάσματος άμεσης ακολουθίας. Για την μετάδοση με ρυθμούς 1 Mbps και 2 Mbps διατηρείται ο τρόπος μετάδοσης άμεσης ακολουθίας με χρήση ακολουθίας Barker μεγέθους 11 chips από το 802.11 με διαμόρφωση BPSK και QPSK αντίστοιχα. Για την επίτευξη των ανώτερων ρυθμών χρησιμοποιούνται τεχνικές που εκμεταλλεύονται τις καλές αυτοσυσχετιστικές ιδιότητες συμπληρωματικών κωδίκων (CCK – Complementary Code Keying)¹⁹. Οι κώδικες αυτοί είναι εύκολο να ανιχνευτούν ακόμη και σε θορυβώδες περιβάλλον λόγω του ότι η αυτοσυσχετίσή τους είναι μηδέν σε όλα τα σημεία των μετατοπίσεων εκτός από το σημείο μηδενικής μετατόπισης στο οποίο και είναι μέγιστη. Το 802.11b χρησιμοποιεί 64 τέτοιους κώδικες μήκους 8 bits.

¹⁸ ο περιορισμός αυτός προέρχεται κυρίως από τον περιορισμό του εύρους των καναλιών σε 1MHz από σχετικό κανονισμό της FCC (Federal Communications Commission) πράγμα που δημιουργεί μεγάλο «hopping» overhead

¹⁹ βλ παράρτημα III. Το πρότυπο ορίζει τεχνικές δυαδικής συνελικτικής κωδικοποίησης πακέτου (PBCC – Packet Binary Convolutional Coding) οι οποίες επίσης αποδίδουν υψηλούς ρυθμούς πλην όμως χαρακτηρίζονται προαιρετικές .



(α) μακρύ πακέτο



(β) κοντό πακέτο

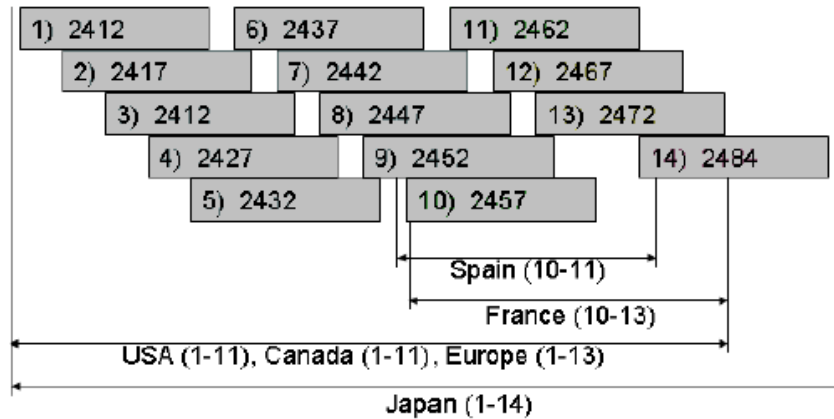
Σχήμα 4.2 : Είδη πακέτων που υποστηρίζονται από το πρότυπο 802.11b

Το πρότυπο 802.11 υποστηρίζει δυναμική μετατόπιση ρυθμού (dynamic shifting) με μηχανισμούς μεταβολής του ρυθμού επικοινωνίας, ανάλογα με την κατάσταση στην οποία βρίσκεται το κανάλι. Ιδανικά, οι χρήστες αρχίζουν να επικοινωνούν με το σύστημα στον μέγιστο ρυθμό αλλά καθώς κινούνται πέραν της βέλτιστης ακτίνας δράσης για την συγκεκριμένη τεχνική ο μηχανισμός προσαρμογής του ρυθμού μειώνει τον ρυθμό επικοινωνίας. Σημειώνεται ότι ο μηχανισμός αυτός υλοποιείται σε φυσικό επίπεδο και είναι διαφανής στους χρήστες ή στα ανώτερα επίπεδα. Όσον αφορά το επίπεδο σύνδεσης δεδομένων αυτό διαιρείται σε δύο υποεπίπεδα.

Το 802.11b ορίζει τη χρήση δύο διαφορετικών δομών πακέτων διαφορετικού μήκους για την λειτουργία εξάπλωσης φάσματος. Η δομή πακέτου μικρότερου μήκους δημιουργήθηκε προκειμένου να μειωθεί το ποσό την μεταδιδόμενης πληροφορίας που δεν αποτελεί δεδομένα χρήστη. Όσον αφορά την δομή, και για τα δύο πακέτα είναι ίδια, παρόλα αυτά όμως διαφέρουν οι ταχύτητες μετάδοσης των πεδίων τους. Στο «μακρύ» πακέτο η πληροφορία φυσικού επιπέδου εκτός από τα δεδομένα του χρήστη (PSDU – PLCP Service Data Unit) μεταδίδεται με ρυθμό 1 Mbps ενώ τα δεδομένα μπορούν να με μεταδίδονται με οποιονδήποτε ρυθμό. Αντίθετα στο «κοντό» πακέτο το preamble φυσικού επιπέδου μεταδίδεται με ρυθμό 1 Mbps, η διεύθυνση φυσικού επιπέδου με ρυθμό 2 Mbps και τα δεδομένα του χρήστη ρυθμούς 2 Mbps, 5.5 Mbps ή 11 Mbps. Η δομή και οι ρυθμοί που υποστηρίζονται από τα αντίστοιχα πακέτα παρουσιάζονται στο σχήμα 4.2.

4.3 Διαμόρφωση CCK

Η διαμόρφωση CCK αποτελεί την τεχνική με την οποία το πρότυπο 802.11b επιτυγχάνει τους υψηλούς ρυθμούς που το διαφοροποιούν από τον προκάτοχό του.



Σχήμα 4.3 Τα κανάλια που προβλέπει το πρότυπο 802.11b για μετάδοση σήματος εξάπλωσης άμεσης ακολουθίας

Για την εξάπλωση του φάσματος χρησιμοποιούνται όπως αναφέρθηκε και παραπάνω συμπληρωματικοί κώδικες οι οποίοι κωδικοποιούν τα bits δεδομένων σε λέξεις-σύμβολα μήκους 8 και 4 για ρυθμούς 11 Mbps και 5.5 Mbps αντίστοιχα, τα οποία στη συνέχεια μεταδίδονται με τη βοήθεια διαμόρφωσης QPSK. Ο ρυθμός συμβόλων που προκύπτει είναι 1.375 Msps, ενώ χαρακτηριστικό είναι ότι η προκύπτουσα διαμόρφωση καταλαμβάνει περίπου το ίδιο εύρος ζώνης με την QPSK ρυθμού 2 Mbps, πράγμα που της δίνει την δυνατότητα να καταλάβει ένα από τα τρία μη επικαλυπτόμενα κανάλια του συστήματος που φαίνονται στο σχήμα 4.3.

Οι κωδικές λέξεις προκύπτουν από την χαρτογράφηση των δεδομένων κατά ζεύγη που ονομάζονται δυάδες bits (dibits) σε φάσεις περιστροφής²⁰. Τα bits εισόδου ομαδοποιούνται κατά 8 ή 4 σε σειρά εισόδου για ρυθμό 11 Mbps ή 5.5 Mbps αντίστοιχα, και κωδικοποιούνται σε τέσσερις τιμές φάσεων με την βοήθεια του πίνακα 4.3. Η τιμή που θα πάρει το σύμβολο εξαρτάται από τις δυάδες εισόδου αλλά και από την διαδικασία παραγωγής του προηγούμενου συμβόλου. Η τιμή του υπολογίζεται με την βοήθεια των παρακάτω εξισώσεων.

Πίνακας 4.3 : Αντιστοίχιση δεδομένων σε φάσεις

ΔΥΑΔΑ BITS	BITS	ΦΑΣΗ
d_0, d_1	D_0	φ_1
d_2, d_3	D_1	φ_2
d_4, d_5	D_2	φ_3
d_6, d_7	D_3	φ_4

Η κωδικές λέξεις ($c_0, c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, c_6, c_7$) παράγονται από τις παραπάνω φάσεις χρησιμοποιώντας τις εξής φόρμουλες:

²⁰ βλ. παράρτημα ΙΙΙ

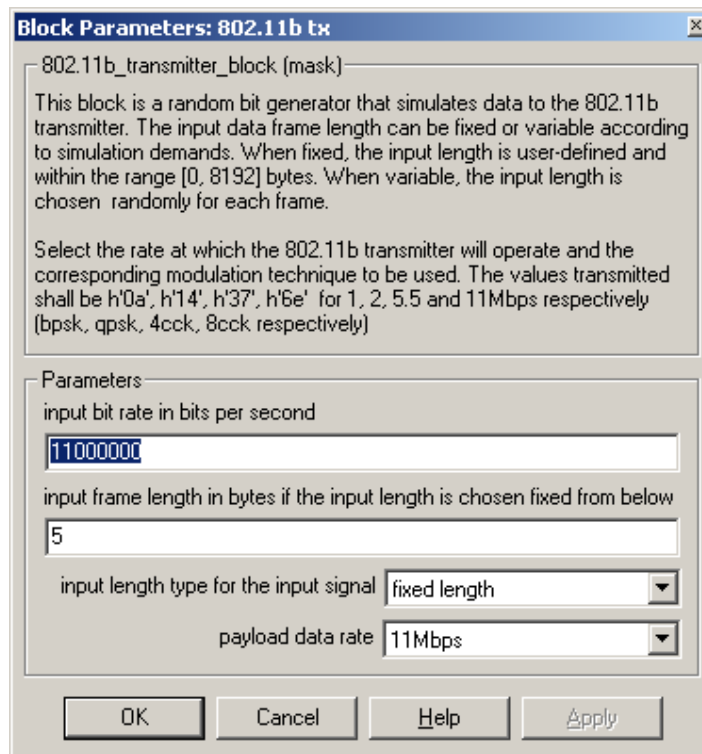
$$\begin{aligned}
c_0 &= e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_3+\phi_4)} \\
c_1 &= e^{j(\phi_1+\phi_3+\phi_4)} \\
c_2 &= e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_4)} \\
c_3 &= -e^{j(\phi_1+\phi_4)} \\
c_4 &= e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_3)} \\
c_5 &= e^{j(\phi_1+\phi_3)} \\
c_6 &= -e^{j(\phi_1+\phi_2)} \\
c_7 &= e^{j\phi_1}
\end{aligned}$$

Η κωδική λέξη που προκύπτει οδηγείται σε διαφορικό διαμορφωτή QPSK ο οποίος παράγει το τελικό σήμα που μεταδίδεται.

4.4 Η υλοποίηση

Η υλοποίηση που αναπτύχθηκε προσομοιώνει στο εργαλείο μοντελοποίησης Simulink τη μετάδοση του προτύπου 802.11b. Μέσω διεπαφής που φαίνεται στο σχήμα 4.4 ορίζονται από τον χρήστη οι παράμετροι του συστήματος. Ο χρήστης μπορεί να επιλέξει από τους υποστηριζόμενους ρυθμούς του συστήματος οι οποίοι είναι αυτοί που υποστηρίζει και το πρότυπο 802.11b, δηλαδή 1 Mbps, 2 Mbps, 5.5 Mbps και 11Mbps. Με την επιλογή αυτή στην ουσία καθορίζεται ο τρόπος της μετάδοσης ο οποίος είναι σταθερός κατά την εκτέλεση μιας προσομοίωσης. Από το μοντέλο υποστηρίζεται επίσης η δυνατότητα της επιλογής λειτουργίας με σταθερού ή μεταβλητού μήκους πακέτο κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης. Αν το μέγεθος του πακέτου επιλεγεί να είναι σταθερό, τότε ο χρήστης έχει την επιλογή να ορίσει το μήκος που επιθυμεί να λάβει το πακέτο, ενώ αν επιλεγεί να μην είναι σταθερό τότε μεταβάλλεται με τυχαίο τρόπο μέχρι ορισμένης μέγιστη τιμής. Τέλος ο χρήστης έχει την δυνατότητα να ορίσει τον ρυθμό των δεδομένων που θα πλαισιωθούν στο πεδίο δεδομένων χρήστη του πακέτου. Κατά την φάση της αρχικοποίησης, η οποία προηγείται της εκτέλεσής του μοντέλου, οι παράμετροι που ορίζει ο χρήστης περνούν ως ορίσματα στα δομικά στοιχεία του μοντέλου προσομοίωσης.

Η πληροφορία χρήστη που θα μεταδοθεί γεννάται από γεννήτρια τυχαίων δυαδικών αριθμών στο πρώτο στάδιο του μοντέλου παρουσιάζεται στην έξοδο με το εύρος και στο χρόνο του πεδίου MSDU. Η πληροφορία χρήστη, μαζί με όλες τις απαραίτητες παραμέτρους που απαιτούνται (πχ το μήκος του πλαισίου), προωθούνται στο στάδιο όπου γίνεται η πλαισίωση. Στο στάδιο αυτό δημιουργούνται πλαίσια μακριάς διάταξης παρόλα αυτά με μικρές μόνον αλλαγές στο μοντέλο μπορούν να υποστηριχτούν και πλαίσια μικρού μήκους. Στο στάδιο της πλαισίωσης δίνονται τιμές στα πεδία του πλαισίου: το πεδίο SYNC λαμβάνει 128 τυχαίες δυαδικές τιμές, το SFD την τιμή hf3a0, το SIGNAL τιμές h0a, h14, h37, h6e υποδηλώνοντας ρυθμό μετάδοσης δεδομένων χρήστη 1, 2, 5.5 και 11 Mbps αντίστοιχα, το πεδίο SERVICE h00 μια και είναι εφεδρικό πεδίο που θα χρησιμοποιηθεί στο μέλλον, το LENGTH το μήκος των δεδομένων χρήστη σε οκτάδες bits και τέλος το CRC λαμβάνει τις τιμές



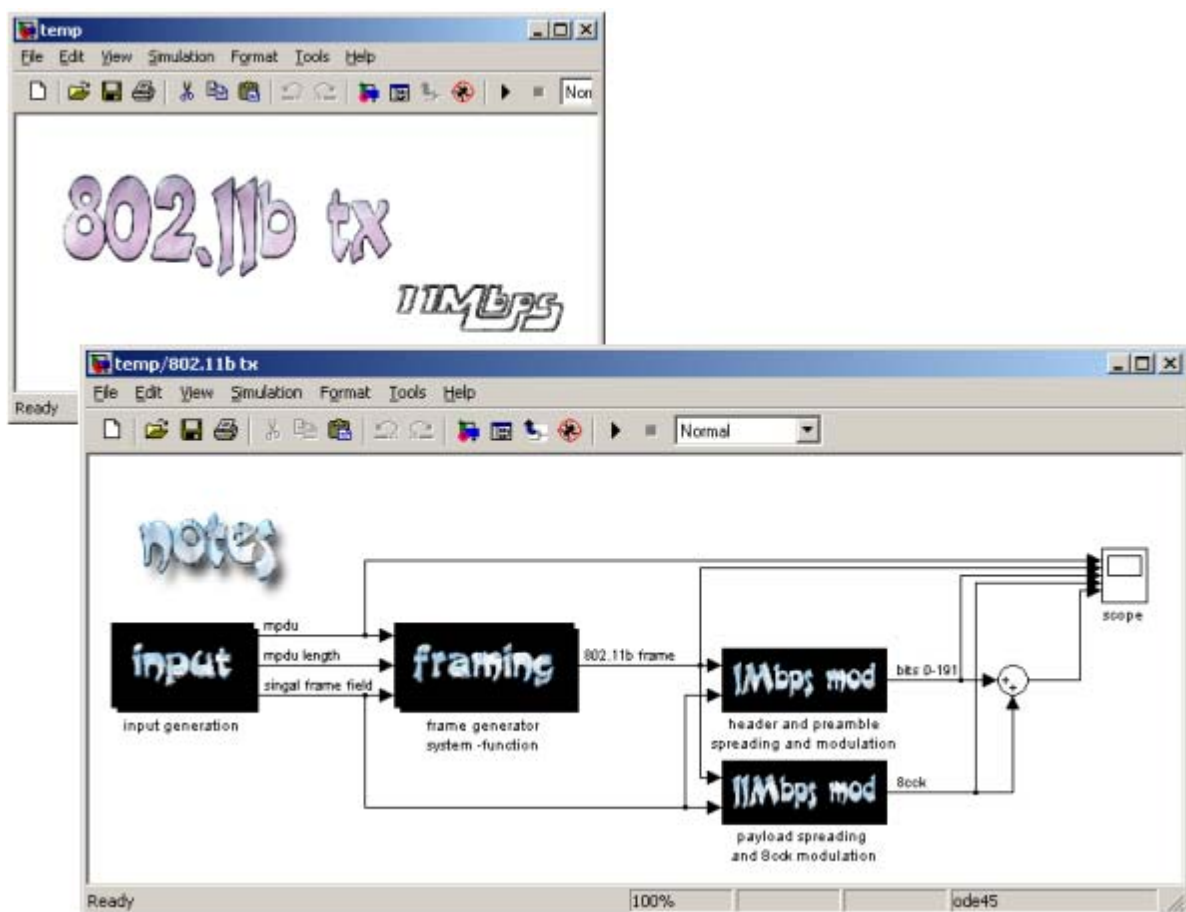
Σχήμα 4.4 : Διεπαφή χρήστη του μοντέλου προσομοίωσης ζεύξης για το 802.11b

που προκύπτουν από χρήση για πολυώνυμο γεννήτριας²¹ $G(X) = X^{16} + X^{12} + X^5 + 1$. Το πλαίσιο που δημιουργείται περνάει από δυο διαφορετικούς διαμορφωτές ρυθμού 1 Mbps και 1/2/5.5/11 Mbps οι οποίοι διαμορφώνουν, ο πρώτος όλο το πλαίσιο εκτός από τα δεδομένα χρήστη και ο δεύτερο τα δεδομένα χρήστη και μόνο υλοποιώντας τις αντίστοιχες μεθόδους διαμόρφωσης. Οι έξοδοι των διαμορφωτών στην συνέχεια προστίθεται συνθέτοντας το τελικό σήμα προς μετάδοση. Στα σχήματα 4.5 και 4.6 παρουσιάζονται τα ανώτερα επίπεδα του μοντέλου που αναπτύχθηκε και οι έξοδοι των διαμορφωτών κατά τη διάρκεια της εκτέλεσης.

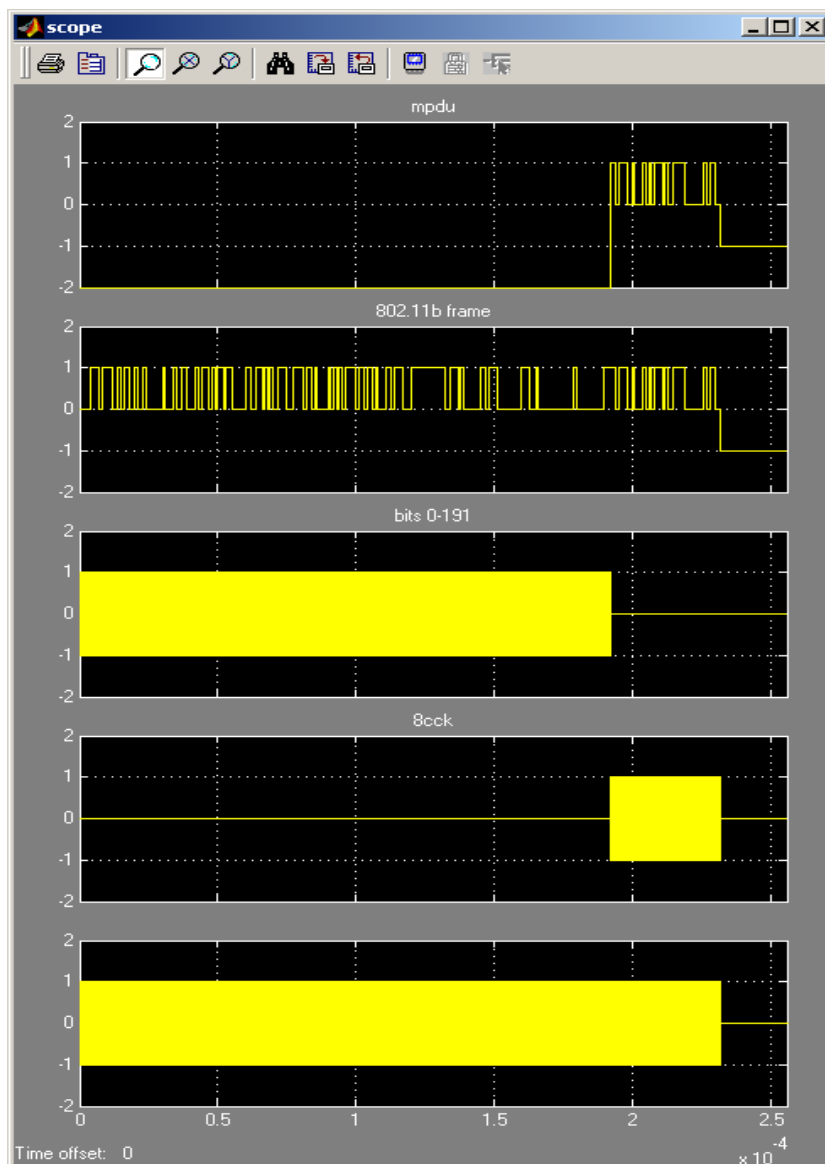
Αν και ο αρχικός σχεδιασμός στόχευε στη δημιουργία ενός μοναδικού μοντέλου δέκτη και πομπού ικανών για επικοινωνία σε όλους τους ρυθμούς που υποστηρίζει το πρότυπο 802.11b αυτό δεν κατέστη δυνατό να υλοποιηθεί με ικανοποιητική ταχύτητα εκτέλεσης. Οι ρυθμοί δειγματοληψίας που χρησιμοποιούνται για μετάδοση με τους γρήγορους ρυθμούς που υποστηρίζει το πρότυπο καθιστούν την προσομοίωση υπερβολικά αργή όχι μόνο στην εκτέλεση αλλά και στην ανάπτυξη του μοντέλου. Χαρακτηριστικό είναι ότι για την μετάδοση ενός bit ρυθμού 11Mbps πρέπει να μεταδοθούν 8 chips με χρήση κωδικοποίησης CCK τα οποία αναπαρίστανται με μια ημιτονική περίοδο έκαστο. Η παραπάνω ημιτονική περίοδος θα πρέπει να παρασταθεί με επαρκή αριθμό από δείγματα τα οποία από τη σκοπιά του προγράμματος προσομοίωσης δεν μπορούν παρά να αναπαρίστανται από μια πραγματική τιμή έκαστο. Αν η ημιτονική περίοδος παριστάνεται από τέσσερα δείγματα, για την προσομοίωση ενός δευτερολέπτου μετάδοσης απαιτείται χρήση $11 \cdot 8 \cdot 4 \text{ M}$ τιμών. Πρέπει να αναφερθεί ότι τα μεγαλύτερα προβλήματα στην προσομοίωση παρουσιάζονται όταν ο χρήστης επιθυμεί να μεταχειριστεί την απεικόνιση μεγάλου όγκου δεδομένων επιχειρώντας την εκτέλεση λειτουργιών όπως zoom in/out σε

²¹ βλ παράρτημα I

απεικόνιση μεγάλου όγκου δεδομένων. Το αποτέλεσμα από την παραγωγή και απεικόνιση τόσο μεγάλου αριθμού τιμών είναι να μην είναι πρακτική η χρήση πομπού ο οποίος θα είναι γενικός, κατά τον αρχικό σχεδιασμό. Επακόλουθα παρέχεται πομπός ο οποίος υποστηρίζει όλους τους δυνατούς ρυθμούς του συστήματος αλλά παρότι η χρησιμότητά του είναι περιορισμένη, αναπτύχθηκαν πομποί και δέκτες, ένας για κάθε ρυθμό του συστήματος οι οποίοι εκτελούνται σε ικανοποιητικούς χρόνους. Παρά τον κατακερματισμό των συστημάτων τόσο στον πομπό, όσο και στον δέκτη, είναι εύλογο ότι η εκτέλεση της προσομοίωσης έχει αρκετά υψηλές απαιτήσεις από την κεντρική μνήμη του προσωπικού υπολογιστή πάνω στον οποίο εκτελείται. Στα σχήματα 4.5 και 4.6 παρουσιάζονται το μοντέλο προσομοίωσης του πομπού του συστήματος 802.11b για ρυθμό 11 Mbps και η έξοδος την οποία παράγει αντίστοιχα.



Σχήμα 4.5 : Μοντέλο προσομοίωσης πομπού ρυθμού 11 Mbps για το πρότυπο 802.11b



Σχήμα 4.6 : Πλαίσιο 802.11b και μεταδιδόμενο σήμα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Προσομοίωση συστήματος ζεύξης Bluetooth και IS-95a

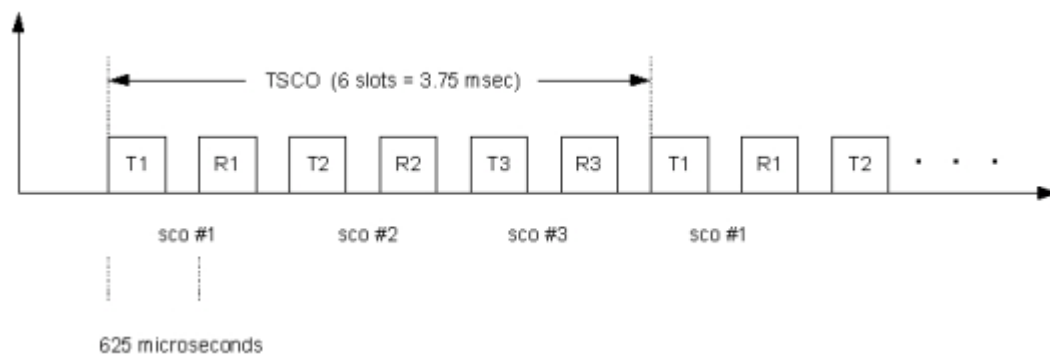
5.1 Μοντέλο προσομοίωσης του προτύπου Bluetooth

5.1.1 Το πρότυπο Bluetooth

Το πρότυπο Bluetooth προδιαγράφει δικτυακή ραδιοεπικοινωνία κοντινής απόστασης μεταξύ κινητών υπολογιστικών συστημάτων, κινητών τηλεφώνων, PDAs και περιφερειακών συσκευών υπολογιστών χωρίς χρήση καλωδίωσης. Σχεδιάστηκε με στόχο να αποτελέσει τεχνολογία χαμηλού κόστους, μικρού όγκου και αποδοτικής εκμετάλλευσης των ασύρματων πόρων. Το πρότυπο αυτό χρησιμοποιεί την ISM ζώνη συχνοτήτων γύρω από τα 2.4 GHz στην οποία λειτουργούν - εκτός πολλών άλλων συσκευών - το 802.11b πρότυπο για ασύρματα τοπικά δίκτυα, ασύρματα DECT τηλέφωνα, αυτόματες συσκευές γκαράζ και φούρνοι μικροκυμάτων. Όλες οι παραπάνω συσκευές όπως μπορεί να καταλάβει κανείς προκαλούν παρεμβολή η μία στην άλλη.

Οι προδιαγραφές του προτύπου Bluetooth ορίζουν παροχή φωνής και δεδομένων πάνω από ασύρματο κανάλι με μέγιστο ρυθμό συμβόλων 1 Msps και με χαμηλή ισχύ εκπομπής. Υποστηρίζονται δύο επίπεδα εκπομπής που παρέχουν εμβέλεια είτε λίγων μέτρων ώστε να είναι καλύπτεται ένα δωμάτιο είτε λίγων δεκάδων μέτρων ώστε να καλύπτεται μια οικία. Η διαμόρφωση που χρησιμοποιείται από το πρότυπο είναι η GFSK²² (Gaussian Frequency Shift Keying) ενώ για την ανοχή σε παρεμβολές χρησιμοποιείται διαπίδυση συχνότητας (frequency hopping). Για την διαπίδυση χρησιμοποιείται ακολουθία διαπίδυσης σε 23 από τα 79 κανάλια του συστήματος κατά τη διάρκεια της επικοινωνίας. Η ακολουθία αυτή αναπαριστά το νοητό κανάλι του συστήματος και είναι η ίδια στον πομπό και στον δέκτη. Ο χρόνος μετάδοσης στο κανάλι διαιρείται σε χρονοσχισμές διάρκειας 625 μ sec σε κάθε μια εκ των οποίων χρησιμοποιείται διαφορετική συχνότητα φέροντος, υλοποιώντας έτσι την τεχνική της διαπίδυσης συχνότητας. Η μετάδοση της φωνής στο Bluetooth χαρακτηρίζεται σύγχρονη, προσανατολισμένη σε σύνδεση (SCO – Synchronous Connection Oriented). Η μετάδοση λαμβάνει χώρα κάθε έκτη χρονοσχισμή ενώ η αμέσως επόμε-

²² BT = 0.5 και $k_f = 0.32$

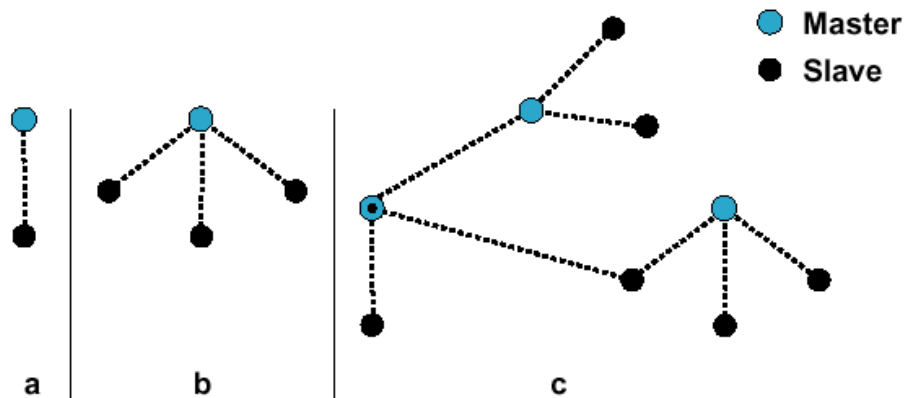


Σχήμα 5.1 : Σύγχρονη, με σύνδεση επικοινωνία

νη και η αμέσως επόμενη από κάθε έκτη χρονοσχιμή είναι εκείνη στην οποία αναμένεται απάντηση από την συσκευή η οποία είναι συνδεδεμένη. Το πλαίσιο των 6 χρονοσχιμών φαίνεται στο σχήμα 5.1.

Στην σύγχρονη με σύνδεση επικοινωνία μπορούν – όπως φαίνεται και από το παραπάνω σχήμα - να υφίστανται μέχρι και τρεις συνδέσεις που είναι κατάλληλες για μετάδοση φωνής. Αν κατά την διάρκεια της σύνδεσης ένα πακέτο χαθεί, δεν επαναμεταδίδεται. Κάθε τέτοια σύνδεση είναι ικανή να αποδώσει ρυθμό μέχρι και 64 Kbps. Εκτός από την επικοινωνία αυτού του τύπου, το πρότυπο υποστηρίζει και ασύγχρονη χωρίς σύνδεση επικοινωνία (ACL – Asynchronous ConnectionLess). Στην ασύγχρονη χωρίς σύνδεση επικοινωνία, σε αντίθεση με την σύγχρονη, δεν υπάρχουν συνδέσεις. Οι χρονοσχιμές που δεν καταλαμβάνονται για μετάδοση φωνής χρησιμοποιούνται για την μετάδοση πακέτων υλοποιώντας point-to-multipoint συνδέσμους, ενώ υποστηρίζεται και επαναμετάδοση πακέτων, αν κάποιο χαθεί. Οι ρυθμοί που μπορούν να επιτευχθούν με τέτοιου είδους συνδέσμους κατατάσσονται σε συμμετρικούς ή ασύμμετρους. Συμμετρικά, όταν ο πομπός και ο δέκτης έχουν την δυνατότητα να εκπέμπουν με τον ίδιο μέγιστο ρυθμό, μπορούν να επιτευχθούν ρυθμοί μέχρι και 433.9 Kbps ενώ με μη συμμετρικό τρόπο μπορεί να επιτευχθεί ρυθμός μέχρι και 723.2 Kbps στο downlink - από τον αφέντη στον σκλάβο - και 57.6 Kbps στο uplink – από τον σκλάβο στον αφέντη. Πρέπει να σημειωθεί ότι οι δύο τρόποι υλοποίησης του φυσικού συνδέσμου μπορούν να συνυπάρχουν, ενώ το μέγεθος ενός πακέτου μπορεί να έχει μέγεθος μέχρι ίσο με το μέγεθος πέντε χρονοσχιμών.

Στο σύστημα Bluetooth η επικοινωνία γίνεται με ad-hoc τρόπο πράγμα που σημαίνει ότι είναι απαραίτητη η παρουσία συσκευής αφέντη για να επικοινωνήσουν μεταξύ τους δύο οποιεσδήποτε συσκευές. Κατά τη διάρκεια της επικοινωνίας οι συσκευές Bluetooth μπορούν να λειτουργούν είτε σε κατάσταση αφέντη είτε σε κατάσταση σκλάβου. Η συσκευή αφέντης είναι αυτή που είναι επιφορτισμένη με τον καθήκον να ξεκινάει την σύνδεση με μια ή περισσότερες συσκευές σκλάβους. Η επικοινωνία μπορεί να γίνεται μεταξύ ενός αφέντη και ενός σκλάβου, οπότε έχουμε επικοινωνία single slave, μεταξύ ενός αφέντη και πολλών σκλάβων, οπότε έχουμε τη δημιουργία ενός μικρο-δικτύου piconet και τέλος υποστηρίζεται επικοινωνία πολλών αφεντάδων με έναν ή πολλούς σκλάβους έκαστος, οπότε έχουμε ένα διασκορπισμένο δίκτυο scatternet. Τα χαρακτηριστικά σε όλους αυτούς τους διαφορετικούς τρόπους επικοινωνίας είναι ότι σε κάθε piconet μπορεί να υπάρχει ένας και μόνο αφέντης, αν

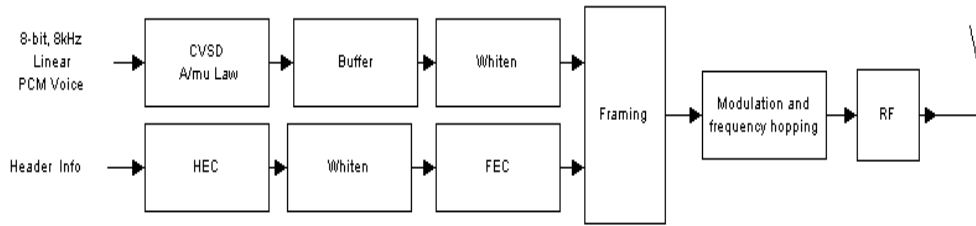


Σχήμα 5.2 : Οι τρεις μορφές λειτουργίας του προτύπου Bluetooth
 α) Μοναδικού σκλάβου, β) Piconet και γ) Scatternet

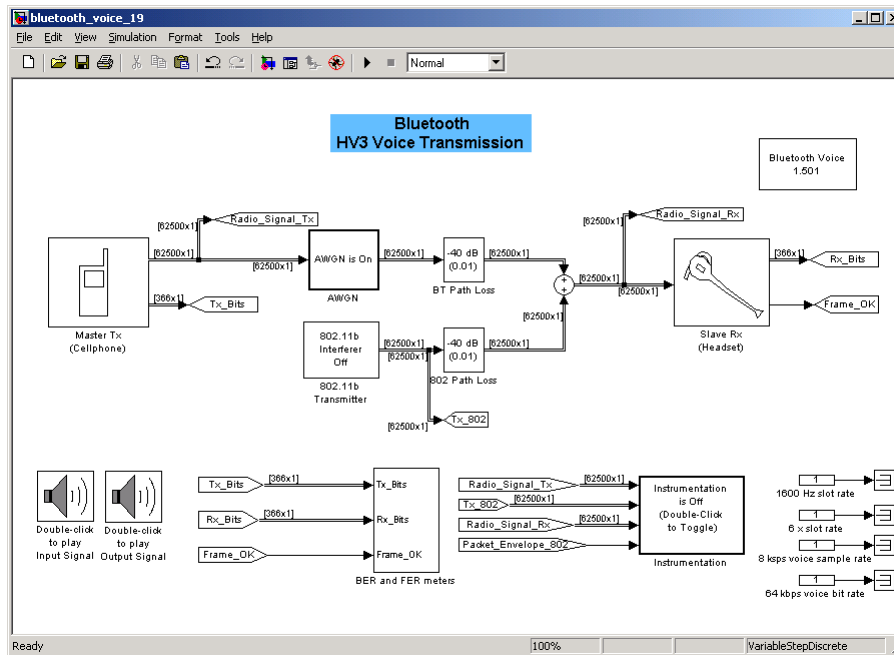
και οι σκλάβοι του μπορούν να μετέχουν σε πάνω από ένα piconet δίκτυα. Σε ένα piconet ο αφέντης είναι εκείνος ο οποίος καθορίζει την ακολουθία διαπίδυσης συχνότητας που χαρακτηρίζει το piconet και στην οποία επικοινωνούν όσοι συμμετέχουν στο δίκτυο. Όταν δημιουργείται ένα scatternet μια συσκευή που λειτουργεί ως αφέντης μπορεί να είναι σκλάβος σε ένα υπερκείμενο piconet. Για να είναι δυνατή η επικοινωνία με αυτόν τον τρόπο κάθε piconet λειτουργεί σε άλλο κανάλι συχνότητας κάθε χρονική στιγμή, πράγμα που εξασφαλίζεται από την απόδοση σε αυτό μοναδικής ακολουθίας συχνοτήτων για διαπίδυση, ενώ υπάρχουν και πέντε λογικά κανάλια που είναι απαραίτητα για την συνολική λειτουργία του συστήματος. Οι δυνατές μορφές που μπορεί να λάβει ένα δίκτυο από συσκευές παρουσιάζεται στο σχήμα 5.2.

5.1.2 Το μοντέλο προσομοίωσης

Το μοντέλο σε Simulink το οποίο έχουμε στην διάθεσή μας προσομοιώνει το φυσικό επίπεδο του προτύπου Bluetooth. Το μοντέλο προσομοιώνει την μετάδοση φωνής μεταξύ κινητού τηλεφώνου και τερματικού ζεύγους ακουστικών (headset) με χρήση του HV3 πακέτου. Το ανώτερο επίπεδο του μοντέλου που προσομοιώνει το σύστημα παρουσιάζεται στο σχήμα 5.4. Το μοντέλο πομπού στην υλοποίηση προσομοιώνει τον πομπό του σχήματος 5.3. Η μόνη λειτουργία από τις παραπάνω που δεν υλοποιείται είναι η λειτουργία whitening που σκοπό έχει να μετατρέψει το φάσμα σε ομοιόμορφη μορφή στο πεδίο της συχνότητας. Αν και από πρότυπο του Bluetooth υποστηρίζονται οι κωδικοποιητές φωνής CVSD (Continuous Variable Slope Decoding) και 64 Kbps PCM (Pulse Code Modulation), στο παρόν μοντέλο υλοποιείται η πρώτη κωδικοποίησης φωνής. Είσοδος για το μοντέλο λαμβάνεται από αρχείο ήχου (wav) από το οποίο διαβάζεται πληροφορία φωνής η οποία στη συνέχεια δειγματοληπτείται σε συχνότητα 8 KHz. Στη συνέχεια αυξάνεται ο ρυθμός δειγματοληψίας (interpolation) και το σήμα οδηγείται στον κωδικοποιητή φωνής. Στον κωδικοποιητή κάθε δείγμα κωδικοποιείται διαφορεικά με ένα bit το οποίο λαμβάνει τιμή 1 αν η τιμή του δείγματος αυξήθηκε σε σχέση με την προηγούμενη ή 0 αν μειώθηκε. Τέτοιου είδους διαφορικές κωδικοποιήσεις αποδίδουν πολύ καλά παρουσία λαθών μια και πιθανό σφάλμα επιφέρει πολύ μικρή μεταβολή στην αποκωδικοποιούμενη τιμή του πλάτους του δείγματος.

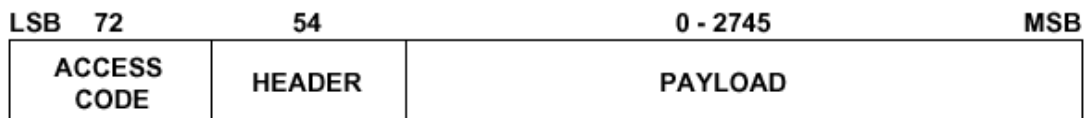


Σχήμα 5.3 : Μοντέλο πομπού Bluetooth



Σχήμα 5.4 : Μοντέλο προσομοίωσης Bluetooth με χρήση του εργαλείου Simulink

Τα δεδομένα εξόδου του κωδικοποιητή CVSD αποτελούν τα δεδομένα χρήστη (payload) τα οποία έχουν μήκος 240 bits και εισάγονται στο πεδίο δεδομένων χρήστη του πακέτου το οποίο παρουσιάζεται στο σχήμα 5.5, το οποίο μπορεί να έχει μήκος μέχρι και 2745 bits. Το πακέτο συμπληρώνεται από πληροφορία επικεφαλίδας (header) μήκους 54 bits που περιλαμβάνει πεδία που δηλώνουν πληροφορία για την διεύθυνση του σκλάβου (AM_ADDR – active member address, 3 bits) προς τον οποίον προορίζεται το πακέτο, το είδος του πακέτου (TYPE, 4 bits), τα bits κατάστασης (FLOW – flow control, ARQN – acknowledge indication, SEQN – sequence number, 1 bit έκαστο) και το πεδίο ελέγχου της επικεφαλίδας από σφάλματα (HEC, 8 bits). Το πεδίο κωδικού πρόσβασης (Access Code) χρησιμοποιείται για συγχρονισμό (πεδίο sync), ανοχή σε συνιστώσα συνεχούς (πεδίο preamble) και για αναγνώριση του piconet. Οι τιμές των πεδίων πλην του πεδίου δεδομένων του χρήστη αρχικοποιούνται κατά το ξεκίνημα της προσομοίωσης και μένουν σταθερές κατά την εκτέλεσή της.



Σχήμα 5.5 : Το βασικό πακέτο του προτύπου Bluetooth

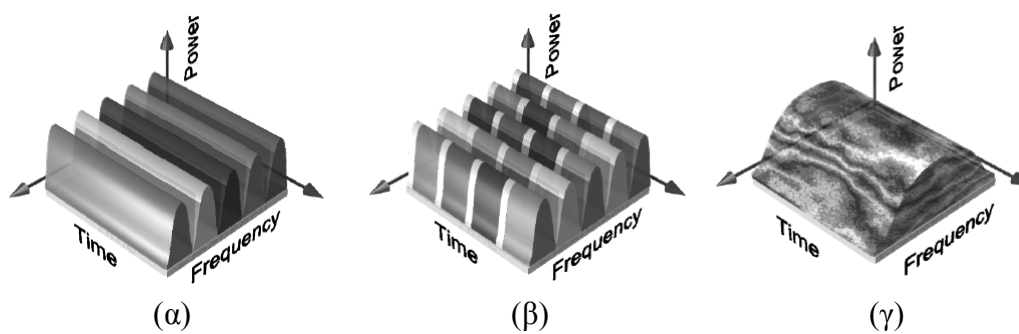
Για την προσομοίωση χρησιμοποιήθηκε ο τύπος πακέτου HV3 που χρησιμοποιούνται για μετάδοση φωνής ρυθμού 64 Kbps μέσω SCO συνδέσμων. Στα πακέτα HV3 δεν εφαρμόζεται FEC (forward error correction) ή CRC στην πληροφορία που προορίζεται για τον χρήστη ενώ επίσης δεν υπάρχει πεδίο επικεφαλίδας. Το πεδίο δεδομένων χρήστη για το πακέτο αυτό έχει σταθερό μήκος 30 bytes.

Το μοντέλο προσομοίωσης περιλαμβάνει υλοποίηση της τεχνικής διαπίδυσης συχνότητας με μείξη του σήματος εξόδου του διαμορφωτή με ψευδοτυχαία ακολουθία φορέων. Επίσης προσομοιώνεται η επίδραση της απόσβεσης λόγω απόστασης πομπού και δέκτη ίσης με ένα μέτρο με χρήση μπλοκ απόσβεσης 20 dB και της προσθήκης λευκού προσθετικού γκαουσιανού θορύβου (AWGN – Additive White Gaussian Noise).

5.2 Μοντέλο προσομοίωσης ζεύξης του προτύπου IS-95a

5.2.1 Συστήματα εξάπλωσης φάσματος

Το CDMA προσφέρει μια απάντηση στο πρόβλημα της χωρητικότητας των σημερινών συστημάτων. Το κλειδί για την υψηλή χωρητικότητά του είναι η χρήση φορέων που έχουν μορφή που μοιάζει με θόρυβο καναλιού, όπως αρχικά προτάθηκε δεκαετίες πριν από τον Claude Shannon. Αντί του χωρισμού είτε του φάσματος είτε του χρόνου σε διακριτές σχισμές, σε κάθε χρήστη αποδίδεται μια συνιστώσα του θορύβου του συστήματος ή μια χρονική στιγμή θορυβώδους συνεισφοράς του αντίστοιχου φορέα. Οι φορείς δεν είναι αυστηρά ορθογώνιοι, είναι εντούτοις σχεδόν ορθογώνιοι ενώ η εφαρμογή αυτής της αρχής παράγει μάλλον ψηφιακά παραγόμενο ψευδο-θόρυβο παρά αληθινό θερμικό θόρυβο. Τα βασικά οφέλη από τη χρήση τέτοιων φορέων είναι ότι η συμπεριφορά του συστήματος παρουσία θορύβου αλλάζει ριζικά σε σχέση με την συμπεριφορά των συστημάτων που υπήρχαν μέχρι τώρα και τα οποία δεν χρησιμοποιούν τέτοιου είδους φορείς. Τα παραδοσιακά συστήματα σχεδιάστηκαν με βάση το κλάσμα επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων (reuse factor) που ικανοποιεί τις απαιτήσεις επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων για το χειρότερο σενάριο παρεμβολής, αν και πρακτικά είναι μικρός ο αριθμός των χρηστών που εμπίπτουν στο σενάριο αυτό. Η επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων ήταν απαραίτητη – χωρίς αυτή η μετάδοση από γειτονικές κυψέλες στην ίδια συχνότητα θα προκαλούσε παρεμβολή η οποία θα κατέστρεφε το σήμα. Στα συστήματα εξάπλωσης φάσματος αντίθετα, η εξάπλωση του φάσματος του σήματος για κάθε χρήστη γίνεται παράλληλα και με σημαντική μείωση της ισχύος του εκπεμπόμενου σήματος κατά ποσό που χαρακτηρίζει το μέγεθος της εξάπλωσης των συχνοτήτων. Κάθε δέκτης συσχετίζει την είσοδό του με τον θεμιτό φορέα και με τον τρόπο αυτό αναγνωρίζει το σήμα που προορίζεται για αυτόν. Αν η απόσβεση ισχύος του ασύρματου καναλιού



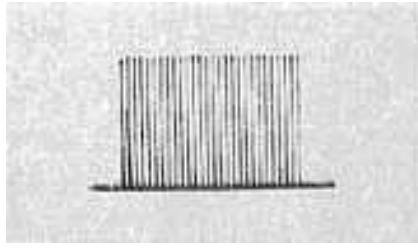
Σχήμα 5.5 : Μέθοδοι πολλαπλής πρόσβασης (α) Διαίρεση συχνότητας (β) Διαίρεση συχνότητας-χρόνου και (γ) εξάπλωση φάσματος

είναι ανάλογη της τέταρτης δύναμης της απόστασης τότε η ένταση του σήματος στις γειτονικές κυψέλες πέφτει στο 6% της αρχικής και στις γειτονικές αυτών μόλις στο 1%. Με την επαναχρησιμοποίηση όλων των συχνοτήτων - θεωρητικά - σε κάθε κυψέλη η χωρητικότητα του συστήματος αυξάνεται σημαντικά σε σχέση με τα συμβατικά συστήματα, παρόλα αυτά η αύξηση στην χωρητικότητα δεν αποτελεί το μόνο όφελος αυτής της τεχνικής. Μια και το μεταδιδόμενο σήμα έχει μικρή ισχύ - αν και αυτή είναι κατανομημένη σε μεγάλο εύρος ζώνης συχνοτήτων - πρακτικά δεν προκαλείται παρεμβολή σε συστήματα στενής ζώνης τα οποία μπορεί να λειτουργούν εντός των ζωνών που λειτουργεί και το σύστημα εξάπλωσης φάσματος, αλλά και αντίστροφα, η παρεμβολή από συστήματα στενής ζώνης είναι μηδαμινή προς το σύστημα εξάπλωσης φάσματος. Τα χαρακτηριστικά του σήματος είναι τέτοια που καθιστούν δύσκολη την εκούσια παρεμβολή ή την λήψη απο-εξάπλωση και αποδιαμόρφωση. Τα ενδογενή αυτά χαρακτηριστικά των συστημάτων εξάπλωσης φάσματος είχαν ως αποτέλεσμα την εκτεταμένη τους χρήση για στρατιωτικούς σκοπούς πολύ πριν εισαχθούν στο εμπόριο ως συστήματα ικανά να προσφέρουν υψηλούς ρυθμούς και αυξημένη χωρητικότητα.

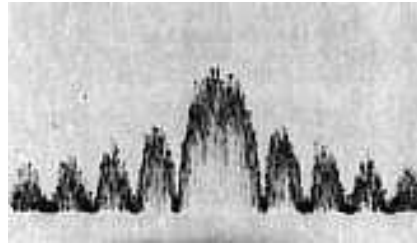
Στα συστήματα εξάπλωσης φάσματος όλοι χρήστες καταλαμβάνουν το ίδιο εύρος φάσματος και συνεπώς αντιμετωπίζουν το ίδιο επίπεδο θορύβου το οποίο στην ουσία είναι το άθροισμα των ισχύων των υπολοίπων χρηστών. Η συμπεριφορά του συστήματος καθορίζεται συνεπώς από την μέση παρεμβολή και όχι από την παρεμβολή χειρίστης περίπτωσης. Η χωρητικότητα του συστήματος καθορίζεται από το ισοζύγιο μεταξύ του απαιτούμενου λόγου σήματος προς θόρυβο για κάθε χρήστη και το κέρδος επεξεργασίας του συστήματος (processing gain) που καθορίζει πόσο μεγαλύτερο φάσμα από το αρχικό θα καταλαμβάνει το σήμα μετά από την εξάπλωσή του. Τυπικές τιμές για το κέρδος επεξεργασίας είναι 11 dB ως 16 dB για εμπορικά συστήματα, ανάλογα και με τον ρυθμό του σήματος.

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\text{Energy per bit}}{\text{Power spectral density of noise + Interferer}} \quad (5.1)$$

Η εξίσωση 5.1 αποτελεί τον γενικό τύπο υπολογισμού του λόγου του σήματος προς θόρυβο. Στον υπολογισμό του θορύβου που υπεισέρχεται στο παραπάνω κλάσμα συμπεριλαμβάνεται ο θερμικός θόρυβος και οι παρεμβολή. Συνολικά, η τιμή του κλάσματος εξαρτάται από αρκετές παραμέτρους όπως την πολλαπλή διάδοση και



(α)



(β)

Σχήμα 5.6 : Φάσματα σήματος εξάπλωσης συχνότητας με χρήση τεχνικής (α) διαπίδυσης συχνότητας και (β) ευθείας ακολουθίας

εξασθένιση καθώς και από το αν εφαρμόζονται μηχανισμοί ελέγχου λαθών. Η αποδεκτή τιμή του λόγου σήματος προς θόρυβο για τυπικούς εμπορικούς δέκτες κυμαίνεται από 3 dB μέχρι και 9 dB²³. Η ενέργεια των μεταδιδόμενων bits συνδέεται άμεσα με την ενέργεια του μεταδιδόμενου σήματος σύμφωνα με τη σχέση:

$$E_b = \frac{P_s}{R} \quad (5.2)$$

όπου P_s συμβολίζει την ισχύ του σήματος και R τον ρυθμό αποστολής. Αν το φάσμα μετάδοσης που καταλαμβάνει το σήμα θεωρηθεί ορθογώνιο, εύρους W , τότε η πυκνότητα φασματικής ισχύος του θορύβου και της παρεμβολής μπορεί να υπολογίζεται από την εξής σχέση:

$$N_0 = F_N k_B T_0 + W^{-1} \sum_{\text{other users}} P_i \quad (5.3)$$

Ο πρώτος όρος αναπαριστά το επίπεδο θερμικού θορύβου στον δέκτη και ο δεύτερος την συνεισφορά σε παρεμβολή των υπολοίπων χρηστών. Συνδυάζοντας τις τρεις παραπάνω εξισώσεις λαμβάνουμε ότι:

$$\left(\frac{E_b}{N_0 + I_0} \right)_j = \frac{\frac{P_{sj}}{R}}{N_0 + W^{-1} \sum_{\text{users}} P} \quad (5.4)$$

Η τελευταία εξίσωση δείχνει ότι η συνεισφορά θορύβου στον λόγο σήματος προς θόρυβο για χρήστη j περιέχει παράγοντα στον οποίο αθροίζονται οι ισχύς όλων των υπολοίπων χρηστών του συστήματος. Η ανεκτή ισχύς παρεμβολής μπορεί να λάβει τιμές μέχρι και 5 dB μεγαλύτερες του σήματος. Επίσης μπορεί να υπάρχει μετάδοση και μάλιστα επιτυχής για αρνητικές τιμές του λόγου σήματος προς θόρυβο, πράγμα που αντιστοιχεί σε μείωση της ισχύος του σήματος κάτω από το επίπεδο της ισχύος του θορύβου. Λόγω του κέρδους επεξεργασίας ο λόγος σήματος προς θόρυβο για το σήμα βασικής ζώνης στον δέκτη είναι θετικός.

²³ σύμφωνα με το www.cdg.org

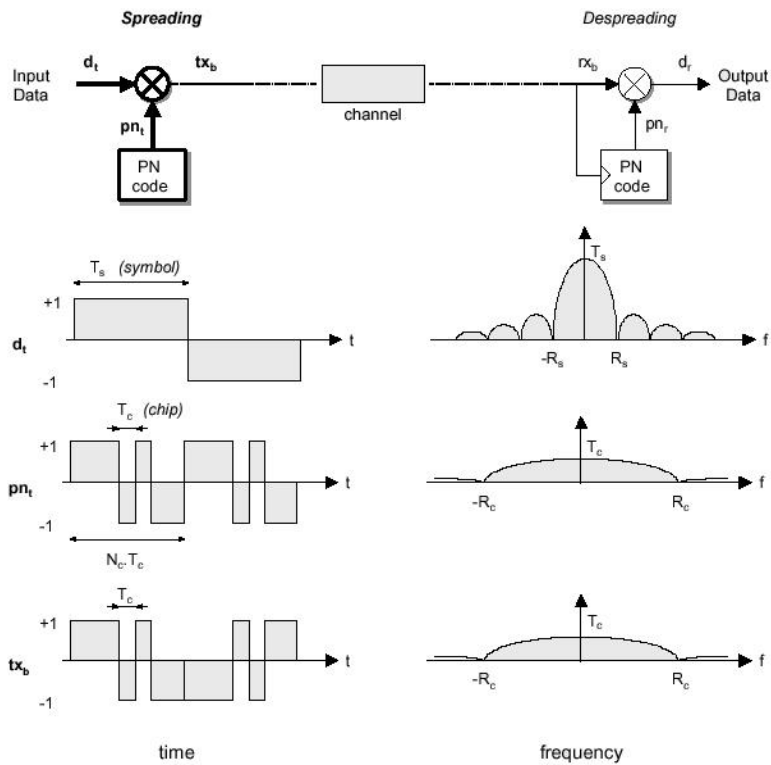
5.2.2 Τεχνικές εξάπλωσης φάσματος

Η πιο απλή τεχνική εξάπλωσης φάσματος ονομάζεται τεχνική διαπίδυσης συχνότητας (frequency hopping) και βασίζεται στην χρήση πολλών συχνοτήτων φερόντων κατά τη διάρκεια της επικοινωνίας. Το συνολικό διαθέσιμο φάσμα του συστήματος χωρίζεται σε «κανάλια» (hops) στα οποία διεξάγεται η επικοινωνία διαπηδώντας από το ένα στο άλλο κατά τρόπο ψευδοτυχαίο. Η τεχνική αυτή αποσκοπεί τον κατακερματισμό και την εξάπλωση της ενέργειας του σήματος στα επιμέρους «κανάλια», έτσι ώστε η συνολική ενέργεια σε κάθε ένα από αυτά να παραμένει σε ελάχιστο επίπεδο. Βασικό μειονέκτημα της τεχνικής διαπίδυσης συχνότητας είναι ότι δεν προσφέρει κέρδος επεξεργασίας και έτσι δεν αποδίδει αξιοσημείωτα. Η δεύτερη και πιο δημοφιλής τεχνική εξάπλωσης φάσματος είναι η τεχνική ευθείας ακολουθίας (direct sequence). Η τεχνική αυτή προβλέπει την μείξη του σήματος πληροφορίας με υψηλοσυχνό σήμα δυαδικής ακολουθίας (chip) με την οποία επιτυγχάνεται η εξάπλωση του σήματος στο συνολικά διαθέσιμο φάσμα και η παροχή κέρδους επεξεργασίας. Με συσχέτιση στον δέκτη του λαμβανόμενου σήματος με την ίδια ακολουθία, επιτυγχάνεται απο-εξάπλωση του σήματος και ταυτόχρονη εξάπλωση όλων των άλλων σημάτων, τα οποία αποτελούν παρεμβολή. Το φάσμα που προκύπτει από καθεμία από τις δύο τεχνικές εξάπλωσης φαίνεται στο σχήμα 5.6.

Οι δυαδικές ακολουθίες που χρησιμοποιούνται για την εξάπλωση του φάσματος είναι κατασκευασμένες έτσι ώστε να έχουν θορυβικά χαρακτηριστικά, όπως αναφέρθηκε και παραπάνω. Ένα από τα χαρακτηριστικά του γκαουσιανού λευκού θορύβου είναι ότι η αυτοσυσχέτισή του έχει τιμή μηδέν σε όλες τις μετατοπίσεις εκτός από την μηδενική. Η φυσική σημασία του παραπάνω είναι ότι αν λάβουμε δύο διαφορετικά δείγματα θορυβικού σήματος, τότε αυτά δεν έχουν καμία συσχέτιση μεταξύ τους, ανεξαρτήτως του χρόνου στον οποίον ελήφθησαν. Οι ακολουθίες που χρησιμοποιούνται για την εξάπλωση του σήματος μιμούνται το χαρακτηριστικό αυτό του θορύβου και για τον λόγο αυτό χαρακτηρίζονται ως ψευδοτυχαίες (PN – Pseudo Random). Κατ'ουσία βέβαια οι ακολουθίες αυτές δεν είναι τυχαίες μια και είναι περιοδικές και συνεπώς λαμβάνουν τιμές με ντετερμινιστικό τρόπο. Όσο μεγαλύτερη σε μήκος είναι μια τέτοια ακολουθία, τόσο πιο πολύ μοιάζει σε τυχαίο σήμα η έξοδος του συστήματος αλλά και δυσκολότερη είναι η ανίχνευσή της. Οι ψευδοτυχαίες ακολουθίες που χρησιμοποιούνται χωρίζονται σε βραχείς και μακριές ανάλογα αν η περίοδος τους είναι μικρότερη ή μεγαλύτερη από την διάρκεια ενός συμβόλου. Η επίτευξη της θορυβικής συμπεριφοράς ως προς την αυτοσυσχέτιση επιτυγχάνεται μέσω της διατήρησης βασικών ιδιοτήτων ισορροπίας. Υπάρχουν διάφορες οικογένειες τέτοιων ακολουθιών, οι πιο γνωστές είναι οι m-type, Barker, Gold και οι Walsh ψευδοτυχαίες ακολουθίες.

5.2.3 Το πρόβλημα near-far

Οι τεχνολογίες εξάπλωσης φάσματος παλαιότερα είχαν θεωρηθεί ως μη υλοποιήσιμες λόγω του προβλήματος που ονομάζεται near-far, το οποίο είχε ως αποτέλεσμα την στέρηση υπηρεσίας σε απομακρυσμένους χρήστες. Τα τότε δεδομένα υπαγόρευαν ότι όλοι οι τερματικοί σταθμοί εξέπεμπαν με την ίδια, σταθερή ισχύ. Παρόλα αυτά η ισχύς που φτάνει στον δέκτη από κάθε χρήστη δεν είναι σταθερή σε αυτή την



Σχήμα 5.7 : Εξάπλωση φάσματος σήματος με την τεχνική της άμεσης ακολουθίας

περίπτωση, λόγω της εξασθένησης διάδοσης του σήματος. Η διαφορά στην ισχύ που φτάνει από κοντινούς στον δέκτη χρήστες σε σχέση με την ισχύ που φτάνει από μακρινούς, είναι υπό αυτές τις συνθήκες πιθανότατα αρκετά μεγάλη και καθιστά την λήψη του μακρινού σήματος δύσκολη. Θεωρώντας λοιπόν δύο χρήστες στο σύστημα οι οποίοι εκπέμπουν με ισχύ P_j και P_i αντίστοιχα, αρκετά μεγάλη ώστε η ισχύς του θορύβου να μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα, τότε ο λόγος σήματος προς θόρυβο σε decibels στον δέκτη που λαμβάνει το πρώτο σήμα θα είναι:

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{j,\text{dB}} = \frac{W}{R} + P_j - P_i \quad (5.5)$$

Αν η απόσταση των χρηστών είναι τέτοια που η διαφορά στην εξασθένηση διάδοσης είναι για παράδειγμα 30 dB, τότε η διαφορά στους λαμβανόμενους λόγους σήματος προς θόρυβο στον δέκτη για τους δύο χρήστες θα είναι 60 dB. Για να καλύπτονται και οι πιο απομακρυσμένοι χρήστες το εύρος ζώνης εξάπλωσης θα έπρεπε να είναι τεράστιο, πολλές φορές μεγαλύτερο από τον ρυθμό μετάδοσης, της τάξης των 40 dB στο παράδειγμά μας πράγμα αδύνατο ειδικότερα για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης.

Η λύση στο παραπάνω πρόβλημα ήταν ο έλεγχος της ισχύος εκπομπής των κινητών σταθμών έτσι ώστε η λαμβανόμενη ισχύς από όλους τους σταθμούς να είναι ίση. Αν υποθέσουμε τέλει έλεγχο ισχύος, η εξίσωση που δίνει τον λόγο σήματος προς θόρυβο θα έχει ως εξής:

$$\left(\frac{E_b}{N_0 + I_0} \right) = \frac{\frac{P_s}{R}}{N_0 + \frac{P_s(N-1)}{W}} = \frac{\frac{W}{R}}{\frac{N_0 W}{P_s} + N - 1} \quad (5.6)$$

Η χωρητικότητα του συστήματος μεγιστοποιείται για προσαρμογή της ισχύος των κινητών σταθμών έτσι ώστε να λαμβάνουμε λόγο σήματος προς θόρυβο ίσο με τιμή που δίνει αποδεκτό ρυθμό λαθών. Επιλύοντας την παραπάνω εξίσωση ως προς τον αριθμό των χρηστών λαμβάνεται:

$$N - 1 = \frac{\frac{W}{R}}{\left(\frac{E_b}{N_0 + I_0} \right) - \frac{N_0}{P_s}} \xrightarrow{P_s \rightarrow \infty} \frac{\frac{W}{R}}{\left(\frac{E_b}{N_0 + I_0} \right)} \quad (5.7)$$

Εφαρμόζοντας για το IS-95a λόγο σήματος προς θόρυβο 6 dB και ρυθμό 9.6 Kbps, τυπικές τιμές για το πρότυπο, λαμβάνουμε μέγιστο αριθμό χρηστών $N \approx 21.1 - 6 \text{ dB} = 15.1 \text{ dB}$ δηλαδή 32 χρήστες.

Ο επιθυμητός λόγος σήματος προς θόρυβο είναι παράμετρος που μπορεί να επιλέγεται από την διαχείριση του συστήματος. Διπλασιασμός του λόγου αυτού επιφέρει σχεδόν ανάλογη μείωση στην χωρητικότητα του συστήματος και αντιστρόφως. Για να συμπεριληφθεί η παρεμβολή από γειτονικές κυψέλες στην περιγραφή ορίζεται το μέγεθος του ισοδύναμου συντελεστή επαναχρησιμοποίησης συχνότητας (reuse factor) F . Ο υπολογισμός της χωρητικότητας είναι ο ίδιος με παραπάνω αν αντικαταστήσουμε τον αριθμό των χρηστών με $F*N$.

$$F = \frac{\text{total interference power}}{\text{reference cell interference power}} \quad (5.8)$$

$$N = \frac{\frac{W}{R}}{\left(\frac{E_b}{N_0 + I_0} \right) - F} \quad (5.9)$$

Για μη κατευθυντική κεραία κυψέλης ο ισοδύναμος συντελεστής επαναχρησιμοποίησης συχνότητας λαμβάνει τιμή 1.6, τέσσερις φορές μικρότερος από την συνήθη τιμή του, που είναι 7 στα συστήματα κυψελοειδούς τηλεπικοινωνίας. Σημειώνεται ότι το φάσμα και η χωρητικότητα του συστήματος δεν επηρεάζονται από το σχήμα και το μέγεθος της κυψέλης και έτσι αν χρησιμοποιηθούν κεραίες τομέα υποκυψέλης η τιμή του συντελεστή αυτού μένει σταθερή σε αντίθεση με τον αντίστοιχο συντελεστή άλλων συστημάτων ο οποίος μειώνεται.

5.2.4 To CDMA reference blockset του Simulink

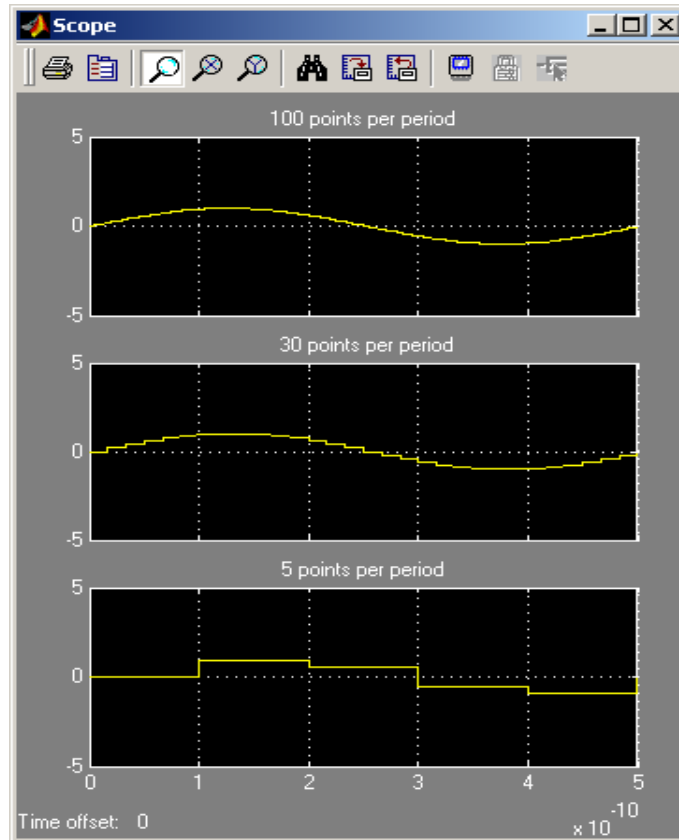
Για την ολοκληρωμένη προσομοίωση συστημάτων εξάπλωσης φάσματος βασισμένα στο πρότυπο IS-95a ένα σύνολο από τα blocks που προσομοιώνουν δομικά στοιχεία

του συστήματος εξάπλωσης συχνότητας IS-95a ομαδοποιήθηκαν και οργανώθηκαν σε με βιβλιοθήκη για το Simulink. Η βιβλιοθήκη αυτή (cdmalib) περιλαμβάνει μοντέλα προσομοίωσης των κυρίων δομικών στοιχείων των πομπών και των δεκτών των σταθμών βάσης και των κινητών σταθμών και έχει δυνατότητες προσομοίωσης end-to-end συστημάτων για τις δύο ζεύξεις, προς το κινητό και προς τον σταθμό βάσης. Οι λειτουργίες που υποστηρίζονται είναι ικανές να εκτελούνται σε όλους τους ρυθμούς που προδιαγράφονται από το πρότυπο ενώ υποστηρίζεται και δυναμική μεταβολή του ρυθμού σε όποιες περιπτώσεις αυτό προδιαγράφεται. Κάθε ζεύξη κινητού σταθμού προς τον σταθμό βάσης υποστηρίζει την λειτουργία καναλιών συγχρονισμού, paging και κίνησης. Επίσης για την ζεύξη σταθμού βάσης προς τον κινητό σταθμό υποστηρίζονται κανάλια πρόσβασης και κίνησης. Η βιβλιοθήκη μοντέλων προσομοίωσης του πομπού κινητού σταθμού περιλαμβάνει μοντέλο συνελκτικού κωδικοποιητή το οποίο κατασκευάζει το πλαίσιο δεδομένων του προτύπου, μοντέλο επαναλήπτη και αποεπαναλήπτη, μοντέλο διαφυλλωτή και αποδιαφυλλωτή, μοντέλο διαμορφωτή και συστήματος εξάπλωσης με χρήση κωδικών Walsh και μοντέλο δημιουργίας τυχαίων bursts. Για τον δέκτη παρέχονται μοντέλο ανίχνευσης δραστηριότητας καναλιού, μοντέλο δέκτη rake, αποδιαμορφωτή, descrambler, αποκωδικοποιητή Viterbi και ανιχνευτή των power bits ελέγχου. Ανάλογα μοντέλα παρέχονται και για τον σταθμό βάσης.

5.3 Ισοδύναμο βασικής ζώνης σημάτων και συστημάτων

5.3.1 Το πρόβλημα των υψηλών χρόνων δειγματοληψίας

Κατά την ανάπτυξη των μοντέλων προσομοίωσης που περιγράψαμε παρουσιάστηκαν διάφορα προβλήματα τα κυριότερα εκ των οποίων σχετίστηκαν με την ταχύτητα της προσομοίωσης. Το κυριότερο πρόβλημα που είχε ως αποτέλεσμα την εμφάνιση χαμηλής ταχύτητας προσομοίωσης προκαλείται από τους υψηλούς ρυθμούς δειγματοληψίας που απαιτούνται για την παράσταση υψίσυχνων σημάτων, οι οποίοι είναι προφανώς άρρηκτα δεμένοι με το πλήθος των υπολογισμών που εκτελούνται κατά την προσομοίωση. Αν για παράδειγμα ο ρυθμός δειγματοληψίας ενός σήματος διπλασιαστεί είναι προφανές ότι θα διπλασιαστεί και ο αριθμός των πράξεων που θα γίνουν πάνω στο σήμα αυτό. Ένας τυπικός φορέας για το σύστημα 802.11b, για παράδειγμα, θα έχει συχνότητα της τάξης των 2-3 GHz και για να παρασταθεί επαρκώς θα πρέπει σε κάθε περίοδο του να λαμβάνεται κάποιος αριθμός από σημεία. Όσο πιο πολλά σημεία ανά περίοδο χρησιμοποιούνται για την παράσταση του φορέα αυτού, τόσο πιο πιστά αναπαρίσταται η αναλογική κυματομορφή αλλά τόσο πιο μεγάλος γίνεται ο ρυθμός δειγματοληψίας στον οποίο αναφερθήκαμε παραπάνω, και ο αριθμός των υπολογισμών. Το παραπάνω σχήμα απεικονίζει έναν φορέα συχνότητας 2 GHz, έτσι όπως παριστάνεται με 100, 30 και 5 σημεία ανά περίοδο ή αντίστοιχους ρυθμούς δειγμάτων 200, 60 και 10 GHz. Ο χρόνος που απαιτείται για την προσομοίωση ενός τέτοιου σήματος είναι αμελητέος όταν πρόκειται για προσομοίωση λίγων περιόδων του, όταν όμως πρόκειται για μεγαλύτερα χρονικά διαστήματα η προσομοίωση είναι λογικό να είναι αρκετά αργή. Η προσομοίωση του παραπάνω σήματος με 5 σημεία ανά περίοδο για 1 msec προσομοίωσης χρειάστηκε



Σχήμα 5.8: παράσταση φορέα συχνότητας 2 GHz για μια περίοδο

πραγματικό χρόνο μια ώρα και πενήντα λεπτά²⁴ σε σταθμό εργασίας με συχνότητα επεξεργαστή στα Pentium III στα 500 MHz .

Η λύση στο παραπάνω πρόβλημα είναι η μετατροπή των σημάτων και συστημάτων μετάδοσης σε ισοδύναμα συστήματα βασικής ζώνης, έτσι ώστε οι συχνότητες που χρησιμοποιούνται να είναι οι ελάχιστες δυνατές. Για να μετατοπιστεί ένα σήμα όπως αυτό που είδαμε παραπάνω γύρω από τη μηδενική συχνότητα πρέπει αφενός μεν να μετατοπιστεί κατά συχνότητα ίση με την συχνότητα του, αφετέρου να περάσει από φίλτρο που να έχει απόκριση συχνότητας τέτοια που να μπορεί να αποκόψει μια από τις δύο συχνότητες του σήματος που παρουσιάζονται στον θετικό και στον αρνητικό ημίαξονα.

5.3.2 Μιγαδική περιβάλλουσα ζωνοπερατού σήματος

Έστω ότι το πρόβλημα ανακύπτει από την δειγματοληψία πραγματικού ζωνοπερατού σήματος $s(t)$ με συχνοτικό περιεχόμενο γύρω από τη συχνότητα f_c . Αναζητάμε σήμα $s_I(t)$ που περιέχει κατωδιαβατές συχνότητες το οποίο να φέρει όλη την πληροφορία του $s(t)$. Δεν μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε άμεσα την ιδιότητα μετατόπισης φάσματος γιατί τότε θα μετατοπίζαμε το συχνοτικό περιεχόμενο του σήματος το

²⁴ περιλαμβάνεται και τύπωση του σήματος στην οθόνη που σύμφωνα με profiler προγράμματα κατέλαβε το 79% του χρόνου προσομοίωσης

οποίο υπάρχει στον αρνητικό ημιάξονα συχνοτήτων σε ακόμη μεγαλύτερες, για την ακρίβεια στις διπλάσιες.

$$\text{αν } s(t) \Leftrightarrow S(f) \text{ τότε } s(t)e^{j2\pi f_c t} \Leftrightarrow S(f - f_c) \quad (5.10)$$

Για να ληφθεί σήμα βασικής ζώνης θα πρέπει να απαλοιφεί το περιεχόμενο του σήματος για αρνητικές συχνότητες. Είναι γνωστό από την ταυτότητα του Euler ότι κάθε ημιτονοειδής συνάρτηση μορφής $\text{Acos}(\omega t + \varphi)$ μπορεί να μετατραπεί σε μιγαδική μορφή με συχνοτικές συνιστώσες στον θετικό ημιάξονα συχνοτήτων αν της προστεθεί μιγαδικό μέρος ίσο με τη μετατοπισμένη κατά $\pi/2$ συνάρτηση.

$$e^{j(\omega t + \varphi)} = \cos(\omega t + \varphi) + j\sin(\omega t + \varphi) \quad (5.11)$$

Ένα φίλτρο το οποίο έχει την ιδιότητα να μετατοπίζει τη φάση του σήματος εισόδου κατά $\pi/2$ είναι το φίλτρο μετασχηματισμού Hilbert η συνάρτηση μεταφοράς του οποίου είναι τέτοια που να στρέφει κατά $-\pi/2$ τις συχνότητες του θετικού ημιάξονα και κατά $\pi/2$ τις συχνότητες του αρνητικού. Η κρουστική απόκριση του φίλτρου αυτού είναι ίση με:

$$h_{\text{Hilbert}}(t) = \frac{1}{\pi t} \quad (5.12)$$

Σύμφωνα λοιπόν με τα παραπάνω όταν τυχαίο σήμα περάσει από ένα φίλτρο μετασχηματισμού Hilbert και στη συνέχεια το προστεθεί στον εαυτό του ως μιγαδικό μέρος, λαμβάνουμε σήμα με συχνοτικό περιεχόμενο μόνο στον θετικό άξονα συχνοτήτων. Τέτοια σήματα αναφέρονται στην βιβλιογραφία ως αναλυτικά σήματα.

$$s_+(t) = s(t) + jh_{\text{Hilbert}}(t) * s(t) \quad (5.13)$$

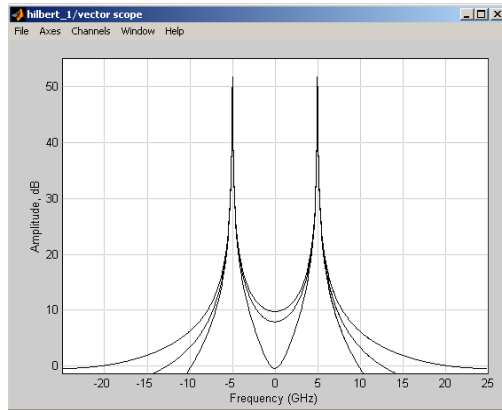
Το σήμα $s_+(t)$ ονομάζεται και μιγαδική προπεριβάλλουσα του αρχικού σήματος. Αν χρησιμοποιηθεί η ιδιότητα μετατόπισης στη συχνότητα που αναφέραμε παραπάνω, η μιγαδική προπεριβάλλουσα μετατρέπεται σε σήμα το οποίο φέρει όλη την πληροφορία του αρχικού σήματος γύρω από την μηδενική συχνότητα. Το σήμα αυτό ονομάζεται σήμα μιγαδικής περιβάλλουσας ή ισοδύναμο σήμα βασικής ζώνης.

$$s_1(t) = s_+(t)e^{-j2\pi f_c t} \quad (5.14)$$

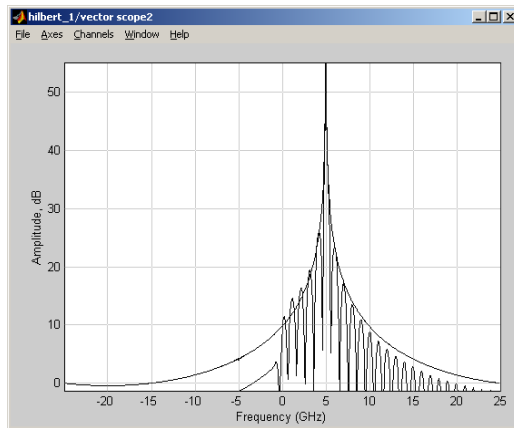
Με απλές πράξεις μπορεί να αποδειχθεί ότι κάθε σήμα ζωνοδιαβατού φάσματος μπορεί να εκφραστεί με βάση ισοδύναμο σήμα βασικής ζώνης.

$$\left. \begin{aligned} s_1(t) &= [s(t) + jh_{\text{hilbert}}(t)]e^{-j2\pi f_c t} \\ s(t) &= \text{Re}[s_1(t)e^{-j2\pi f_c t}] \\ s(t) &= \text{Re}[(s_{\text{II}}(t) + s_{\text{IQ}}(t))e^{-j2\pi f_c t}] \\ s(t) &= \text{Re}[(s_{\text{II}}(t) + s_{\text{IQ}}(t))e^{-j2\pi f_c t}] \end{aligned} \right\} \quad (5.14)$$

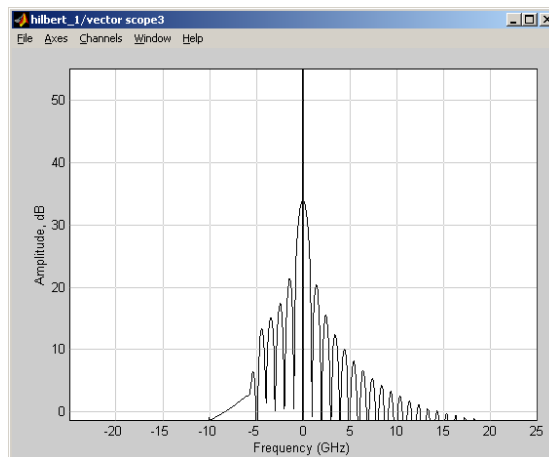
$$s(t) = s_{II}(t) \cos(2\pi f_c t) - s_{IQ}(t) \sin(2\pi f_c t)$$



(α) Φάσμα συχνότητας ημιτονικού σήματος $s(t)$ συχνότητας 5 GHz για το οποίο απαιτείται συχνότητα δειγματοληψίας για επεξεργασία > 10 GHz



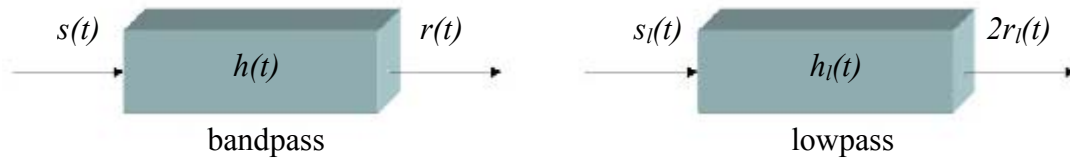
(β) Φάσμα συχνότητας σήματος μιγαδικής προπεριβάλλουσας του $s(t)$, όπου $f_c = 5$ GHz



(γ) Φάσμα συχνότητας μιγαδικής περιβάλλουσας (ισοδύναμου βασικής ζώνης) του ημιτονικού σήματος $s(t)$ για το οποίο απαιτείται συχνότητα δειγματοληψίας για επεξεργασία $\ll 10$ GHz

Σχήμα 5.9 : Διαδικασία παραγωγής ισοδύναμου βασικής ζώνης σήματος

Επόμενο βήμα αποτελεί η μετατροπή των συστημάτων μέσα από τα οποία περνάει το σήμα σε ισοδύναμο βασικής ζώνης έτσι ώστε να μπορεί να υλοποιηθεί ισοδύναμο βασικής ζώνης και του συστήματος από το οποίο διέρχεται το σήμα. Αν το σήμα εισόδου είναι ζωνοπερατό, τα συστήματα από τα οποία περνάει θα είναι κατά πάσα



Σχήμα 5.9 : Ισοδύναμο βασικής ζώνης για ζωνοπερατά συστήματα

πιθανότητα και αυτά ζωνοπερατά και συνεπώς και η έξοδος είναι και αυτή ζωνοπερατό σήμα. Αν $s_l(t)$ η μιγαδική περιβάλλουσα του σήματός εισόδου τότε το αρχικό σήμα λαμβάνεται από τη σχέση:

$$s(t) = \text{Re}[s_1(t)e^{-j2\pi f_c t}] \quad (5.15)$$

Εφαρμόζοντας τον ίδιο μετασχηματισμό στα φίλτρα από τα οποία περνάει το σήμα μας και στην έξοδο λαμβάνουμε θα έχουμε εκφράσεις:

$$h(t) = \text{Re}[h_1(t)e^{-j2\pi f_c t}] \quad (5.16a)$$

$$r(t) = \text{Re}[r_1(t)e^{-j2\pi f_c t}] \quad (5.16b)$$

$$\text{όπου: } r(t) = h(t) * s(t)$$

Με συνδυασμό των παραπάνω σχέσεων και μετά από πράξεις λαμβάνεται η σχέση:

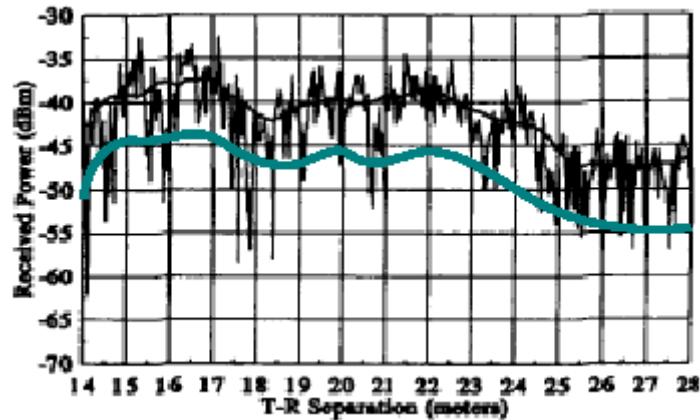
$$r(t) = \frac{1}{2} \text{Re}[(h_1(t) * s_1(t))e^{-j2\pi f_c t}] = \frac{1}{2} h_1(t) * s_1(t) \quad (5.17)$$

5.4 Μοντέλο καναλιού

Το σήμα που φτάνει στον κινητό σταθμό από τον σταθμό βάσης προέρχεται από πολλές διαδόσεις του ίδιου εκπεμπόμενου σήματος οι οποίες έχουν προκύψει από διαδοχικές ανακλάσεις, διαθλάσεις, διασκορπίσεις, ιδιαίτερα όταν πρόκειται για αστικό περιβάλλον. Η συνέπεια είναι το σήμα λήψης να λαμβάνεται από διαφορετικές κατευθύνσεις, με διαφορετικές καθυστερήσεις και με διαφορετικές ισχύς, σε σχέση με το ευθύ (LOS – line of sight) σήμα. Η ιδιότητα αυτή που χαρακτηρίζει το ασύρματο κανάλι είναι η επονομαζόμενη πολλαπλή διάδοση. Οι μεταλλάξεις στις οποίες υπόκειται το σήμα μέχρι να φτάσει στον πομπό κατατάσσονται σε αλλοιώσεις λόγω θορύβου, παρεμβολές λόγω παρουσίας ισχυρών σημάτων σε γειτονικά κανάλια ή κυψέλες και αποσβέσεις λόγω μετάδοσης.

Η εξέταση της μετάδοσης συναρτήσει των χαρακτηριστικών του καναλιού και μόνο ανάγεται στην μελέτη των αποσβέσεων που προκύπτουν αγνοώντας την παρουσία

άλλων σημάτων παρεμβολής αλλά και θορύβου. Η μετάδοση του σήματος από το ασύρματο κανάλι αποσβένει την ισχύ του σήματος καθιστώντας την ισχύ λήψης κλασματική της ισχύος εκπομπής. Όπως είναι γνωστό από τις σχετικές φόρμουλες για την ισχύ λήψης κεραίας, η ισχύς που λαμβάνεται στον δέκτη με γνωστά τα κέρδη των



Σχήμα 5.10 : Το φαινόμενο εξασθένησης μικρής και μεγάλης κλίμακας

κεραιών είναι αντιστρόφως ανάλογη του τετραγώνου της απόστασης των κεραιών του πομπού και του δέκτη για μετάδοση σε ελεύθερο χώρο, υπόθεση καθόλου ρεαλιστική για τα δεδομένα των επίγειων ασύρματων επικοινωνιών. Όπως έχουν δείξει οι μετρήσεις, μείωση της ισχύος λήψης γίνεται αντιστρόφως ανάλογα με τη δύναμη της απόστασης και για τιμή του εκθέτη στο διάστημα από 2 μέχρι και 5 ανάλογα με το περιβάλλον της διάδοσης (αστικό, ημιαστικό, εντός κτηρίων, βιομηχανικό), τα ύψη των κεραιών και τις ειδικότερες συνθήκες της μετάδοσης. Η εξασθένηση αυτού του τύπου μπορεί εύκολα να μοντελοποιηθεί στο εργαλείο Simulink με μπλοκ απόσβεσης ή αρνητικού κέρδους, αν η απόσταση των δύο σταθμών θεωρηθεί γνωστή.

Από μετρήσεις και πειράματα που μετρούν την λαμβανόμενη ισχύ στον δέκτη ανιχνεύτηκε ότι το σήμα στον δέκτη δεν λαμβάνεται με σταθερό επίπεδο ισχύος, αντίθετα παρουσιάζει διακυμάνσεις στην λαμβανόμενη ισχύ. Το γεγονός αυτό αντικατοπτρίζει το φαινόμενο της εξασθένησης (fading) το οποίο προκαλείται από την παρουσία εμποδίων στο περιβάλλον διάδοσης που προκαλούν πολλαπλή διάδοση. Το φαινόμενο αυτό παρουσιάζεται στο ασύρματο κανάλι με διττή μορφή, ως φαινόμενο μεγάλης και μικρής κλίμακας όπως φαίνεται στο σχήμα 5.10. Σε μικρή κλίμακα η ισχύς λήψης επηρεάζεται από την ανάκλαση και διάθλαση σημάτων σε εμπόδια κοντινά στον χρήστη πράγμα που έχει ως αποτέλεσμα την διακύμανση της ισχύος σε κλίμακα κάποιων μηκών κύματος. Η εξασθένηση μεγάλης κλίμακας παρουσιάζεται σε κλίμακα δεκάδων μηκών κύματος και είναι αυτή που προκαλείται από μεγαλύτερα εμπόδια που βρίσκονται στην περιοχή κοντά στον δέκτη. Το φαινόμενο της εξασθένησης μεγάλης κλίμακας συχνά αναφέρεται και ως φαινόμενο σκίασης (shadowing), υποδεικνύοντας την δυνατότητα του σήματος να φτάνει στον δέκτη ακόμη και όταν αυτός σκιάζεται από μεγάλα εμπόδια μέσω φαινομένων όπως η διασπορά και η ανάκλαση. Η διακύμανση που προκαλείται από το φαινόμενο της σκίασης έχει ως αποτέλεσμα η λαμβανόμενη ισχύς η να ακολουθεί λογαριθμικά κανονική κατανομή, δηλαδή η μέση τιμή του σήματος στο δέκτη εκφρασμένη σε dB ακολουθεί Gaussian κατανομή και μπορεί επομένως να μοντελοποιηθεί με τυχαία μεταβλητή που λαμβάνει τιμές που ακολουθούν την παραπάνω κατανομή με τυπική

απόκλιση μεταξύ 5 dB και 12 dB, σύμφωνα με πειραματικές μετρήσεις. Ο σχεδιασμός των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων λαμβάνει υπόψη του αυτή την διακύμανση προδιαγράφοντας τα ανάλογα περιθώρια ισχύος λήψης.

Η εξασθένηση μικρής κλίμακας προκαλείται από την πολλαπλή λήψη σήματος με διάφορες καθυστερήσεις οι οποίες ισοδυναμούν με διαφορετικές μετατοπίσεις στη φάση και οι οποίες είτε αλληλοενισχύονται είτε αλληλοαναιρούνται καθώς υπερτίθενται. Φαινόμενο εξασθένησης μικρής κλίμακας προκαλείται επίσης από την σχετική κίνηση του πομπού και του δέκτη λόγω φαινομένου Doppler.

Το αποτέλεσμα του συνδυασμού όλων των παραπάνω φαινομένων είναι να παρουσιάζεται πολύ μεγάλη διακύμανση στην λαμβανόμενη ισχύ, μέχρι 30 dB έως 40 dB σε πάρα πολύ μικρές χρονικές περιόδους. Σημαντικός παράμετρος για το λαμβανόμενο σήμα αποτελεί η μέγιστη καθυστέρηση διάδοσης μεταξύ των σημάτων που ακολουθούν διαφορετική διαδρομή μέχρι τον δέκτη. Αν η καθυστέρηση αυτή είναι της τάξης της περιόδου του σήματος είναι πολύ πιθανό να παρατηρηθεί διασυμβολική παρεμβολή στον δέκτη. Αν η καθυστέρηση αυτή είναι μεγαλύτερη από την περίοδο του σήματος πράγμα που αποτελεί την χειρίστη περίπτωση, τότε το κανάλι συμπεριφέρεται σαν φίλτρο και παραμορφώνει το σήμα μια και περνάει ορισμένες μόνο συχνότητες. Στην περίπτωση που η μέγιστη καθυστέρηση είναι πολύ μικρότερη από την περίοδο του σήματος, τα λαμβανόμενα σήματα λόγω πολλαπλής διάδοσης είναι πολλά στον αριθμό και αν καμία διαδρομή διάδοσης δεν έχει σημαντικά μικρότερη απόσβεση από τις υπόλοιπες, τότε μπορεί να θεωρηθεί ότι το λαμβανόμενο σήμα προσεγγίζεται ικανοποιητικά από το μεταδιδόμενο υπό από κοινού τυχαία μεταβολή των εντός και εκτός φάσεως συνιστωσών. Τα παραπάνω περιγράφουν το κανάλι εξασθένησης Rayleigh το οποίο αναπαριστά τη συμπεριφορά του ασύρματου καναλιού σε αστικές περιοχές όπου δεν υπάρχει κυρίαρχη συνιστώσα σήματος και που τα σήματα πολλαπλής διάδοσης καταφτάνουν τυχαία και υπό ομοιόμορφη απόσβεση λόγω των πολλών εμποδίων. Η κατανομή που προκύπτει ότι ακολουθεί η φάση του συστήματος εφόσον οι συνιστώσες εντός και εκτός φάσης ακολουθούν την παραπάνω κατανομή είναι η ομοιόμορφη κατανομή, ενώ η κατανομή πλάτους είναι η κατανομή Rayleigh.

Εάν υπάρχει κυρίαρχη συνιστώσα σήματος με σημαντικά μεγαλύτερη ισχύ (ή μικρότερη απόσβεση που προκύπτει από οπτική επαφή με τον πομπό) τότε οι συνιστώσες του λαμβανόμενου σήματος θα προκύψουν από τις συνιστώσες της κυρίαρχης συνιστώσας. Οι υπόλοιπες συνιστώσες θα συμβάλλουν κατά τυχαίο τρόπο ακριβώς όπως παραπάνω. Στην περίπτωση αυτή η κατανομή του πλάτους είναι Rician και περιγράφει τη συμπεριφορά του καναλιού σε ημιαστικές περιοχές όπου είναι συχνή η ύπαρξη οπτικής επαφής μεταξύ κινητού σταθμού και σταθμού βάσης. Όσο περισσότερο αποσβένεται το κυρίαρχο σήμα τόσο πιο πολύ θα τείνει η κατάσταση του καναλιού να μοιάζει με την κατάσταση του Rayleigh καναλιού.

Τα κανάλια Rayleigh και Rician έχουν το κοινό χαρακτηριστικό ότι είναι μη επιλεκτικά (non-selective) ή επίπεδα (flat) ως προς τη συχνότητα κανάλια λόγω της ιδιότητας που διατηρούν να εξασθενούν όλο το συχνοτικό περιεχόμενο του σήματος με τον ίδιο τρόπο. Αν ο πομπός ή ο δέκτης βρίσκεται σε κίνηση, τότε το λαμβανόμενο σήμα μετατοπίζεται στη συχνότητα λόγω του φαινομένου Doppler ανάλογα με το μέγεθος της συνιστώσας της σχετικής ταχύτητας της κίνησης που είναι παράλληλη στην κατεύθυνση διάδοσης του σήματος. Η μέγιστη μετατόπιση συχνότητας

λαμβάνει χώρα με σημείο αναφοράς την συχνότητα του φορέα και είναι ανάλογη του μεγέθους της παραπάνω συνιστώσας της ταχύτητας. Κάθε λαμβανόμενη συνιστώσα του σήματος θα έχει διαφορετική προβολή στην κατεύθυνση της κίνησης και έτσι θα υπόκειται σε διαφορετική μετατόπιση συχνότητας λόγω φαινομένου Doppler. Αν η μέγιστη μετατόπιση είναι αρκετά μικρότερη από τη συχνότητα του σήματος πράγμα που ισοδυναμεί σε καθυστέρηση αρκετά μεγαλύτερη από την περίοδο του σήματος, τότε παρουσιάζονται φαινόμενα εξασθένησης. Σε αντίθετη περίπτωση παρουσιάζεται το φαινόμενο της αργής εξασθένησης. Στα πλαίσια της παρούσας υλοποίησης χρησιμοποιήθηκαν μοντέλα καναλιού Rayleigh και Rician τα οποία παρέχονται από το Communications Blockset του εργαλείου προσομοίωσης ενώ στο ίδιο blockset υπάρχουν ακόμη κανάλια λευκού προσθετικού Gaussian θορύβου και δυαδικό συμμετρικό κανάλι.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

I CRC και κωδικοποίηση καναλιού στο GSM

Η οικογένεια κυκλικών κωδίκων ανήκει στους γραμμικούς κώδικες που χαρακτηρίζονται από την κυκλική ιδιότητα η οποία υπαγορεύει ότι οποιαδήποτε μετατόπιση μιας κωδικής λέξης παράγει επίσης κωδική λέξη. Επίσης έχουν την γραμμική ιδιότητα, όλες οι κωδικές λέξεις τους αποτελούν γραμμική συνάρτηση των βασικών συνιστωσών που περιγράφουν τον χώρο στον οποίο ανήκει ο κώδικας. Αποτελούν οικογένεια που έχει μελετηθεί πολύ λόγω της χρησιμότητάς τους στην διόρθωση λαθών. Γνωστοί κυκλικοί κώδικες είναι οι BCH και οι Reed Solomon.

Η κωδική λέξη ενός κυκλικού κώδικα περιγράφει τους συντελεστές ενός πολυωνύμου και συνεπώς μπορεί να παρασταθεί από αυτό.

$$b_{k-1} b_{k-2} \dots b_1 b_0 \Rightarrow b_{k-1} X^{k-1} + b_{k-2} X^{k-2} \dots b_1 X^1 + b_0 X^0$$

Για παράδειγμα:

$$1010100101 \Rightarrow X^9 + X^7 + X^5 + X^2 + 1$$

Η πολυωνυμική παράσταση είναι βολική για την εξαγωγή των bits στα οποία μπορεί να κωδικοποιηθεί η είσοδος, όπως στην περίπτωση των bits κλάσης Ια στον κωδικοποιητή καναλιού του GSM. Μια ακολουθία από K bits μπορεί να κωδικοποιηθεί σε N κωδικά bits χρησιμοποιώντας $n=N-K$ bits ισοτιμίας. Αν τα K bits παριστάνονται από πολυώνυμο $M(X)$, τα N από πολυώνυμο $T(X)$ και τα $n=N-K$ από πολυώνυμο $R(X)$ τότε ισχύει ότι:

$$T(X) = X^n M(X) + R(X)$$

Η εύρεση συνεπώς κώδικα CRC που προσθέτει n bits πραγματοποιείται με την γένεση πολυωνύμου $G(X)$ βαθμού n που ονομάζεται generator ή γεννήτρια. Για την λήψη των πρόσθετων CRC bits $R(X)$ πρέπει να γίνει mode-2 διαίρεση του πολυωνύμου $X^n M(X)$ με το πολυώνυμο-γεννήτρια και να ληφθεί το υπόλοιπο.

$$\begin{array}{r|l} X^n M(X) & G(X) \\ \dots & \text{-----mod2} \\ \dots & \dots \\ R(X) & \text{-----} \rightarrow \text{the crc bits} \end{array}$$

Στην mod-2 αριθμητική η πρόσθεση και η αφαίρεση είναι πράξεις με ίδιο αποτέλεσμα όπως φαίνεται και από τον παρακάτω πίνακα αληθείας:

mod2 arithmetic				
0-0	=	0+0	=	0
1-0	=	1+0	=	1
0-1	=	0+1	=	1
1-1	=	1+1	=	0

Η κωδικοποίηση καναλιού στο GSM χρησιμοποιεί το εξής πολυώνυμο γεννήτρια για να εξάγει τα bits ισοτιμίας

$$G(X) = X^3 + X^1 + 1$$

Στην πλευρά του δέκτη, γίνεται έλεγχος λαθών πραγματοποιώντας την εξής διαίρεση:

$$\begin{array}{r|l}
 X^{nM}(X) + R(X) & G(X) \\
 \dots & \text{-----mod2} \\
 \dots & \dots \\
 R'(X) & \text{-----> remainder}
 \end{array}$$

Το υπόλοιπο $R'(X)$ που προκύπτει από την παραπάνω διαίρεση προστίθεται με τα CRC bits. Αν το αποτέλεσμα της πρόσθεσης είναι μηδέν η λήψη είναι σωστή αλλιώς το πλαίσιο που προστατεύεται από τον κώδικα έχει κατά πάσα πιθανότητα αλλοιωθεί.

II Συνελικτικοί κώδικες στο GSM

Οι συνελικτικοί κώδικες χαρακτηρίζονται από την ικανότητά τους για ταχύτατη ανάκαμψη από λάθη. Βασίζονται στην φιλοσοφία μείωσης της πιθανότητας εμφάνισης λάθους από το οποίο δεν μπορεί το σύστημα να ανακάμψει μέσω της μετάδοσης περίσσειας πληροφορίας η οποία προκύπτει από συνέλιξη γειτονικών bits. Το αποτέλεσμα είναι να υπάρχει συσχέτιση της πληροφορίας που φέρουν τα bits και συνεπώς σε περίπτωση εμφάνισης λάθους να μπορεί να εξαχθεί η πληροφορία από γειτονικά bits. Η συνέλιξη γίνεται με χρήση C στον αριθμό φόρμουλες στις οποίες ορίζονται οι καθυστερήσεις τις οποίες υποβάλλεται το πλαίσιο εισόδου. Επακόλουθα, ο ρυθμός εξόδου του κωδικοποιητή είναι C φορές μεγαλύτερος του ρυθμού εισόδου. Τα καθυστερημένα πλαίσια συνδυάζονται με την πράξη του αποκλειστικού Ή και τα πλαίσια που προκύπτουν από κάθε φόρμουλα πολυπλέκονται.

Στο GSM εκτελείται συνελικτικός κώδικας για την κωδικοποίηση καναλιού. Χρησιμοποιούνται οι φόρμουλες:

$$\begin{array}{l}
 D^4 + D^3 + \quad \quad 1 \\
 D^4 + D^3 + D + 1
 \end{array}$$

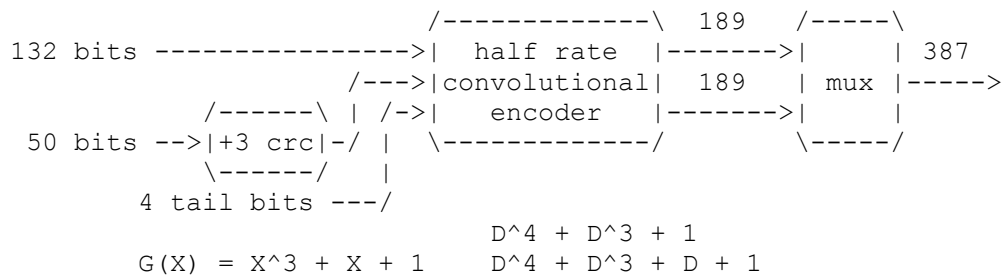
Κάθε παράγοντας D^n ορίζει καθυστέρηση n για την είσοδο ενώ το σύμβολο '+' ορίζει πράξη αποκλειστικού Ή.


```

                                |-> 4 tail bits
                                1 0 1 1 0 0 0 1 0 0 0 0
delay D   - 1 0 1 1 0 0 0 1 0 0 0
delay D^2 - - 1 0 1 1 0 0 0 1 0 0
delay D^3 - - - 1 0 1 1 0 0 0 1 0
delay D^4 - - - - 1 0 1 1 0 0 0 1

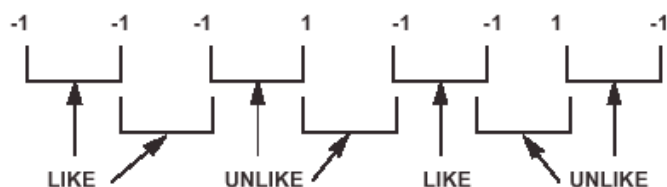
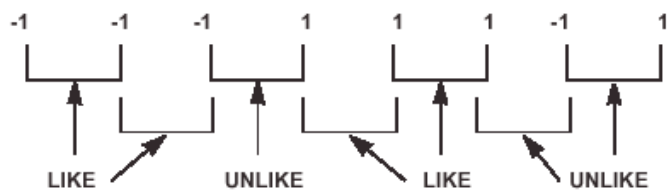
D^4 + D^3 +      1: 1 1 0 0 0 0 1 1
D^4 + D^3 + D + 1: 0 1 0 0 1 0 1 1
Output: 1011000001001111

```



III Δυαδικές συμπληρωματικές σειρές

Οι δυαδικοί συμπληρωματικοί κώδικες ή δυαδικές συμπληρωματικές σειρές βρίσκουν εφαρμογή στην επίτευξη υψηλών ρυθμών στην οικογένεια προτύπων 802.11x. Πρόκειται για δυαδικές σειρές ίδιου μήκους που λαμβάνονται σε ζεύγη τα οποία έχουν την ιδιότητα ο αριθμός των ζευγών ίδιων στοιχείων με απόσταση k μεταξύ τους στη μία σειρά είναι ο ίδιος με τον αριθμό των διαφορετικών ζευγών στοιχείων στην άλλη με απόσταση k μεταξύ τους και αυτά. Η ιδιότητα αυτή απεικονίζεται στο επόμενο σχήμα.



δυναδικές συμπληρωματικές σειρές

Η πρώτη σειρά του παραπάνω σχήματος διαθέτει τέσσερα ζεύγη ίδιων (δυναδικών) στοιχείων απόστασης 1 μεταξύ τους και τρία ζεύγη διαφορετικών στοιχείων απόστασης 1 μεταξύ τους. Η δεύτερη σειρά διαθέτει τέσσερα ζεύγη διαφορετικών στοιχείων απόστασης 1 μεταξύ τους και τρία ζεύγη ίδιων στοιχείων απόστασης 1 μεταξύ τους. Η πλήρης συμμετρία παρουσιάζεται στον παρακάτω πίνακα.

PAIR SEPARATION	SEQUENCE 1		SEQUENCE 2	
	LIKE	UNLIKE	LIKE	UNLIKE
1	4	3	3	4
2	4	3	3	4
3	1	5	5	1

Μπορεί να αντιληφθεί κανείς ότι τέτοιες σειρές παρουσιάζουν έντονες συμπληρωματικές ιδιότητες, πράγμα που τις καθιστά χρήσιμες στις τηλεπικοινωνίες. Η αυτοσυσχέτιση τέτοιων σειρών είναι μηδενική για όλες τις μετατοπίσεις εκτός από την μηδενική μετατόπιση. Για σειρές a_i και b_i , όπου $i = 1, 2, 3, \dots, n$ οι αντίστοιχες αυτοσυσχετίσεις θα δίνονται από τις σχέσεις:

$$A_j = \sum_{i=1}^{n-j} a_i a_{i+j} \quad B_j = \sum_{i=1}^{n-j} b_i b_{i+j}$$

Οι σειρές a και b είναι συμπληρωματικές αν:

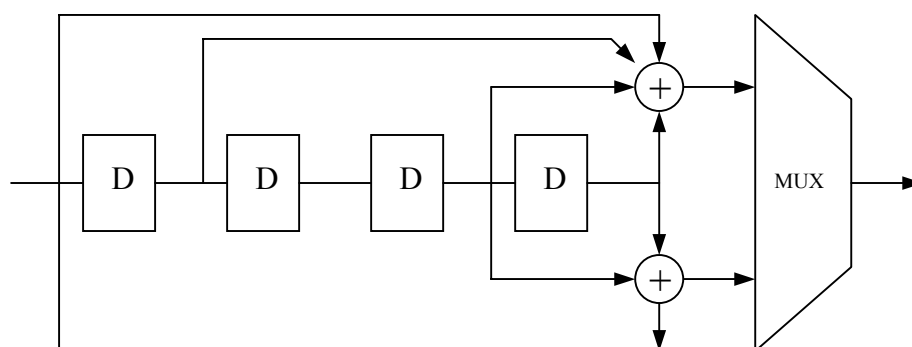
$$A_j + B_j = \begin{cases} 0 & j \neq 0 \\ 2n & j = 0 \end{cases}$$

Επέκταση των δυαδικών συμπληρωματικών σειρών αποτελούν οι λεγόμενοι πολυφασικοί κώδικες. Οι κώδικες αυτοί διατηρούν τα συμπληρωματικά χαρακτηριστικά των σειρών που περιγράψαμε, αποτελούν όμως επέκταση τους μια και τα στοιχεία τους μπορούν να λαμβάνουν παραμέτρους φάσης. Για παράδειγμα το στοιχείο ενός τέτοιου κώδικα θα μπορούσε να λαμβάνει τέσσερις τιμές φάσης $1, j, -1, \text{ και } -j$ (φάσεις $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ στον μιγαδικό κύκλο). Τέτοιου είδους είναι οι κώδικες που χρησιμοποιούνται στο πρότυπο 802.11b. Εκτός από καλές αυτοσυσχετιστικές ιδιότητες παρουσιάζουν και ικανοποιητική ευκλείδεια απόσταση πράγμα που διευκολύνει την λήψη οδηγώντας σε χαμηλό bit error rate.

IV Αποκωδικοποίηση Viterbi

Η συνελκτική αποκωδικοποίηση με τη βοήθεια του αλγορίθμου Viterbi θεωρείται κατάλληλη για κανάλι που υπόκειται σε παραμόρφωση λόγω λευκού προσθετικού Γκαουσιανού θορύβου (AWGN) ο οποίος παρουσιάζεται ως χρονικά κυμαινόμενο επίπεδο τάσης που περιγράφεται από Γκαουσιανή κατανομή με μηδενική μέση τιμή και μεταβλητότητα που είναι συνάρτηση του λαμβανόμενου λόγου σήματος προς θόρυβο. Η αποκωδικοποίηση συνελκτικά κωδικοποιημένων συρμών μπορεί να εκτελεστεί και με απλούστερους τρόπους σειριακής αποκωδικοποίησης με αντίτιμο την αναγκαιότητα ανοχής μεταβλητού χρόνου αποκωδικοποίησης. Το πλεονέκτημα της αποκωδικοποίησης Viterbi είναι ακριβώς ο σταθερός χρόνος αποκωδικοποίησης πράγμα που διευκολύνει την υλοποίηση του από το υλικό, παρόλα αυτά η πολυπλοκότητα της υλοποίησης και οι αντίστοιχες υπολογιστικές απαιτήσεις αυξάνουν εκθετικά με τον αριθμό των καταστάσεων που μπορεί να λάβει ο κωδικοποιητής. Τα τελευταία χρόνια η αποκωδικοποίηση Viterbi είναι η κυρίαρχη τεχνική αποκωδικοποίησης συνελκτικών κωδικών σε συστήματα αυξημένων απαιτήσεων κωδικοποίησης καναλιού, όπως τα δορυφορικά και τα διαστημικά. Με χρήση αποκωδικοποίησης Viterbi με μήκος περιορισμού $K=7$ το σύστημα VSAT είναι σε θέση να εκπέμπει αξιόπιστα χρησιμοποιώντας τεχνικές διαμόρφωσης BPSK ή QPSK σε επίπεδα εκπομπής 5 decibels χαμηλότερα από τα επίπεδα τα οποία θα απαιτούσε η μετάδοση αν δεν χρησιμοποιούταν η συγκεκριμένη κωδικοποίηση καναλιού.

Η αποκωδικοποίηση με χρήση του αλγορίθμου Viterbi βασίζεται στην ανάλυση του κωδικοποιητή σε σύνολο από καταστάσεις οι οποίες μεταπίπτουν από τη μια στην άλλη ανάλογα με την είσοδο ενώ ταυτόχρονα παράγεται έξοδος. Καταστάσεις του κωδικοποιητή είναι οι τιμές που λαμβάνουν οι καθυστερητές του είσοδοι. Καθώς καινούριες είσοδοι έρχονται οι καταστάσεις ολισθαίνουν και παράγουν εξόδους. Ο συνελκτικός κωδικοποιητής του συστήματος GSM χαρακτηρίζεται από τα πολυώνυμα D^4+D^3+D+1 , D^4+D^3+1 και σχηματικά μπορεί να παρασταθεί στο επόμενο σχήμα



Ο πίνακας καταστάσεων, εισόδων και εξόδων του παραπάνω κωδικοποιητή είναι ο εξής:

FSM	Coder next state		output	
	in=0	in=1	in=0	in=1
0000	0000	1000	00	11
0001	0000	1000	11	00
0010	0001	1001	11	00
0011	0001	1001	00	11
0100	0010	1010	00	11
0101	0010	1010	11	00
0110	0011	1011	11	00
0111	0011	1011	00	11
1000	0100	1100	10	01
1001	0100	1100	01	10
1010	0101	1101	01	10
1011	0101	1101	10	01
1100	0110	1110	10	01
1101	0110	1110	01	10
1110	0111	1111	01	10
1111	0111	1111	10	01

$D^2D^3D^4$

Με την εισαγωγή μηδενικών τιμών τις αρχικές τιμές των καταστάσεων του κωδικοποιητή και με την μετάδοση των tail bits είμαστε σε θέση να γνωρίζουμε ότι ο κωδικοποιητής ξεκινάει και τελειώνει σε μηδενική κατάσταση, γεγονός στο οποίο στηρίζεται η αποδιαμόρφωση. Γνωρίζοντας την αρχική και την τελική κατάσταση του κωδικοποιητή και λαμβάνοντας διαδοχικά μεταδιδόμενα σύμβολα ο δέκτης είναι ικανός να αναπαράγει όλες τις διαδοχικές μεταβάσεις καταστάσεων στις οποίες μπορούσε κατά τη μετάδοση να μεταπέσει ο κωδικοποιητής. Σε κάθε λαμβανόμενο σύμβολο ο αριθμός των δυνατών μεταβάσεων διπλασιάζεται μια και μπορούμε να έχουμε δύο πιθανές εξόδους και συνεπώς δύο πιθανές μεταβάσεις. Λόγω του γεγονότος ότι δεν μπορούν να αποθηκεύονται όλες οι πιθανές ακολουθίες καταστάσεων (για είσοδο μήκους 189 bits όπως στο GSM ο αριθμός τους ισούται με 2^{189}) σε κάθε βήμα αποκόπτονται οι μισές ώστε ο αριθμός αυτών που επιβιώνουν και συνεπακόλουθα αποθηκεύονται να είναι ο μισός. Η απόρριψη των περιττών καταστάσεων γίνεται βάση μέτρου σύγκρισης που είναι προσθετικό (σε κάθε βήμα αποκτά τιμή η οποία προστίθεται στην τιμή που έλαβε σε προηγούμενα βήματα) και το οποίο αντικατοπτρίζει την απόσταση (Hamming) της λαμβανόμενης εισόδου από την έξοδο που θα παρήγαγε η συγκεκριμένη μετάβαση καταστάσεων. Στο τέλος της διαδικασίας λαμβάνεται η ακολουθία καταστάσεων με την μικρότερη τιμή του παραπάνω μέτρου σύγκρισης. Οι καταστάσεις της ακολουθίας λαμβάνονται μια προς μια και από αυτές εξάγονται οι είσοδοι του κωδικοποιητή που τις παράγουν. Η τελευταία διαδικασία ονομάζεται και traceback.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] Joseph Mitola III, Software Radio Architecture, Object-Oriented Approaches to Wireless Systems Engineering, 2000
- [2] Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Full rate speech; Transcoding GSM 06.10 version 7.0.2 Release 1998, ETSI EN 300 961 V7.0.2 (2000-11), *European Standard (Telecommunications series)*
- [3] Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications, Jouko Vankka, Helsinki University of Technology Department of Electrical and Communications Engineering, Electronic Circuit Design Laboratory November 2000
- [4] TDMA Convergence for Packet Data Services, Riku Pironen, Nokia Research Center, Tapio Rautana, Nokia Mobile Phones, Jyrki Penttinen, Sonera, *IEEE Personal Communications*, 1070-9916/\$10,00 IEEE, June 1999
- [5] Perspective on Software Defined Radio - Download and Reconfigurability for Radio Software, ITU Seminar on IMT- 2000 and Systems Beyond Ottawa, 2002 Stephen M. Blust Chair SDR Forum
- [6] The Digital Front-End of Software Radio Terminal, Tim Hentschel, Matthias Henker, and Gerhard Fettweis, Dresden University of Technology, *IEEE Personal Communications*, August 1999, 1070-9916/99/\$10.00 © 1999 IEEE
- [7] Protocol and Architectural Issues for Software Radio, E. Berruto and G. Colombo, CSELT, Software Radio Workshop, Brussels, May 1997, AC015
- [8] Software Radios For Wireless Networking, Banu Bose, Alok Shah, Michael Ismert, Infocom '98 San Fransisco, CA
- [9] CDMA Development Group, CDG, <http://www.cdg.org/index.asp>
- [10] Direct Digital Synthesis, Jeffrey Reed, Brian Woerner, 9th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, The Mobile and Portable Radio Research Group, Virginia Tech
- [11] Modem Subsystem of a Commercial SDR Base Station, Software Defined Radio Contribution, Technical Base Station Group, Jack Rosa, doc number sdrf-01-o-0023-v00.00
- [12] Software Defined Radio (SDR) Products for Radio and Radar, Interactive Circuits & Systems (ICS) Ltd, Μάιος 2000, www.ics-ltd.com
- [13] Developing a Software Radio Platform with ICS Radio PCI products, Interactive Circuits & Systems (ICS) Ltd, Μάιος 2000, www.ics-ltd.com
- [14] Bluetooth Specification Volume 1, Specification of the Bluetooth

- System, Specification 1.1, Radio Specification, Φεβρουάριος 2001
- [15] High Speed Arbitrary Waveform Generation, Interactive Circuits & Systems (ICS) Ltd, Μάιος 2000, www.ics-ltd.com
 - [16] The SpectrumWare Approach to Wireless Signal Processing David L. Tennenhouse and Vanu G. Bosem, Telemedia Networks and Systems Group Laboratory for Computer Science, MIT
 - [17] Girish Patel and Steven Dennett, the 3GPP and 3GPP2 movements toward an all-ip mobile network, *IEEE Personal Communications*, Αύγουστος 2000
 - [18] Arnold R. Feldman, High-Speed, Low-Power Sigma-Delta Modulators for RF Baseband Channel Applications Thesis, PhD Thesis, University Of California, Berkley
 - [19] Cognitive Radio An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio, Dissertation, Doctor of Technology Joseph Mitola III, Royal Institute of Technology (KTH), Teleinformatics Electrum 204, SE-164 40 Kista, Sweden, Μάιος 2000
 - [20] Next Century Challenges: Radio Active Networks, Vanu Bose, John Guttag, David Wetherall
 - [21] Luca Daniel και Marco Sabatini, BandPass Sigma-Delta Modulator for wideband IF signals, Μάιος 2001
 - [22] Accelerating Evolution of the Cellular Infrastructure using Software Radios, Alok B. Shah, Vanu G. Bose, Vanu Inc.
 - [23] A Baseband Pulse Shaping Filter For Gaussian Minimum Shift Keying, N. Krishnapura, S. Pavan, C. Mathiashagan, B. Ramamurthi, 0-7803-4455-3/98/\$10.00, 1998 IEEE
 - [24] Analog Devices, www.analog.com, 2001
 - [25] Tim Hentschel, Gerhard Fettweis, AD Conversion and Channelization for Multi-Mode Terminals
 - [26] Jonathan Jones, Performance of 12-bit and 14-bit ADCs for SDR, Applications Interactive Circuits & Systems (ICS) Ltd, Δεκέμβριος 2000
 - [27] Borislav Todorov, Performance Evaluation of 12 and 14 bit Converter Technology for Software Digital Radio Applications, Interactive Circuits & Systems (ICS) Ltd technical note, Ιανουάριος 1999
 - [28] Andrew M. Abo and Paul R. Gray, *Fellow, IEEE*, A 1.5-V, 10-bit, 14.3-MS/s CMOS Pipeline Analog-to-Digital Converter, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 5, Μάιος 1999
 - [29] J.A. Wepman, J.R. Hoffman, RF and IF Digitization in Radio Receivers: Theory, Concepts, and Examples, U.S. Department Of Commerce, NTIA Report 96-328, Μάρτιος 1996
 - [30] J.A. Wepman, J.R. Hoffman, RF and IF Digitization in Radio Receivers: Theory, Concepts, and Examples, U.S. Department Of Commerce, NTIA Report 96-328, Μάρτιος 1996
 - [31] Flexible Integrated Radio Integrated Radio Systems Technology Systems Technology (FIRST), Carl Taylor, Project Manager, ERA Technology Ltd, Software Radio Workshop 98
 - [32] Design and Performance of Software Radio: ECEn 493R Final Report, April 12, 2001 Jonathan Vance, Charles Middleton, Sarah Hedengren, Brent Fawson, & Anshul Malvi
 - [33] Thesis: Source-Channel Coding of Speech, Alexis Pascal Bernard

- University of California Los Angeles
- [34] WLANA, the Wireless Networking Industry's Information Resource, <http://www.wlana.org/>
 - [35] Ericsson, CDMA 2000 standarization white paper <http://www.ericsson.com/cdmasystems/index.shtml>
 - [36] Vijaya Chandrian Ramasami, Capacity of CDMA systems
 - [37] Keith K. Onodera and Paul R. Gray, *Fellow, IEEE*, A 75-mW 128-MHz DS-CDMA Baseband Demodulator for High-Speed Wireless Applications, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 5, Μάιος 1998
 - [38] Bluetooth SIGnal, Personal Area Networking Profile, Ιούνιος 2001
 - [39] DECT forum, <http://www.dectweb.com/DECTForum/>
 - [40] Software Radio : The Standards Perspective, Bill Robinson, Centre de Recherche de Motorola, Espace Technologique, St Aubin
 - [41] Jean-Paul Linnarz, Synchronous MC-CDMA in Dispersive, Mobile Rayleigh Channels, *Proc. 2 nd IEEE Benelux Signal Processing Symposium (SPS-2000)*, Hilvarenbeek, The Netherlands, Μάρτιος 2000
 - [42] Official Bluetooth website, www.bluetooth.com
 - [43] Software Radio Technology Challenges and Opportunities First European Workshop on Software Radios Keynote Address Joseph Mitola III The MITRE Corporation, McLean, VA 22102
 - [44] A GSM/GPS Receiver With a Bandpass Sigma-Delta Analog to Digital Converter, T. Muller, K. Boehm, T. Hentschel
 - [45] Analog Devices, 14 Bit Msps A/D Converter Enables Software Radio for Next Generation Wireless Communications, *The Analog Devices Solutions Bulletin*, Απρίλιος 2001
 - [46] Bruce Kraemer, Paul Chen, David Damerow, Kanti Bacrania- Harris Corporation, *Advances in Semiconductor Technology - Enabling Software Radio*, European Commission Software Radio Workshop, Μάιος 1997
 - [47] Lars Lundheim, Tor Ramstad, An Efficient and Flexible Structure for Decimation and Sample Rate Adaptation in Software Radio Receivers
 - [48] Tim Hentschel, Gerhard Fettweis, Marcus Bronzel, Channelization and Sample Rate Conversion in Software Radio Terminals
 - [49] Tim Hentschel, Matthias Henker, Gerhard Fettweis, Sample Rate Conversion in Software Radio Terminals
 - [50] Tim Hentschel, Gerhard Fettweis, Sample Rate Conversion for Software Radio
 - [51] Carol Barrett, Low-Power Decimation Filter Design for Multi-Standard Transceiver Applications, PhD Thesis, University Of California, Berkley
 - [52] SwedeTrack, <http://www.swedetrack.com/>
 - [53] Jacques C. Rudell, Jia-Jiunn Ou, , Thomas Byunghak Cho, George Chien, Francesco Brianti, Jeffrey A. Weldon, and Paul R. Gray, *Fellow, IEEE*, A 1.9-GHz Wide-Band IF Double Conversion CMOS Receiver for Cordless Telephone Applications, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 12, Δεκέμβριος 1997
 - [54] Dr F. Op't Eynde, A Direct Conversion BiCMOS RF frontend for DECT, Alcatel Microelectronics, *IEEE Signal Processing Magazine*, 2000
 - [55] Software Radio Forum, <http://www.sdrforum.org/index.html>
 - [56] Jennifer Eyre and Jeff Bier, Berkley Design Technology Inc (BDTI), the

Evolution of DSP Processors

- [57] Jack Rosa, Technical Base Station Working Group, Software Defined Radio Forum Contribution, Modem Subsystem of a commercial SDR Base Station, SDR forum document no SDRF-01-l-0023
- [58] Bluetooth SIGnal, Issue no.2, Σεπτέμβριος 1999
- [59] Paul Flikkema, Mobile and Personal Communications, EEL 6593, Σεπτέμβριος 1998
- [60] Brad Brannon, Wide – dynamic – range A/D converters pave the way for wideband digital-radio receivers, Analog Devices Inc, White Paper
- [61] Software Radio Implementability of Wireless LANs, A. Jamin, P. Mahonen, Z. Shelby, 12th Thyrrhenian International Workshop on Digital Communications, Seession 3: Software Radio Architecture
- [62] Turbo Codes 2000, ITU - Telecommunication Standardization Sector Temporary Document CF-036 STUDY GROUP 15, Ιανουάριος 2001
- [63] Mobile Radio Communications, Second Edition, Second and Third Generation Cellular and WATM Systems, Raymond Steele and Lajos Hanzo
- [64] Efficient Coding for GSM, David Asano, Takaaki Hitsummi, Subbarayan Pasupathy, the 21st Symposium on Information Theory and Its Applications (SITA), 1998
- [65] Maximizing Channel Capacity in FSK Modulation Systems
Michael A. Soderstrand, Liz Gao and Earl McCune, Digital Signal Processing and Communications Lab
Electrical and Computer Engineering Department
University of California
- [66] A Multicarrier GSM Modulator, Jouko Vankka, Mauri Honkanen, and Kari A. I. Halonen *IEEE Journal on Selected Areas in Communicatons* vol.. 19, no. 6, Ιούνιος 2001
- [67] Modulation Scheme Recognition Techniques for Software Radio on a General Purpose Processor Platform
Keith E. Nolan, Linda Doyle, Donal O'Mahony, Philip Mackenzie
Networks and Telecommunications Research Group, Trinity College, Dublin 2, Rep. of Ireland
- [68] Direct Conversion for Flex Paging Receivers - A Feasibility Study
Zhiheng Chen and Jack Lau, Department of Electrical & Electronic Engineering, The HONG KONG University of Science & Technology
Clear Water Bay, Kowloon, HONG KONG
- [69] Integrating and Applying Internet Protocols with a Reconfigurable Software Radio - The Low Power Transceiver (LPT), David J. Zillig, Network Support Group/Code 567 NASA Goddard Space Flight Center, Greenbelt, MD William D. Horne, Ronald Pawlikowski, and Carl F. Kwadrat ITT Industries, Advanced Engineering & Science Division, Reston, VA.
- [70] Recent Developments in High Integration Multi-Standard CMOS Transceivers for Personal Communication Systems Jacques C. Rudell, Jia-Jiunn Ou, R. Sekhar Narayanaswami, George Chien, Jeffrey A. Weldon, Li Lin, King-Chun Tsai, Luns Tee, Kelvin Khoo, Danelle Au, Troy Robinson, Danilo Gerna, Masanori Otsuka and Paul R. Gray
Department of Electrical Engineering and Computer Sciences University of California at Berkeley

- [71] The Front end of Software-Defined Radio: Possibilities and Challenges
Roel Schiphorst, Fokke W. Hoeksema and Cornelis H. Slump,
University of Twente, Department of Electrical Engineering, Laboratory
of Signals and Systems
- [72] Dynamic Physical Layers for Wireless Networks using Software Radio,
Vanu Bose, Roger Hu, Robert Moris, Vanu Inc. and Laboratory for
Computer Science MIT
- [73] Experiences Implementing GSM in RDL (the Vanu Radio Description
Language), John Chapin, Victor Lum, Steve Muir, Vanu,
Inc. Cambridge, Massachusetts
- [74] The VANU Software Radio System, Dr. John M. Chapin (Vanu, Inc.,
Cambridge, MA, USA,) Dr. Vanu G. Bose (Vanu, Inc., Cambridge, MA,
USA)
- [75] www.vanu.inc
- [76] Making Commodity pc fit for Signal Processing, Michael Ismert,
Software Devices and Systems Group, Lab of Computer Science, MIT
- [77] Software Radio on General-Purpose Processors
Philip Mackenzie, Linda Doyle, Donal O'Mahony, Keith Nolan,
Software Devices and Systems Group, Lab of Computer Science, MIT
- [78] Virtual Radios, Vanu Bose, Mike Ismert, Matt Welborn, John Guttag,
Software Devices and Systems Group, Lab of Computer Science, MIT
- [79] <http://www.3gpp.org/>, <http://www.arib.or.jp/IMT-2000/>
- [80] Interference of Bluetooth and IEEE 802.11: Simulation Modeling and
Performance Evaluation, N. Golmie, R. E. Van Dyck, and A. Soltanian
National Institute of Standards and Technology, Gaithersburg, Maryland
- [81] Indoor Wireless Communications: Capacity and Coexistence on the
Unlicensed Bands Leslie Ann Rusch, Connected and Extended PC
Lab, Technology and Research Labs, Intel ® Architecture Group, Intel
Corporation
- [82] International Standard ISO/IEC 8802-11: 1999(E), ANSI/IEEE Std
802.11, 1999 Edition, Information technology - Telecommunications
and information - exchange between systems - Local and metropolitan
area networks - Specific requirements - Part 11: Wireless LAN Medium
Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications
Sponsor: LAN MAN Standards Committee of the IEEE Computer
Society
- [83] IEEE Std 802.11b-1999, (Supplement to ANSI/IEEE Std 802.11, 1999
Edition) Supplement to IEEE Standard for Information technology -
Telecommunications and information exchange between systems - Local
and metropolitan area networks - Specific requirements - Part 11:
Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer
(PHY) specifications: Higher-Speed Physical Layer Extension in the
2.4 GHz Band